

9. Opis prototipa i eksperimentalni rezultati

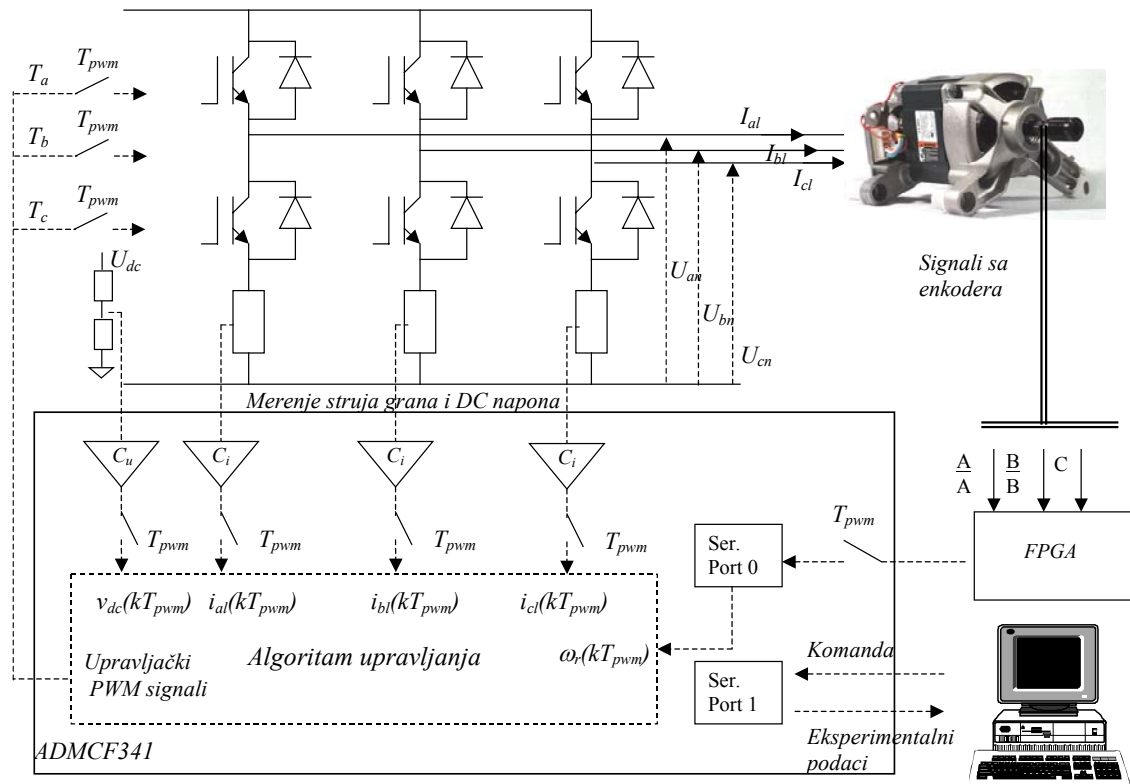
9.1. Opis prototipa i algoritma upravljanja

Svi eksperimenti opisani u ovom poglavlju su vršeni na trofaznom asinhronom motoru sa parametrima datim u prilogu. Motor je mehanički spregnut sa dinamometrom *Magtrol*, model HD-705-6, sa maksimalnom brzinom obrtanja 10000 rpm, i maksimalnim kočionim momentom 50 *lb-in* (*pound force-inch*). Ovim je obezbeđeno potrebno konstantno opterećenje ili potrebna brzina rotora tokom vršenih eksperimenata.

Upravljački algoritmi korišćeni pri eksperimentima realizovani su na *Analog Device* DSP procesoru ADMCF341. Algoritam za procenu parametara na osnovu rezidualne greške MRAS observera brzine takođe je realizovan na istom procesoru i pozivan *on-line* u toku eksperimenata. Rekurzivni algoritam za procenu parametara rotorskog kola na osnovu funkcije prenosa momenta je verifikovan *off-line* u programskom paketu Matlab, na setu podataka zapamćenom tokom odgovarajućeg eksperimenta.

Za upravljanje motorom korišćen je naponski trofazni inverter AS22340, izlazne snage 800W, razvijen u kompaniji *Emerson Electric* i namenjen tržištu aparata u domaćinstvu. Izlazni napon je generisan modularnim trofaznim invertorskim stepenom IRAMT10UP600, proizvodnje *International Rectifier*, sa 6 IGBT tranzistora i integrisanim upravljačkim kolima.

Blok dijagram pogona na kojem su vršeni eksperimenti dat je na slici 9.1.



Sl. 9.1. Blok dijagram eksperimentalnog pogona.

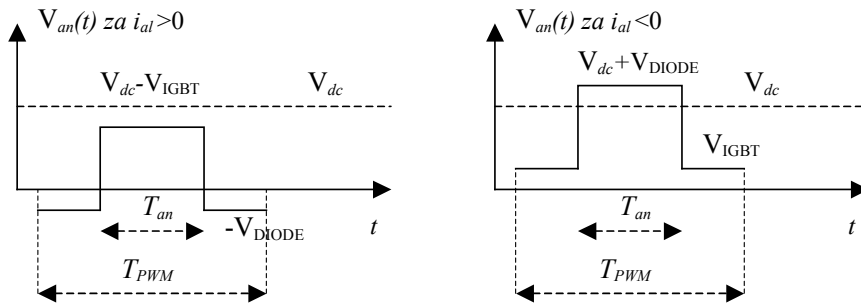
Naponski inverter je strujno regulisan. Merenje linijskih struja statora je vršeno preko tri otpornička davača struje, smeštenih u grane invertora. Uzorkovanje signala struje sve tri grane je sinhronizovano sa PWM signalom i vršeno na sredini PWM intervala ($T_{pwm} = 100 \mu s$), u trenutku vođenja donjih IGBT prekidača. Za motor u sprezi trougao, fazne struje su rekonstruisane na osnovu pretpostavke o simetriji statorskih namotaja, $T = T_{pwm}$,

$$i_a(kT) = \frac{i_{al}(kT) - i_{bl}(kT)}{3}, i_b(kT) = \frac{i_{bl}(kT) - i_{cl}(kT)}{3}, i_c(kT) = \frac{i_{cl}(kT) - i_{al}(kT)}{3}. \quad (9.1)$$

Napon jednosmernog kola je meren preko otporničkog razdelnika i uzorkovan tokom svake PWM periode. Napon na ulazima motora nije meren nego je rekonstruisan na osnovu merenog napona jednosmernog kola i upravljačkih signala. Prosto rešenje za proračun srednje vrednosti faznog napona invertora u toku jedne PWM periode uzima u obzir potencijal jednosmernog međukola i vreme uključenja gornjeg prekidača, i dato je u (9.2):

$$V_{an}(kT) = \frac{T_a(kT)}{T} V_{dc}(kT), V_{bn}(kT) = \frac{T_b(kT)}{T} V_{dc}(kT), V_{cn}(kT) = \frac{T_c(kT)}{T} V_{dc}(kT). \quad (9.2)$$

U korišćenom pogonu primenjena je preciznija procena faznih napona koja obuhvata pad napona na svim poluprovodničkim komponentama i mernim otpornicima. Uvažavanje ovih uticaja je posebno važno za relativno male brzine pogona.



Sl. 9.2. Fazni napon na izlazu invertora

Za procenu ostvarenog napona na izlazu invertora razmatran je naponski oblik dat na slici 9.2 i korišćena je jednačina 9.3.

$$i_{al}(kT) < 0 \Rightarrow V_{an}(kT) = \frac{t_a(kT)}{T_{pwm}} [V_{dc}(kT) - V_{IGBT}(kT) + V_{DIODE}(kT)] + V_{IGBT}(kT) \quad (9.3)$$

$$i_{al}(kT) > 0 \Rightarrow V_{an}(kT) = \frac{t_a(kT)}{T_{pwm}} [V_{dc}(kT) - V_{IGBT}(kT) + V_{DIODE}(kT)] - V_{DIODE}(kT)$$

Zavisnosti pada napona na prekidačkim elementima od vrednosti struje $V_{IGBT} = f(I_{IGBT})$ i $V_{DIODE} = f(I_{DIODE})$ uzeta je u obzir i preuzeta iz korisničkog uputstva IRAMT10UP600.

Radi daljeg poboljšanja kvaliteta ostvarenog napona na motoru mrtvo vreme u radu prekidačkih elemenata (*dead time*) i promena napona jednosmernog međukola su unapred kompenzovani korekcijom referentnog faktora ispunje. Uobičajeno mrtvo vreme prekidača iznosilo je oko 500 ns.

Na osnovu jednom procenjenih napona na izlazu invertora, fazni naponi motora sa delta vezom namotaja dobijeni su na osnovu sledećih jednačina:

$$V_a(kT) = V_{an}(kT) - V_{bn}(kT), V_b(kT) = V_{bn}(kT) - V_{cn}(kT), V_c(kT) = V_{cn}(kT) - V_{an}(kT). \quad (9.4.)$$

Ugao rotora je meren pomoću optičkog inkrementalnog enkodera proizvodnje *Renco* sa 1024 impulsa po obrtaju. Impulsi na izlazu enkodera su obrađivani u spoljašnjem FPGA kolu. Rezolucija signala pozicije je učetrostručena odgovarajućom obradom opadajućih i rastućih ivica A i B signala [C1]. Trenutna pozicija rotora je dalje u vidu 12-bitne digitalne reči prenošena SPI serijskim protokolom brzine 20MHz ka DSP. Kontrolom SPI *clock* signala, transfer jednog podatka o poziciji rotora je sinhronizovan sa početkom PWM periode. Merena brzina obrtanja rotora je računata vremenskim inkrementiranjem odbiraka pozicije ($T_\omega = 10ms$), uz odgovarajuće filtriranje.

Korišćeni *fixed point* DSP je 16 bitni, i sve veličine su definisane i obrađivane *per unit*, u relativnim jedinicama. Za odabranu vrednost otporničkih davača (0.06Ω) maksimalni merljivi opseg struja grana invertora iznosi $\pm 8.33A$. Ovaj opseg struja je A/D konverzijom i odgovarajućim pomeranjem podataka prenesen u numerički format 1.15, sa opsegom ± 1 . Slično, napon jednosmernog kola, sa merljivim opsegom do 470 V, prenesen je u numerički opseg 1.15, sa granicom od 0 do 1. U skladu sa ovim opsezima definisane su bazne veličine modela kao i parametri korišćeni u daljim jednačinama:

$$r_s = R_s / R_b, r_r = R_r / R_b, l_s = L_s / L_b, l_r = L_r / L_b, l_m = L_m / L_b, l_\sigma = L_\sigma / L_b. \quad (9.5.)$$

Bazne veličine i relativni nominalni parametri modela su date u prilogu, tabela 2.

MRAS observer brzine je realizovan sa rotorskim fluksom kao promenljivom stanja. Rotorski fluks se procenjuje programski na dva načina, naponskim i strujnim modelom. U naponskom modelu se prvo računa normalizovani vektor statorskog fluksa:

$$\hat{\varphi}_{\alpha s}^{ui}(s) = \frac{1}{s + \omega_1} \omega_b (v_{\alpha s} - r_s i_{\alpha s}), \quad \hat{\varphi}_{\beta s}^{ui}(s) = \frac{1}{s + \omega_1} \omega_b (v_{\beta s} - r_s i_{\beta s}). \quad (9.6.)$$

Diskretizacija većine jednačina u procesoru je vršena jednostavnom *Euler* formulom tako da se za naponski model statorskog fluksa dobija:

$$\hat{\varphi}_{\alpha s}^{ui}(z^{-1}) = \frac{\omega_b T z^{-1}}{1 - (1 - T\omega_1)z^{-1}} (v_{\alpha s} - r_s i_{\alpha s}), \quad \hat{\varphi}_{\beta s}^{ui}(z^{-1}) = \frac{\omega_b T z^{-1}}{1 - (1 - T\omega_1)z^{-1}} (v_{\beta s} - r_s i_{\beta s}). \quad (9.7.)$$

Konačno, diskretne jednačine koje DSP proračunava u svakoj PWM periodi glase:

$$\begin{aligned} \hat{\varphi}_{\alpha s}^{ui}(kT) &= (1 - T\omega_1) \hat{\varphi}_{\alpha s}^{ui}(kT - T) + \omega_b T (v_{\alpha s}(kT - T) - r_s i_{\alpha s}(kT - T)) \\ \hat{\varphi}_{\beta s}^{ui}(kT) &= (1 - T\omega_1) \hat{\varphi}_{\beta s}^{ui}(kT - T) + \omega_b T (v_{\beta s}(kT - T) - r_s i_{\beta s}(kT - T)) \end{aligned} \quad (9.8.)$$

Pri računu indukovane elektromotorne sile u namotajima statora (*BEMF*) kao i za sam parametar statorske otpornosti korišćene su digitalne reči dužine 16 bita. Za procenu komponenti statorskog fluksa, usled relativno male PWM periode i malog koraka integracije, korišćena je 32-bitna aritmetika i veličine su čuvane kao 32-bitne reči.

Dodatni račun za procenu samog vektora rotorskog fluksa glasi:

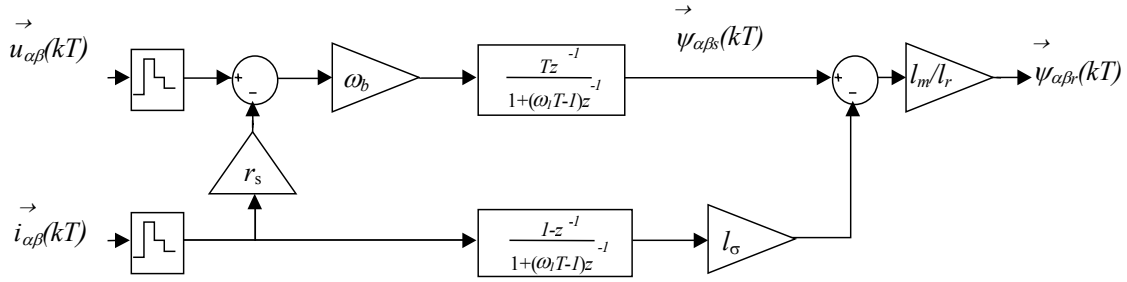
$$\hat{\varphi}_{\alpha r}^{ui}(kT) = \frac{L_r}{L_m} \left[\hat{\varphi}_{\alpha s}^{ui}(kT) - l_\sigma i_{\alpha s}'(kT) \right], \quad \hat{\varphi}_{\beta r}^{ui}(kT) = \frac{L_r}{L_m} \left[\hat{\varphi}_{\beta s}^{ui}(kT) - l_\sigma i_{\beta s}'(kT) \right]. \quad (9.9.)$$

U (9.9) je korišćena korigovana vrednost vektora struje statora. Ovim je održana identična dinamika malih signala i za učestanosti bliske graničnoj učestanosti korišćenih filtera (ω_l).

Korekcija vektora struje statora, $\vec{i}_s' = \frac{s}{s + \omega_1} \vec{i}_s$, je vršena na osnovu (9.10).

$$\begin{aligned} i_{\alpha s}'(kT) &= (1 - T\omega_1) i_{\alpha s}'(kT - T) + i_{\alpha s}(kT) - i_{\alpha s}(kT - T) \\ i_{\beta s}'(kT) &= (1 - T\omega_1) i_{\beta s}'(kT - T) + i_{\beta s}(kT) - i_{\beta s}(kT - T) \end{aligned} \quad (9.10)$$

Na slici 9.3 prikazan je blok dijagram naponskog estimatora vektora rotorskog fluksa.



Sl. 9.3. Naponski model fluksa rotora

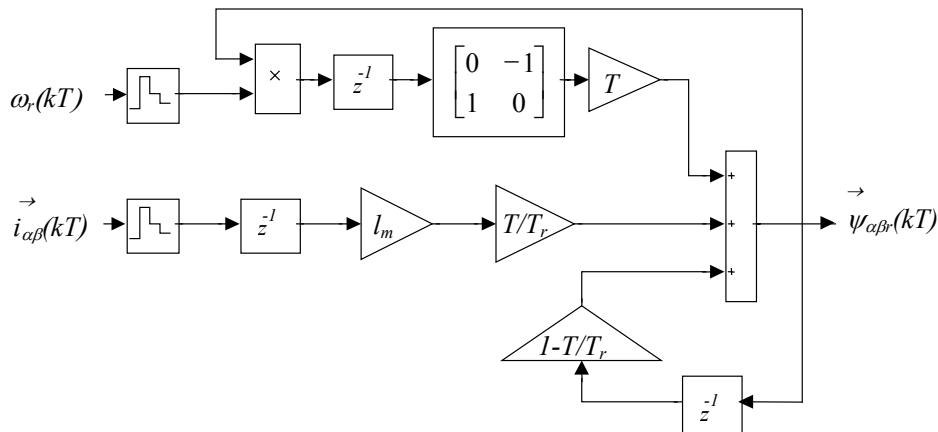
Procena komponenti rotorskog fluksa na osnovu strujnog modela vršena je na osnovu sledećih normalizovanih jednačina:

$$s \hat{\phi}_{\alpha r}^{\omega i} = \frac{l_m}{T_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{\alpha r}^{\omega i} - \omega_r \hat{\phi}_{\beta r}^{\omega i}, \quad s \hat{\phi}_{\beta r}^{\omega i} = \frac{l_m}{T_r} i_{\beta s} - \frac{1}{T_r} \hat{\phi}_{\beta r}^{\omega i} + \omega_r \hat{\phi}_{\alpha r}^{\omega i}. \quad (9.11)$$

Primenjene diskretne jednačine date su u (9.12) dok su korišćeni parametri dati u prilogu.

$$\begin{aligned} \hat{\phi}_{\alpha r}^{\omega i}(kT) &= \left(1 - \frac{T}{T_r}\right) \hat{\phi}_{\alpha r}^{\omega i}(kT - T) + l_m \frac{T}{T_r} i_{\alpha s}'(kT - T) - T\omega_r(kT - T) \hat{\phi}_{\beta r}^{\omega i}(kT - T) \\ \hat{\phi}_{\beta r}^{\omega i}(kT) &= \left(1 - \frac{T}{T_r}\right) \hat{\phi}_{\beta r}^{\omega i}(kT - T) + l_m \frac{T}{T_r} i_{\beta s}'(kT - T) + T\omega_r(kT - T) \hat{\phi}_{\alpha r}^{\omega i}(kT - T) \end{aligned} \quad (9.12)$$

Na slici 9.4 dat je blok dijagram realizovanog strujnog estimatora vektora rotorskog fluksa.



Sl. 9.4. Strujni model fluksa rotora

Greška MRAS observera brzine je računata sledećom jednačinom:

$$\varepsilon(kT) = \Psi_{\alpha r}^{\omega_i}(kT)\Psi_{\beta r}^{\omega_i}(kT) - \Psi_{\beta r}^{\omega_i}(kT)\Psi_{\alpha r}^{\omega_i}(kT). \quad (9.13.)$$

Sam regulator u sklopu MRAS observera brzine je proporcionalno-integralnog (PI) tipa, sa parametrima podešenim [G11] za propusni opseg od 20 Hz.

Prototip korišćen za eksperimentalnu analizu osmišljen je tako da se jednostavnim podešavanjem programske konfiguracije može odabrati rad pogona sa davačem ili pogona bez davača položaja na vratilu (*speed sensorless*). U slučaju opcije rada pogona sa davačem brzine, informacija o položaju rotora se direktno preuzima sa enkodera, dok se brzina računa na osnovu promene položaja u toku vremenskog intervala trajanja 5 ms. U slučaju *speed sensorless* opcije za procenu brzine se koristi MRAS observer, dok se položaj računa integracijom iste primenom jednostavne *Euler* metode.

U oba slučaja pogon zadržava IFOC strukturu u kojoj se potrebna učestanost klizanja i položaj rotorskog fluksa proračunavaju na osnovu:

$$\begin{aligned} i_{ds}'(kT) &= \left(1 - \frac{T}{T_r^*}\right) i_{ds}'(kT - T) + \frac{T}{T_r^*} i_{ds}'(kT - T), \\ \omega_k(kT) &= \frac{1}{T_r^*} \frac{i_{qs}(kT)}{i_{ds}'(kT)}, \quad \theta_k(kT) = \theta_k(kT - T) + T\omega_k(kT), \\ \theta_{dq}(kT) &= \theta_r(kT) + \theta_k(kT). \end{aligned} \quad (9.14.)$$

Položaj rotora θ_r , je računat u zavisnosti od odabrane konfiguracije pogona.

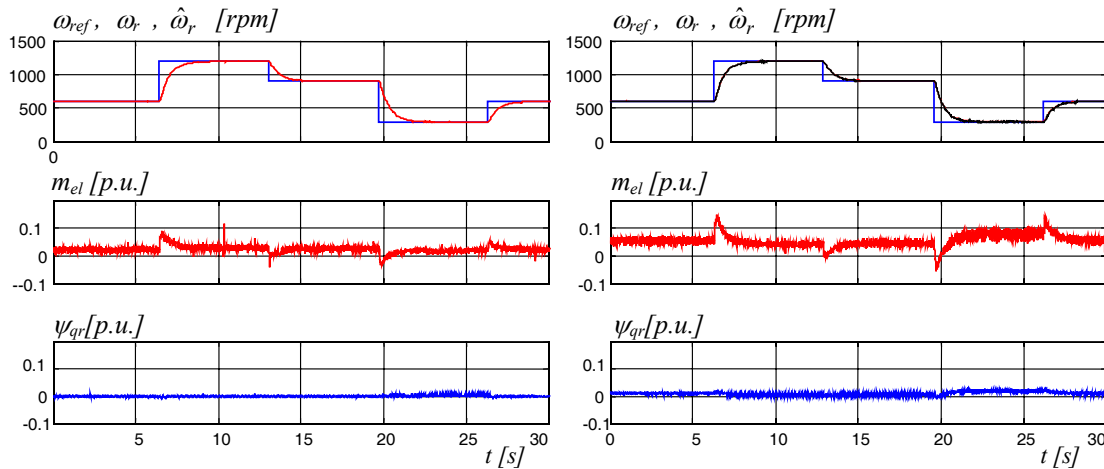
Parametar proporcionalan recipročnoj vrednosti vremenske konstante rotora T/T_r^* , korišćen je u (9.14) za račun $\theta_r(kT)$ i $i_{ds}'(kT)$. Taj isti parametar je korišćen i pri radu strujnog modela rotorskog fluksa (9.12).

Inicijalni parametri motora korišćeni u modelima su procenjeni na osnovu testa praznog hoda i testa opterećenja. Dodatna potvrda je izvršena na osnovu eksperimenata načinjenih na motoru sa zakočenim rotorom. U toku rada pogona, postojala je mogućnost korekcije parametra statorske otpornosti na osnovu poređenja amplituda naponskog i strujnog modela rotorskog fluksa.

Eksperimentalni rezultati koji slede, izloženi su u vidu snimaka talasnih oblika snimljenih u toku prelaznih procesa ili tokom stacionarnog rada pogona. Svi signali koji su prikazani preneseni su serijskom vezom od DSP procesora ka personalnom računaru u toku vršenja odgovarajućih eksperimenata.

Na slikama 9.5 i 9.6 uporedno su prikazani rad pogona sa i bez informacije sa davača pozicije na vratilu. Zadate su različite referentne brzine i posmatran je odziv oba pogona. Sa leve strane su date slike koje prikazuju rad pogona sa davačem pozicije. U ovom pogonu pozicija rotora je dobijena direktno sa davača, dok se brzina rotora na osnovu nje procenjuje. Sa desne strane su prikazani rezultati rada *sensorless* pogona koji ne koristi informaciju sa davača pozicije na vratilu. U ovom pogonu brzina rotora je procenjena promenom MRAS observera brzine.

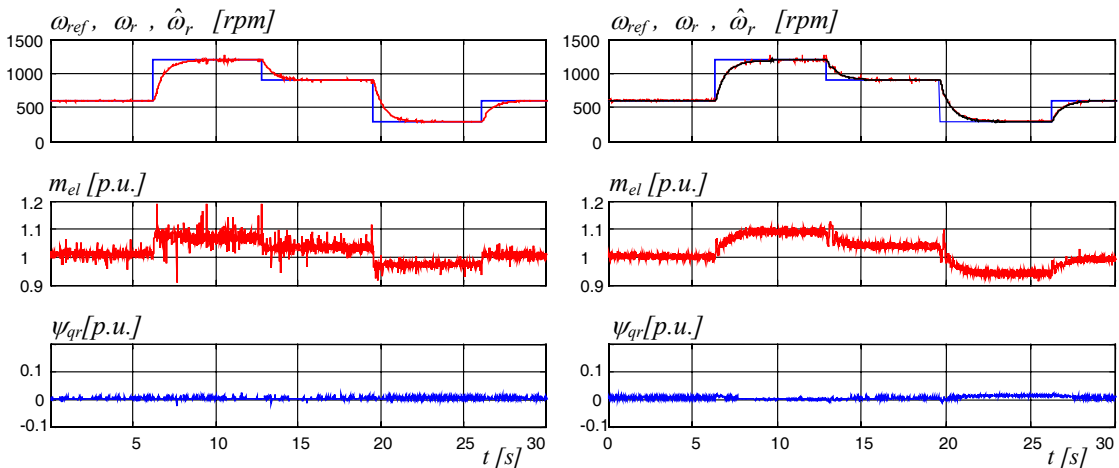
Na slici 9.5 su prikazani uporedni eksperimentalni rezultati za neopterećen pogon, dok je na slici 9.6 prikazan rad oba pogona pod nominalnim opterećenjem. Referentna brzina je menjana na isti način tokom oba eksperimenta.



a) pogon sa davačem pozicije

b) pogon bez davača pozicije

Sl. 9.5. Referentna, ostvarena i procenjena brzina (gornje slike), ostvareni el. momenat (slike u sredini) i q komponenta fluksa rotora (donje slike) za različite brzine – neopterećen pogon.



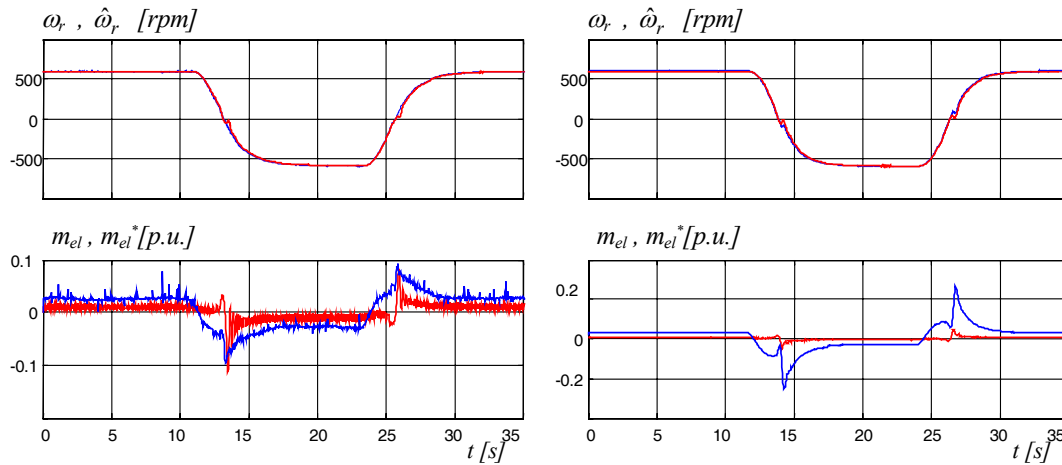
a) pogon sa davačem pozicije

b) pogon bez davača pozicije

Sl. 9.6. Referentna, ostvarena i procenjena brzina (gornje slike), ostvareni el. momenat (slike u sredini) i q komponenta fluksa rotora (donje slike) za različite brzine – opterećen pogon.

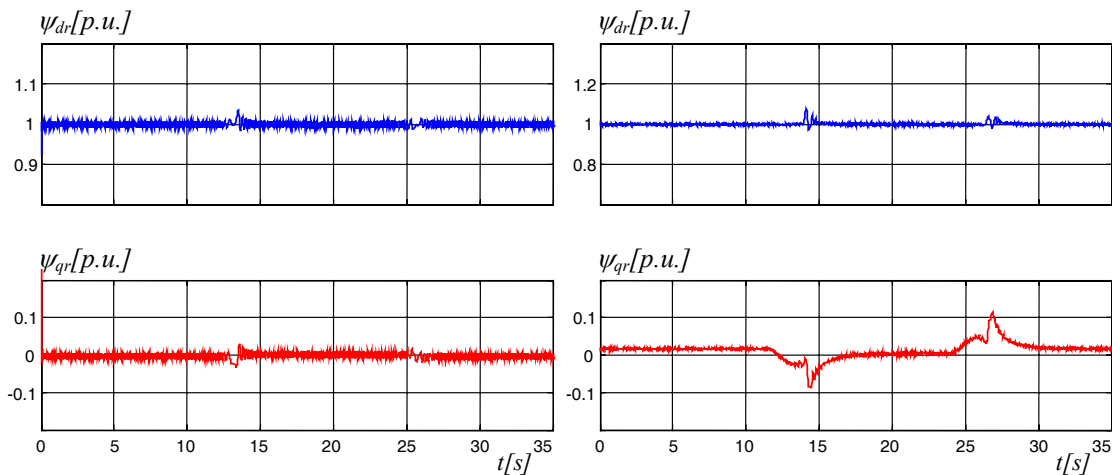
Jedina razlika u rezultatima rada pogona sa i bez davača pozicije je u talasnom obliku ostvarenog elektromagnetnog momenta tokom prelaznog procesa. Ovo je bilo i očekivano usled različito podešenih propusnih opsega regulatora brzine. Ostali signali u pogonu su uporedivi. Ovo je direktna posledica činjenice da je u oba slučaja korišćen tačan set parametara motora, kao i da su sve referentne brzine relativno velike.

Na sledeće dve slike ispitan je rad pogona sa i bez davača pozicije pri relativno sporom reversu brzine. Slike ukazuju na problem pri radu *sensorless* pogona na brzinama bliskim nuli. Problem postoji i u slučaju tačnog seta parametara motora (korišćen pri prikazanom eksperimentu) usled nesavršene integracije u referentnom modelu. Sa slika se uočava greška u fluksu q ose, kao i umanjjenje statičkog pojačanja momenta, oba u slučaju *sensorless* pogona pri brzinama bliskim nuli.



a) pogon sa davačem pozicije b) pogon bez davača pozicije

Sl. 9.7. Ostvarena i procenjena brzina (gornje slike), ostvareni i zadati elektromagnetni moment (donje slike) pri reverisu brzine– neopterećen pogon.



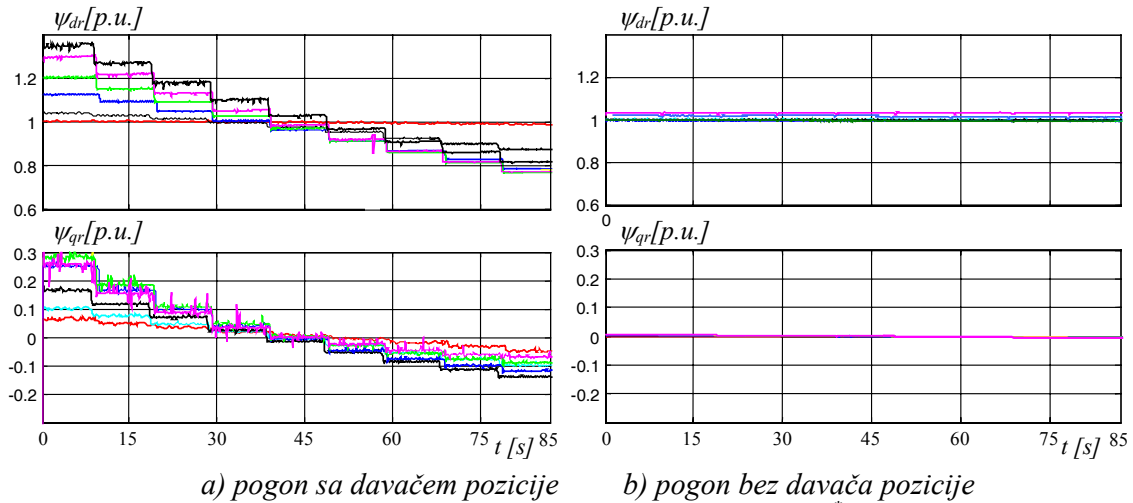
a) pogon sa davačem pozicije b) pogon bez davača pozicije

Sl. 9.8. Komponente fluksa rotora u dq (gornje slike) i $\alpha\beta$ sistemu osa (donje slike) pri reverisu brzine– neopterećen pogon.

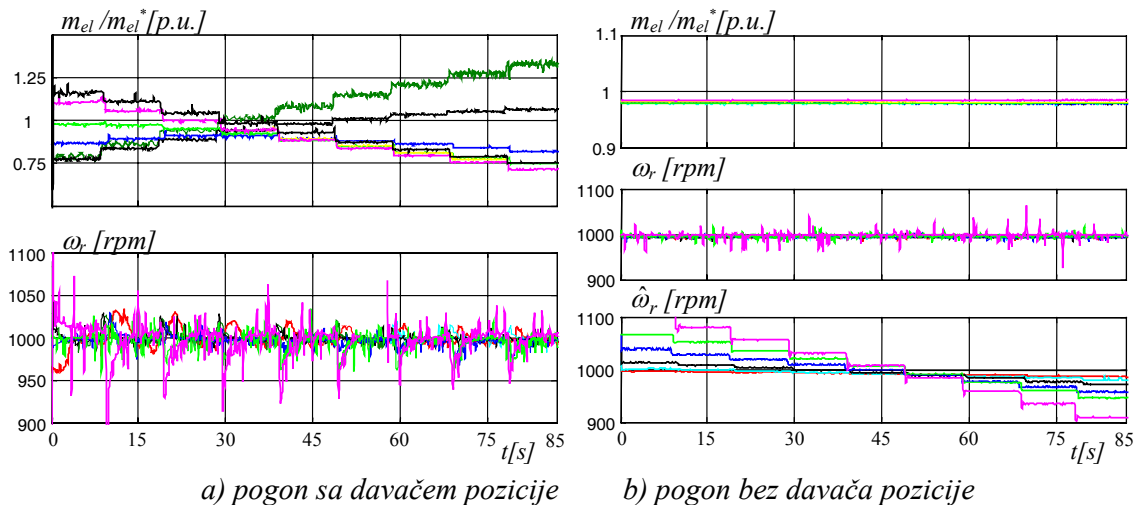
Sledeća grupa eksperimenata za cilj ima potvrdu osetljivosti rada pogona sa i bez davača pozicije na vratilu na grešku u parametru vremenske konstante rotora (poglavlja 3 i 6.2). Ova osetljivost je prvo analizirana za pogon u momentnom režimu rada. Brzina rotora je održavana relativno konstantnom internom povratnom spregom u dinamometru. Zadata je nominalna vrednost struje d ose dok je struja q ose menjana od 0 do $2.5I_{qn}$ sa korakom $0.5I_{qn}$. Sve slike koje slede prikazuju 6 rezultata odabrane veličine sa I_{qso} datom kao parametar.

Sa leve strane su date slike koje prikazuju rad pogona sa davačem položaja. Sa desne strane prikazan je rezultat rada pogona bez davača položaja sa MRAS observerom brzine.

Analiza osetljivosti prikazanih veličina je izvršena promenom u DSP korišćenog parametra vremenske konstante rotora u toku vršenja eksperimenta. Rezultati su prikazani za vrednosti ovog parametra $T_r^*/T_r = [0.6 \ 0.7 \ 0.8 \ 0.9 \ 1 \ 1.1 \ 1.2 \ 1.3 \ 1.4]$. Svaki prikazan eksperiment u vezi osetljivosti pogona na parametar vremenske konstante rotora počinje sa radom pogona sa parametrom $T_r^* = 0.6T_r$, uz dalje uvećanje istog za 10% nominalne vrednosti T_r , u vremenskim intervalima dužine 5 sekundi.



Sl. 9.9. Komponente fluksa rotora pri različitim vrednostima T_r^* , kontrola momenta.



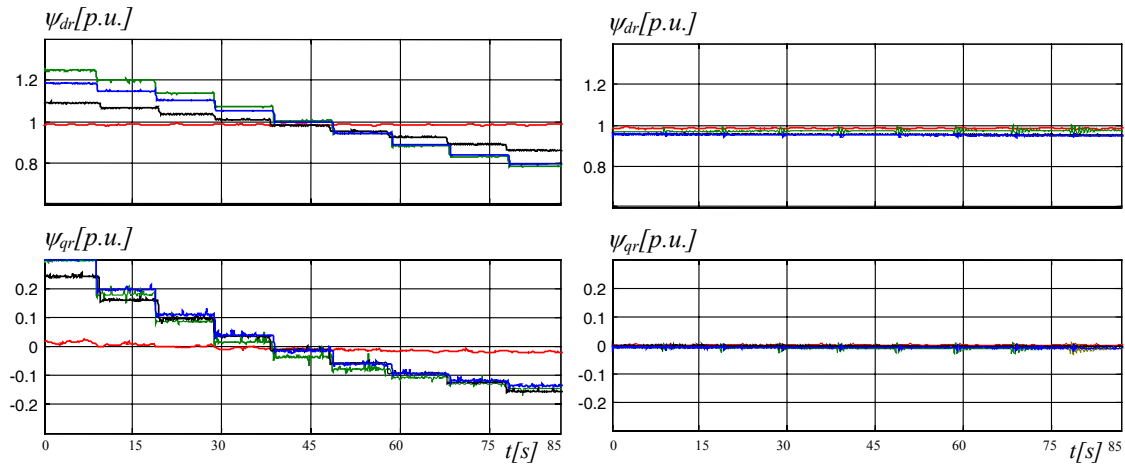
Sl. 9.10. Statičko pojačanje momenta (gornje slike), ostvarena brzina rotora i procenjena brzina rotora (samo za b) pri različitim vrednostima T_r^* , kontrola momenta.

Prikazani eksperimentalni rezultati potpuno se slažu sa rezultatima analitičke analize i računarskih simulacija. U slučaju pogona sa davačem, koji koristi tačnu informaciju o poziciji rotora ali proračunava klizanje na osnovu T_r^* , dolazi do značajne greške u obe komponente rotorskog fluksa. Ova greška postaje značajnija sa uvećanjem greške T_r^* , kao i sa povećanjem opterećenja pogona. Dalje, veza između ostvarenog momenta i struje q ose nije više konstantna, usled promene statičkog pojačanja momenta sa greškom T_r^* . Brzina rotora je tokom eksperimenata regulisana sporom povratnom spregom u dinamometru, i mogu se uočiti nagle promene iste pri svakoj promeni T_r^* . Ovo je direktna posledica naglih promena u ostvarenom elektromagnetnom momentu.

Pogon bez davača pozicije se po pitanju osetljivosti na grešku T_r^* ponaša potpuno različito pogonu sa senzorom. U ovom pogonu se ne javlja greška rotorskog fluksa, niti se menja statičko pojačanje momenta. U *sensorless* pogonu orijentacija polja ostaje tačna za bilo koju vrednost parametra T_r^* tako da je ovaj pogon u momentnom režimu rada potpuno robusan na grešku u T_r^* . Jedina posledica greške parametra je greška u procenjenoj brzini, koja je prikazana na slikama ali se ne koristi u momentnom režimu rada pogona.

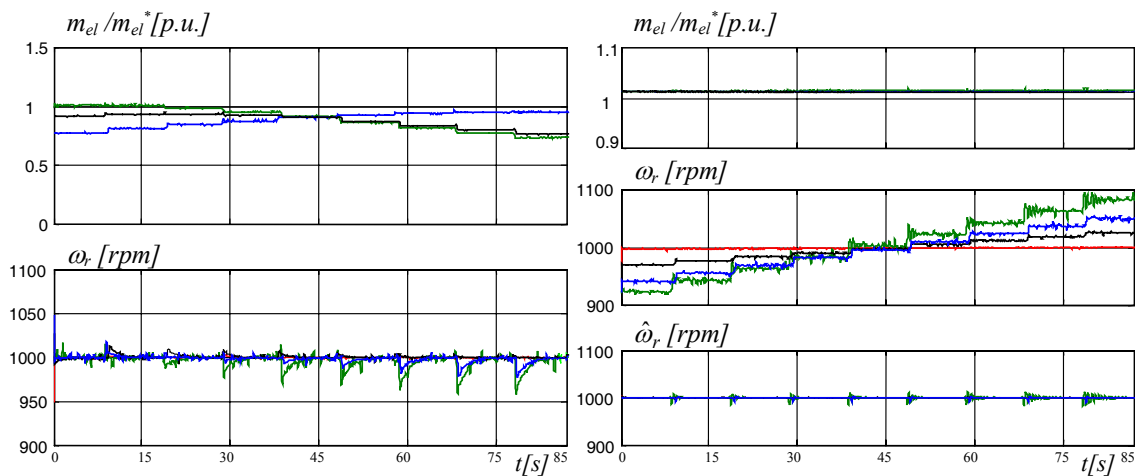
Na sledeće dve slike prikazani su eksperimentalni rezultati pri radu pogona sa zatvorenim povratnom spregom po brzini. Za zatvaranje ove povratne sprege pogon sa

davačem koristi uvek relativno tačnu informaciju sa davača, dok pogon bez davača položaja koristi procenjenju brzinu na izlazu MRAS observera brzine. Momenat opterećenja na vratilu je korišćen kao parametar i iznosi m_{elo} (p.u.) = [0. 0.5 1 1.5 2].



a) pogon sa davačem pozicije

b) pogon bez davača pozicije

Sl. 9.11. Komponente fluksa rotora pri različitim vrednostima T_r^* , kontrola brzine.

a) pogon sa davačem pozicije

b) pogon bez davača pozicije

Sl. 9.12. Statičko pojačanje momenta (gornje slike), ostvarena brzina rotora i procenjena brzina rotora (samo za b) pri različitim vrednostima T_r^* , kontrola brzine.

Za pogon sa davačem položaja se i dalje primećuje značajna osetljivost komponenti rotorskog fluksa i pojačanja momenta na grešku T_r^* . Pogon bez davača je po tom pitanju potpuno robustan, ali u režimu regulacije brzine pravi značajnu grešku u ostvarenoj brzini rotora. Ovo greška nastaje usled greške u računu učestanosti klizanja koja postaje značajnija za veće greške parametra T_r^* kao i pri povećanju opterećenja pogona.

Prikazani rezultati pokazuju da se rad pogona sa i bez davača na vratilu na drugačiji način menja sa greškom u T_r^* . Ono što jeste zajedničko je da u oba slučaja greška dovodi do odstupanja od idealnih karakteristika pogona. Da bi se ovaj efekat umanjio neophodno je ugraditi mehanizam za procenu parametra T_r^* . U nastavku ovog poglavlja putem praktičnih eksperimenata analizirane su dve metode za procenu T_r i samim tim za poboljšanje rada oba tipa pogona.