Podešavanje parametara regulatora u IPMSM pogonu sa minimalnim brojem senzora korišćenjem klasičnih regulacionih metoda

Vladimir Popović, Marko Gecić, Đura Oros, Darko Marčetić Fakultet tehničkih nauka Novi Sad, Srbija popovicv@uns.ac.rs, gecicm@uns.ac.rs, orosd@uns.ac.rs, darmar@uns.ac.rs

Sažetak—U ovom radu je izvršena parametarska analiza i sinteza pojačanja regulatora struje i brzine kao i regulatora fazne petlje u okviru vektorskog pogona sa sinhronim motorom sa permanentnim magnetima bez davača na vratilu. Predložen je po jedan, najčešće korišćen metod za određivanje parametara regulatora za svaku petlju pogona bez detaljnog izvođenja. Validacija razmotrenih teorijskih zaključaka je potvrđena kroz eksperimentalne rezultate odziva sve tri regulacione petlje u okviru razmatranog elektromotornog pogona.

Ključne reči-IPMSM; PLL petlja; regulacija;

I. Uvod

Potreba za energetski efikasnim pogonima pokreće trend motora primene energetski efikasnih sinhronih sa permanentnim magnetima utisnutim u rotor IPMSM (eng. Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) u većini elektromotornih pogona opšte namene. Dodatno, trend umanjenja cene ovih pogona dovodi do smanjenja broja senzora u pogonu što čini davač položaja na vratilu apsolutno neprihvatljivim. Ovim se uvodi potreba za procenom brzine i položaja rotora u toku rada pogona uvodeći pritom dodatna fazna kašnjenja u sve regulacione strukture. Time se ponovo otvara pitanje stabilnosti regulacionih petlji brzine i položaja i opet posvećuje pažnja problemima regulacije i podešavanja vrednosti parametara regulatora elektromotornog pogona. Pod tim se podrazumeva stabilan a po mogućnosti i dinamički kvalitetan odziv uz potpunu eliminaciju signala greške stacionarnog stanja sa malom osetljivošću na promene parametara mašine (otpornost, induktivnosti...) i što veće potiskivanje signala poremećaja, najčešće u vidu momenta opterećenja, [1] i [2].

Za potrebe regulacije u okviru pogona bez davača na vratilu, tzv. *sensorless* pogona, neophodno je proceniti i brzinu i položaj rotora. U slučaju *IPMSM* pogona robustan metod za procenu obuhvata kombinaciju estimatora zasnovanog na proširenoj elektromotornoj sili i *PLL* (eng. *Phase Locked Loop*) algoritmu. Takav observer na osnovu promenljivih stanja, struje i elektromotorne sile statora procenjuje ugao i brzinu rotora, [3] i [4]. U ovoj strukturi *PLL* je najuže grlo i podešavanju parametara njegove fazne petlje se posvećuje posebna pažnja. Da bi dobijeni *sensorless* pogon bio stabilan

neophodno je razdvojiti dinamiku estimacije položaja i brzine od dinamike regulacionih petlji momenta, brzine i položaja.

Stoga je nužno simultano ispuniti sve kriterijume koji se postavljaju pred takav regulisani sistem. Uopšteno razmatrajući, u teoriji sistema automatskog upravljanja definišu se pet kriterijuma za izbor tipa regulatora u zavisnosti od tipa pobudnog signala kojim se sistem eksituje:

- 1. stabilnost odziva
- 2. greška rada u stacionarnom stanju
- 3. osetljivost na promene parametara
- 4. performanse tranzijentnog odziva spram tipa pobude
- 5. sposobnost potiskivanja sistemskih poremećaja

U ovom radu je najpre izvršena teorijska analiza jedne karakteristične linearne regulacione petlje za jedan opšti sistem opisan uobičajenim klasama funkcija prenosa. Analizirani su razni tipovi regulatora u zavisnosti od funkcija prenosa objekta upravljanja, kao i od tipa poremećaja i pobudnih signala. Ova analiza je dalje iskorišćena za sintezu strujne, brzinske kao i *PLL* petlje estimacije ugla u okviru *IPMSM* pogona. Na osnovu tih zaključaka predloženi su potrebni tipovi regulatora kao i metode Dalinovog algoritma [5], algoritma uspostavljanja kritično aperiodičnog odziva, [6], i algoritma postavljanja polova na realnu osu, [7], redom za strujnu, brzinsku i *PLL* regulacionu petlju razmatranog pogona *IPMSM*. Validnost teorijskih zaključaka je potvrđena kroz eksperimentalne rezultate odziva sve tri petlje.

II. ODABIR TIPA REGULATORA U ZAVISNOSTI OD OBJEKTA, TIPA REFERENTNOG SIGNALA I POREMEĆAJA

Posmatra se jednostavna regulaciona struktura sa jediničnom povratnom spregom prikazana na sl. 1:



Slika 1. Blok dijagram tipičnog SAU u zatvorenoj jediničnoj povratnoj sprezi sa svim relevantnim signalima upravljanja u *s* domenu

Rad je sponzorisan od strane Ministarstva prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije, u okviru projekta 42004.

gde su:

- **R**(s) funkcija prenosa regulatora
- G(s) funkcija prenosa objekta upravljanja (procesa)
- u(s) referentni (ulazni) signal u sistem
- *e(s)* signal greške iz diskriminatora greške *DG*
- *x*(*s*) upravljački signal procesa
- *p*(*s*) signal poremećaja sistema (neželjeni ulaz)
- *y*(*s*) izlazni (regulisani) signal

Zbog postojanja dva ulaza (jedan je doduše neželjeni ulaz) izlazni signal u *s* domenu, y(s), se dobija superpozicijom signala izlaza kada bi postojao samo jedan ulaz dok bi drugi bio nula, prikazano u (1), [7]:

$$y(s) = \frac{R(s)G(s)}{1 + R(s)G(s)}u(s) + \frac{G(s)}{1 + R(s)G(s)}p(s).$$
(1)

Signal greške sistema definisan kao razlika izlaznog y(s) i ulaznog signala u(s), e(s) u s domenu se na identičan način analitički dobija pomenutom superpozicijom izlaza kao u (2):

$$E(s) = \frac{1}{1 + R(s)G(s)}u(s) + \frac{G(s)}{1 + R(s)G(s)}p(s).$$
(2)

Pored stabilnosti sistema kao osnovni kriterijum izbora funkcije prenosa regulatora R(s) je sposobnost regulatora da, za datu funkciju prenosa procesa G(s) pri očekivanom tipu reference u(s) i poremećaja p(s), svede signal greške u stacionarnom stanju, $e(\infty)$, na nulu, videti (3):

$$e(\infty) = \lim_{t \to \infty} e(t) = \lim_{s \to 0} s \cdot E(s) = 0.$$
(3)

U narednoj analizi veličina signala greške će predstavljati osnovni kriterijum za izbor tipa regulatora.

A. Objekat statičkog elementa prvog reda: G(s)=K/(1+Ts)

Ova vrsta objekta predstavlja približnu aproksimaciju većine upravljačkih procesa i modeluje pored statičkog pojačanja aktuatora i inerciju uspostavljanja izlaza na promene upravljačkog signala. Vremenska konstanta T modeluje upravo pomenutu dinamiku.

• Regulator sa proporcionalnim dejstvom: $G(s) = K_P$

Za skokovitu promenu ulaza i poremećaja, $u(s) = U_0/s$ i $p(s) = P_0/s$, uvrštavanjem odgovarajućih funkcija prenosa u (2) i (3) dobija se (4):

$$e(\infty) = \lim_{s \to 0} s \cdot E(s) = \lim_{s \to 0} s \cdot (\frac{1}{1 + K_P \frac{K}{1 + T_S}} \frac{U_0}{s} + \frac{K}{1 + K_P \frac{K}{1 + T_S}} \frac{P_0}{s}$$
$$e(\infty) = \frac{1}{1 + K_P K} U_0 + \frac{K}{1 + K_P K} P_0.$$
(4)

Na osnovu (4) jasno je da proporcionalno dejstvo nije u mogućnosti da svede grešku stacionarnog stanja na nulu.

• Regulator sa integralnim dejstvom: $G(s) = K_I/s$

Vrednost signala greške u stacionarnom stanju u slučaju upotrebe regulatora I tipa prikazana je sa (5) i (6):

$$e(\infty) = \lim_{s \to 0} s \cdot E(s) = \lim_{s \to 0} s \cdot (\frac{1}{1 + \frac{K_I}{s} \frac{K}{1 + Ts}} \frac{U_0}{s} + \frac{K}{1 + \frac{K_I}{s} \frac{K}{1 + Ts}} \frac{P_0}{s}) = 0$$
 (5)

$$e(\infty) = \lim_{s \to 0} s \cdot E(s) = \lim_{s \to 0} s \cdot (\frac{Ts^2 + s}{Ts^2 + s + K_I K} \frac{U_0}{s} + \frac{KTs^2 + Ks}{Ts^2 + s + K_I K} \frac{P_0}{s}) (6)$$

Zaključak: Unošenjem astatizma u direktnu granu greška stacionarnog stanja se svodi na nulu bez obzira na veličinu poremećaja. Međutim, rešenje sa integralnim regulatorom, za datu funkciju spregnutog prenosa drugog reda, daje nezadovoljavajuće performanse tranzijentnog odziva. Za male vrednosti integralnog pojačanja dobija se spor odziv, dok se za velike vrednosti imaju veliki preskoci regulisane promenljive i manja margina stabilnosti sistema [7].

 Regulator sa proporcionalno-integralnim dejstvom: G(s) = K_P+K_I/s

Rešenje koje na zadovoljavajućem nivou objedinjuje svih pet kriterijuma performansi (1-5) u razmatranom slučaju podrazumeva uvođenje stabilizacionog *P* dejstva u već prikazanu regulacionu strukturu sa integralnim regulatorom, tačnije podrazumeva upotrebu *PI* regulatora.

Može se dokazati da se simultanim podešavanjem pojačanja *PI* regulatora može postići brz i stabilan odziv bez greške u stacionarnom stanju uz zadovoljavajuće performanse u tranzijentnom režimu. Metodom kompenzacije vremenske konstante, [7], može se teoretski postići proizvoljno brz aperiodičan odziv što je naročito značajno za široku klasu procesa. (7) i (8) upravo ilustruju primenu ovog metoda:

$$E(s) = \left(\frac{1}{1 + K_{P}} \frac{1 + T_{n}s}{T_{n}s} \frac{K}{1 + T_{s}} \frac{U_{0}}{s} + \frac{K}{1 + K_{P}} \frac{K}{T_{n}s} \frac{P_{0}}{1 + T_{s}}\right), \quad (7)$$

$$e(\infty) = \lim_{s \to 0} sE(s) = 0 \quad (8)$$

gde se $T_n = K_P/K_I$ definiše kao vreme reakcije *PI* regulatora.

Izborom $T_n = T$ postiže se kompenzacija (često velike) vremenske konstante procesa svodeći funkcije spregnutog prenosa greške po ulazu i poremećaju na polinome prvog reda:

$$e(s) = \left(\frac{sT^{*}}{1+sT^{*}}\frac{U_{0}}{s} + \frac{sT^{*}K}{1+sT^{*}}\frac{P_{0}}{s}\right)$$
(9)

gde je sada $T^* = T_n/(K_P K)$ nova ekvivalentna vremenska konstanta koja modeluje inerciju uspostavljanja izlaza.

Na osnovu (9) je očigledno da se izborom što većeg proporcionalnog pojačanja odziv sistema može teoretski proizvoljno ubrzati. U praksi, u zavisnosti od tipa aplikacije kao i od veličine dozvoljenih naprezanja određene konstrukcionim karakteristikama sistema zavisiće i dozvoljena brzina uspostavljanja odziva izlaza.

Zaključak: *PI* regulator upotrebljen za regulaciju procesa opisanog funkcijom prenosa tipa filtra predstavlja optimalno rešenje koje zadovoljava sve kriterijume performansi SAU.

B. Objekat integralnog tipa: G(s)=K/s

Na ovom mestu će se razmotriti još jedna vrsta objekta upravljanja koja poseduje integratorsku karakteristiku tj. opisuje astatičnost odziva na signal upravljanja.

Regulator sa proporcionalnim dejstvom: G(s) = K_P

Identična analiza kao u slučaju upotrebe istog regulatora za objekat tipa filtra takođe pokazuje da P regulator nije u stanju da obezbedi nultu grešku u stacionarnom stanju. Astatizam samog objekta je dovoljan da svede grešku usled ulazne reference na nulu, ali ukoliko postoji poremećaj u sistemu čitava struktura radi sa greškom stacionarnog stanja. Ona je utoliko manja ukoliko je vrednost K_P veća, vidi (10):

$$e(\infty) = \lim_{s \to 0} s \cdot E(s) = \lim_{s \to 0} s \left(\frac{1}{1 + K_P \frac{K}{s}} \frac{U_0}{s} + \frac{K/s}{1 + K_P \frac{K}{s}} \frac{P_0}{s} \right) = \frac{P_0}{K_P} (10)$$

Zaključak: Teoretski, na osnovu (10) greška se može svesti na nulu jedino u slučaju da $K_P \rightarrow \infty$, no prilikom praktične realizacije ostaje problem mogućeg odsecanja upravljačke promenljive usled uvek prisutnog limitera upravljačkog signala.

• Regulator sa integralnim dejstvom: $G(s) = K_I/s$

Korišćenjem regulatora sa integralnim dejstvom unosi se u direktnu granu još jedan astatizam, $R(s)G(s) = 1/s^2$ vidi sl. 1, i u slučaju objekta upravljanja tipa integratora će rezultovati granično stabilnim odzivom na odskočnu referencu. Sistem je granično stabilan te i mali poremećaji mogu učiniti celokupan proces regulacije nestabilnim.

Regulator sa proporcionalno-integralnim dejstvom:
 G(s) = K_P+K_I/s

Rešenje i u ovom slučaju podrazumeva uvodjenje stabilizacionog proporcionalnog dela tj. upotrebu *PI* regulatora u regulacionoj petlji. Poznato je da takva regulaciona struktura ima stabilne polove dok identična analiza za odskočne reference upravljačkog ulaza i poremećaja pokazuje da je greška stacionarnog stanja jednaka nuli, (11), [7]:

$$e(\infty) = \lim_{s \to 0} s \cdot E(s) = \lim_{s \to 0} s \cdot \frac{1}{1 + K_p} \frac{1 + T_n s}{T_n s} \frac{U_0}{s} + \frac{K/s}{1 + K_p} \frac{H}{T_n s} \frac{P_0}{s} = 0 \ (11)$$

Integralno dejstvo obezbeđuje nultu grešku stacionarnog stanja usled dejstva poremećaja dok proporcionalno dejstvo stabiliše odziv i poboljšava karakteristike performanse tokom tranzijenta.

U svim dosadašnjim analizama je podrazumevana odskočna ulazna pobuda upravljačkog signala i poremećaja. U analizi SAU za određivanje performansi se često koristi i ulazni upravljački signal tipa rampa funkcije, $u(s) = U_0/s^2$. Takođe, astatizam objekta često je posledica definicije između modelovanih promenljivih ulaza i izlaza (npr. brzina/ugao...). U tom slučaju ne postoji poremećajna promenljiva u celokupnom procesu te za razmatranu rampa funkciju i upotrebljen *PI* regulator greška stacionarnog stanja postaje:

$$e(\infty) = \lim_{s \to 0} s \cdot E(s) = \lim_{s \to 0} s \left(\frac{1}{1 + K_P} \frac{1 + T_n s}{T_n s} \frac{K}{s} \frac{U_0}{s^2} \right) = 0$$
(12)

Može se lako pokazati da i u ovom slučaju nije dovoljno upotrebiti samo P regulator, sa značajnom razlikom da sada astatizam u okviru same ulazne promenljive čini da celokupan proces radi sa nenultom greškom stacionarnog stanja, [7].

Celokupna analiza u ovom poglavlju pokazuje da jedino regulator *PI* tipa u slučaju regulacione strukture opisane sl. 1 može da simultano zadovolji sve karakteristike performanse koji se postavljaju pred takav SAU bez obzira na vrstu objekta upravljanja i tip pobudnih signala ulaza i poremećaja.

III. SINTEZA PARAMETARA PI REGULATORA U OKVIRU REGULACIONIH PETLJI IPMSM POGONA

Upravljački algoritam zasnovan na vektorskoj kontroli pogona *IPMSM* uz korišćenje *MTPA* strategije dovodi do linearizacije upravljačke karakteristike ovog pogona i omogućava zadovoljenje svih kriterijuma performansi upotrebom jednostavnog *PI* regulatora u okviru svake od regulacionih petlji, [2] i [4]. Lako je zaključiti da se tada regulacione petlje *IPMSM* pogona mogu kvalitetno aproksimirati već prikazanom petljom na sl. 1. Različitim regulacionim petljama *IPMSM* pogona odgovaraće različiti tipovi upravljačkih signala kojim se pobuđuju kao i specifične funkcije prenosa objekta koji modeluju svaku od petlji ponaosob.

A. Parametarska sinteza regulacione petlje struje IPMSM

Funkcija prenosa objekta upravljanja u slučaju regulacione petlje struje *IPMSM* pogona je opisana filtarskom karakteristikom koja opisuje elektromagnetnu inerciju uspostavljanja struje kroz namotaj mašine na promene priključenog napona. Funkcija prenosa objekta je:

$$G(s) = \frac{K_S}{1 + sT_S} \tag{13}$$

gde je T_s vremenska konstanta statorskog namotaja dok $K_s=1/R_s$ predstavlja pojačanje statorskog kola sa R_s modelovanim kao otpornost statorskog namotaja.

Orijentacijom polja na fluks rotora postiže se delimično dekuplovanje osa mašine – sprežući (eng *cross coupling*) članovi koji zavise od struja i fluksa magneta uspešno se modeluju kao poremećajni ulazi i/ili često zanemaruju prilikom sinteze parametara strujne petlje, p(s)=0.

U digitalnim pogonima invertor predstavlja aktuator napona i služi za pretvaranje signala izlaza regulatora u upravljački signal napona kojim se pobuđuje objekat statorskog kola. Odziv predstavlja strujni signal $y(s)=i_S(s)$ koji se detektuje šant otpornikom kao strujnim davačem. Na sl. 2 prikazana je strujna regulaciona petlja pogona *IPMSM* bazirana na originalnoj petlji sa sl. 1 sa dodatno ubačenim blokom koji modeluje funkciju prenosa invertora karakteristikom filtra prvog reda sa vremenskom konstantom koja odgovara periodi PWM signala T_{PWM} i pojačanjem $K_{INV}=V_{DC}$ (V_{DC} napon jednosmernog međukola invertora) i digitalnim regulatorom sa kolima za odabiranje sa periodom odabiranja takođe T_{PWM} .



Slika 2. Blok dijagram uprošćene strujne petlje pogona IPMSM

Razmatrana petlja je pogodna za primenu Dalinovog algoritma za odabir parametara *PI* regulatora struje koji predstavlja najčešće korišćeno rešenje za konkretno prikazanu strujnu regulacionu petlju. Dalinov algoritam podrazumeva proračun parametara *PI* regulatora sa ciljem da se ostvari aperiodičan odziv regulisane veličine uz proizvoljan propusni opseg celokupne regulacione petlje, definisan parametrom λ . Može se lako pokazati da su optimalno podešeni parametri *PI* regulatora struje nakon primene Dalinovog algoritma za petlju sa sl. 2, [5]:

$$K_{P} = \frac{1 - e^{-\lambda T}}{K(e^{T/T_{S}} - 1) \cdot (1 + N(1 - e^{-\lambda T}))}$$
(14)

$$K_{I} = K_{P}(e^{T/T_{S}} - 1) = \frac{1 - e^{-\lambda T}}{K[1 + N(1 - e^{-\lambda T})]}$$
(15)

gde je $T=T_{PWM}$ perioda odabiranja a N transportno kašnjenje aktuatora.

Izborom parametara regulatora struje na osnovu (14) i (15) ostvaruje se aperiodičan odziv struje na odskočnu promenu reference proizvoljne brzine. Proizvoljan propusni opseg petlje struje omogućuje efikasno uspostavljanje momenta *IPMSM* koje značajno utiče na dinamičke karakteristike mehaničkog podsistema. Za ostvarenje nezavisne kontrole brzine i momenta pogona neophodno je da strujna petlja bude barem za red veličine brža od nadređene brzinske petlje, [2] i [4]. Ako je perioda rada brzinske petlje T_{ω} tada je potrebno da minimalan propusni opseg petlje struje bude:

$$\lambda_{\min} = 5/T_{\omega} \tag{16}$$

B. Parametarska sinteza regulacione petlje brzine IPMSM

Funkcija prenosa objekta upravljanja u slučaju regulacione petlje brzine *IPMSM* pogona je opisana integratorskom karakteristikom koja opisuje mehaničku inerciju uspostavljanja brzine obrtanja rotora mašine na ostvareni elektromagnetni momenat mašine. Funkcija prenosa objekta glasi:

$$G(s) = \frac{1}{Js} \tag{17}$$

gde parametar J predstavlja momenat inercije pogona.



Slika 3. Blok dijagram uprošćene brzinske petlje pogona IPMSM

Na sl. 3 predstavljen je blok dijagram mehaničkog podsistema kao približnija aproksimacija regulacione petlje brzine u odnosu na petlju sa sl. 1. Ulaz u razmatrani podsistem predstavlja odskočna referenca brzine ili njena rampa funkcija određenog nagiba dok se za poremećajnu promenljivu uvodi momenat opterećenja pogona, m_{opt} . Podređena strujna regulaciona petlja zajedno sa svim elementima koji ostvaruju elektromagnetni momenat m_{el} putem delovanja vektorskog pogona su modelovani statičkim pojačanjem, K_S . Motivacija leži u činjenici da se može ostvariti idealan konvertor momenta u vidu strujno regulisanog naponskog izvora invertora ako se obezbedi uslov opisan sa (16). Pored već standardnog digitalnog *PI* regulatora sa kolima za odabiranje ovog puta sa periodom odabiranja koja odgovara frekvenciji odabiranja brzinske petlje, T_{ev} , modelovan je i merno prilagodni blok W_{mer}

u digitalnom domenu kojim se usrednjava signal sa brzinskog davača, enkodera, u toku poslednja dva odbirka brzine ω_r .

U nastavku je prikazana univerzalna procedura za podešavanje parametara *PI* regulatora brzine, detaljnije u [6]. Procedura je primenljiva na digitalne sisteme upravljanja sa proizvoljnim momentom inercije celokupnog pogona i zasnovana je na predloženom podsistemu sa sl. 3. Podrazumeva da se sa podesno izabranim parametrima *PI* regulatora postigne kritično aperiodičan odziv brzine pogona što je čest zahtev u elektromotornim pogonima. Može se lako pokazati da su optimalno podešeni parametri *PI* regulatora brzine za postizanje kritično aperiodičnog odziva pogona modelovanog sl. 3 predstavljeni sa (18), [2] i [6]:

$$K_P = 0.2027 \frac{2J}{T} \frac{\omega_b}{K_S}, \ K_I = 0.0035 \frac{2J}{T} \frac{\omega_b}{K_S}$$
 (18)

gde je ω_b predstavlja faktor skaliranja brzine u okviru programskog algoritma realizovanog na digitalnom procesoru.

C. Parametarska sinteza regulacione petlje ugla – PLL

U slučaju sensorless pogona sa IPMSM motorom procedura za procenu ugla magneta, brzine obrtanja i ostvarenje visokih performansi upravljanja uključuje upotrebu modela zasnovanog na definisanju vektora proširene elektromotorne sile (eng. Extended back electromotive force - ExBEMF), [2] i [8]. Informacija o uglu magneta je u slučaju upotrebe modela IPMSM motora zasnovanog na ExBEMF-u sadržana jedino u okviru istoimenog vektora. Upotrebom PLL algoritma omogućena je ekstrakcija pozicije magneta rotora. Ulaz u strukturu predstavlja referenca ugla koja se u terminima klasične teorije modeluje rampa funkcijom beskonačnog trajanja čiji nagib određuje brzinu obrtanja pogona. Izlaz predstavlja ugao referentnog sistema prema kome se orijentišu svi vektori mašine u okviru algoritma VU.

Sistem je opisan jednačinama u s domenu koje predstavljaju zavisnost ugla sistema, y(s), kao izlaza od njegove ulazne referentne vrednosti, u(s), prikazano sa (19):

$$y(s) = \frac{K_P s + K_I}{s^2 + K_P s + K_I} u(s), u(s) = \frac{U}{s^2}.$$
 (19)

gde su $K_P = 2\zeta\omega_0$, $K_I = \omega_0^2$ uz ζ kao relativni faktor prigušenja i ω_0 sopstvena neprigušena učestanost oscilovanja.

Procedura za odabir parametara prikazana u ovom radu podrazumeva odziv sa relativnim faktorom prigušenja $\zeta=1$. Razmatrani odziv u tom slučaju neće imati preskoke i biće ostvaren uz najbrži mogući ulazak u stacionarno stanje, [7]. Time je ostvaren stabilan odziv i velika margina stabilnosti koja je neophodna prilikom projektovanja petlje *PLL*-a. Razlog za prethodno leži u činjenici da *PLL* algoritam sadrži nelinearni deo u povratnoj grani koji ima destabilišući karakter na celokupan regulacioni proces.

Odabir parametara za *PLL* regulacionu petlju podrazumeva definisanje propusnog opsega, $\omega_n = 2\pi f_n = \omega_0$, za koji se postiže dekuplovanje petlji brzine i ugla u cilju efikasne i robusne procene brzine u okviru *sensorless* pogona, (20):

$$K_P = 2\omega_n, K_I = (\omega_n/2)^2$$
(20)

IV. EKSPERIMENTALNI REZULTATI PETLJI IPMSM POGONA

Eksperimentalni rezultati odziva petlji pogona *IPMSM* su izvršeni na 8-polnom trofaznom *IPMSM* proizvođača *NIDEC SOLE* (*S102F 42mm*) snage *1kW*. Upravljački deo pogona je zasnovan na mikrokontroleru *MC56F82743* proizvođača *FreeScale* koji je specijalno namenjen za kontrolu u okviru AC pogona. Kao senzori za zatvaranje povratnih sprega po struji i brzini upotrebljeni su šant otpornik u *DC* međukolu invertora i inkrementalni encoder koji je takođe upotrebljen u okviru verifikacije rezultata *PLL* petlje.

A. Eksperimentalni rezultati petlje struje IPMSM pogona

Na sl. 4 su prikazani odzivi struje na strujni profil koji podrazumeva naizmenično uključenje i isključenje reference struje, *Isr*, sa periodom promene 20ms. Parametri *PI* regulatora struje su podešeni po Dalinovom kriterijumu, (14) i (15), tako da propusni opseg regulacione petlje bude $\lambda = 100Hz$. Jasno je uočljivo prisustvo mernog šuma u signalu struje karakteristično za šant pri naročito niskim vrednostima struje statora [9]. Unošenjem filtra signala struje u povratnu granu dolazi do oscilacija i preskoka signala filtrirane struje *Isf*, i degradacije karakteristika petlje struje. Smanjenjem propusnog opsega petlje λ , može se ostvariti ponovo aperiodičan odziv ali postoji problem gubitka linearne regulacije ukoliko se ne ustali vrednost struje u toku periode rada brzinskog regulatora.



Slika 4. Eksperimentalni odziv struje na zadati profil primenom Dalinovog algoritma – $\lambda = 100Hz$, bez (gornji) i sa uključenim filtrom (donji grafik) u povratnoj grani

Na sl. 5 je prikazan slučaj kada je propusni opseg regulacione petlje struje $\lambda = 50Hz$ koji odgovara graničnoj vrednosti propusnog opsega strujne regulacione petlje za periodu rada brzinskog regulatora $T_{\omega}=20ms$. Gornji grafik sa sl. 5 pokazuje značajno manju vrednost signala šuma u merenoj struji. Takođe uticaj filtra na dinamičke performanse odziva struje u povratnoj grani je značajno umanjen.

Na sl. 6 dodatno su prikazani identični odzivi struje Is i njenog filtarskog ekvivalenta Isf ponovo za propusni opseg λ =100Hz ali u ovom slučaju i sa modifikacijom pojačanja parametara PI regulatora struje. Radi uporedne analize na istoj slici prikazan je i slučaj bez modifikacije pojačanja, gornji grafik, i slučaj sa modifikovanim pojačanjima, grafik dole. Zbog neminovnog postojanja mernog šuma na većem propusnom opsegu uvedena je modifikacija pojačanja u vidu povećanja vrednosti proporcionalnog pojačanja. Motivacija za povećanje proporcionalnog dejstva i zadržavanje vrednosti pojačanja integralnog dejstva kao u prethodnom slučaju se ogleda u činjenici da se upotrebom filtra strujna grana može dobro aproksimirati filtrom prvog reda sa većom vremenskom konstantom u koju je obuhvaćena i vremenska konstanta filtra. Pošto jedino *P* dejstvo zavisi od vremenske konstante T_s , vidi (14) i (15), na njega je i primenjena modifikacija u vidu povećanja vrednosti. Donji grafik sa sl. 6 prikazuje aperiodičan odziv željenog propusnog opsega kada su iskorišćeni modifikovana pojačanja *PI* regulatora brzine. Uočljivo je da su zadržane željene dinamičke perfomanse odziva strujne petlje čak i uz upotrebu jeftinog strujnog davača u pogonu.



Slika 5. Eksperimentalni odziv struje na zadati strujni profil primenom Dalinovog algoritma – $\lambda = 50H_Z$, bez (gornji) i sa uključenim filtrom (donji grafik) u povratnoj grani



Slika 6. Eksperimentalni odziv struje na zadati strujni profil primenom Dalinovog algoritma – $\lambda = 100Hz$, sa filtrom u povratnoj grani bez modifikacije (gornji) i sa modifikovanim pojačanjima (donji grafik)

B. Eksperimentalni rezultati petlje brzine IPMSM pogona

Na sl. 7 prikazan je profil reference brzine na odskočnu pobudu, *n_{ref}=2500/min*, gornji grafik, sa parametrima podešenim po kriterijumu uspostavljanja kritično aperiodičnog odziva, kao u (18). Može se uočiti izvestan preskok brzine, n. uglavnom zbog nemodelovane dinamike strujne petlje prilikom sinteze parametara brzinskog PI regulatora. Uočena su znatna strujna dinamička naprezanja, donji grafik, na malu odskočnu referencu. Iz tog razloga najčešće se pogon zaleće referencom brzine tipa rampa funkcije. Na sl. 8 prikazani su identični odzivi brzina i struja za različite nagibe rampa funkcije, grafici levo za rampu trajanja 0.5s i grafici desno za rampu trajanja 2.5s. Manja dinamička opterećenja su jasno uočljiva u odnosu na ista naprezanja sa sl. 7. Manjem nagibu rampe odgovaraju niže vršne vrednosti struje ali se pogon duže zaleće. Dodatno, na sl. 9 se vidi da ne postoji statička greška brzine niti prilikom opterećenja pogona. Potiskivanje ovog poremećajnog ulaza je jasno uočljivo dok su dinamičke performanse odziva brzine zadržane.







Slika 8. Odzivi brzine (gornji) i struje (donji grafici) pogona na profile brzine, referenca brzine 250 o/min tipa rampa funkcije trajanja 0.5s, grafici levo, i 2.5s, grafici desno





C. Eksperimentalni rezultati PLL petlje IPMSM pogona

Sl. 10 prikazuje odziv regulacione petlje *PLL*-a na profil reference brzine za propusni opseg petlje $f_n=25Hz$. Uočljiv je odziv ugla ϕ_{PLL} bez preskoka u odnosu na referencu ϕ_{REF} , grafik gore, na zadati profil reference brzine n_{REF} , kao i signal procene brzine n dobijen takođe iz *PLL* algoritma, donji grafik. Ostvaren je stabilan odziv ugla potreban za pozicioniranje dqsistema *IPMSM* motora uz omogućenu robusnu estimaciju brzine nužnu u okviru *sensorless* pogona.



Slika 10. Odziv regulacione petlje *PLL* za propusni opseg $f_n=25Hz$

V. ZAKLJUČAK

Na osnovu performansi odziva regulacionih petlji sensorless pogona *IPMSM* prikazanih kroz eksperimentalne rezultate na opisanom *1kW* pogonu može se zaključiti da predloženi pristup regulaciji upotrebom klasičnih metoda regulacije zasnovanih na linearnom *PI* regulatoru može da obezbedi sve kriterijume performansi koje se postavljaju pred jedan takav regulisani pogon.

LITERATURA

- Slobodan Vukosavić, Električne mašine, Akademska misao, Beograd, 2010.
- [2] S. N. Vukosavić, Digitalno upravljanje električnim pogonima, Akademska misao, Beograd 2003.
- [3] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki and S. Okuma, "An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanentmagnet synchronous motors," IEEE Trans. Ind. Electronics, vol. 50, No. 2, April 2003.
- [4] D. Marčetić, Mikroprocesorsko upravljanje energetskim pretvaračima, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, 2014.
- [5] Dahlin E.B., "Designing and tuning digital controllers, Part I and II," Instrum. Contr. Sys., vol. 41, pp. 77-83, 87-91, June and July 1968.
- [6] M. R. Stojic, S. N. Vukosavic, "Design of microprocessor-based system for positioning servomechanism with induction motor," IEEE Trans. Ind. Electronics, pp 369-378, vol. 38, No. 5, October 1991.
- [7] M. R. Stojić, Kontinualni sistemi automatskog upravljanja, Naučna knjiga, Beograd, 1990.
- [8] Y. Li, H. Lu, W. Qu, and S. Sheng, "Sensorless control of PMSM based on low frequency voltage injection at low speeds and standstill," ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), pp. 781-787, June 2013.
- [9] D. P. Marčetić and E. Adžić, "Improved three-phase current reconstruction for induction motor drives with DC-link shunt," IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 57, no. 7, pp. 2454–2462, July 2010.

ABSTRACT

In this paper, analysis and parameter synthesis for obtaining *PI* controller gains for current, speed and angle (*PLL*) control loops used within vector-controlled *IPMSM* drive are investigated. One method for each *IPMSM* control loop was suggested for setting the *PI* parameter gains. Theoretical conclusions are examined through appropriate experimental test responses for all three control loops within *IPMSM* drive.

Parameter synthesis of PI based controller in sensorless IPMSM drive using classical control methods

Vladimir Popović, Marko Gecić, Đura Oros, Darko Marčetić