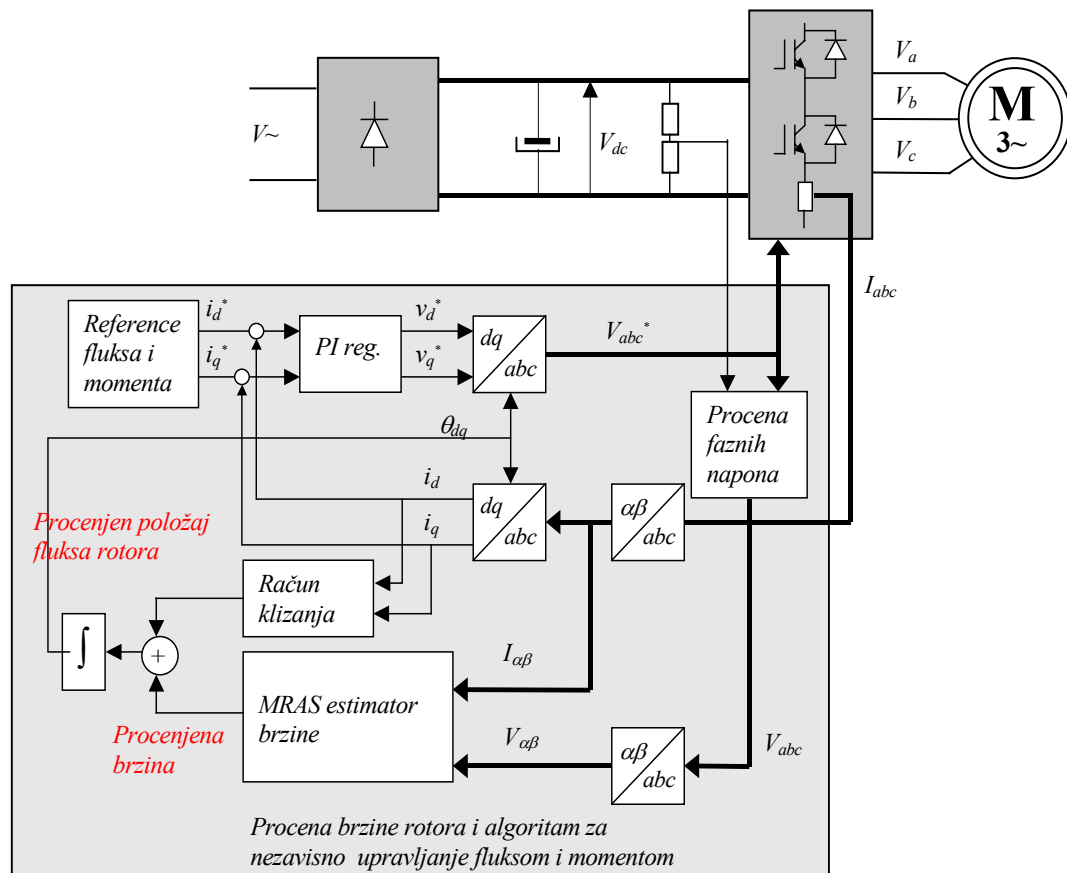


6. Pogon asinhronog motora bez davača položaja

Prioritet pri izgradnji većine pogona promenjive brzine nisu velika tačnost i brzina odziva. U slučaju pogona opšte namene, tržište konstantno zahteva umanjene cene, povećanje robusnosti rada i uprošćenje instalacije. Da bi se svim ovim zahtevima udovoljilo neophodno je umanjiti broj senzora u pogonu [F1]. Davač pozicije na vratilu, usled svoje nepovoljne cene, komplikovane instalacije i neotpornosti na elektromagnetni šum uglavnom je neprihvatljiv za ugradnju u većini pogona.

Sa druge strane, gledano sa stanovišta kvaliteta rada pogona, rad pogona bez davača na vratilu i dalje mora biti optimalan. Za to je neophodno proceniti brzinu rotora i raspregnuti upravljanje fluksom i momentom bez korišćenja informacije sa vratila. Brzinu rotora i stanja motora je neophodno proceniti na osnovu raspoloživih terminalnih veličina, struja i napona namotaja statora. Radi daljeg umanjivanja broja senzora u pogonu uobičajeno je da se napon motora ne meri direktno, već procenjuje na osnovu napona jednosmernog međukola i PWM povorke impulsa [A13]. Time se svi senzori u pogonu mogu svesti na po ceni prihvatljive otporničke davače struje i otporničku mrežu za merenje napona međukola. Na slici 6.1. je prikazana jedna od mogućih šema za procenu brzine rotora i upravljanje fluksom i momentom asinhronog motora. U prikazanoj šemi procena položaja fluksa rotora je indirektna, dok se brzina rotora procenjuje u estimatoru brzine baziranom na MRAS principu.

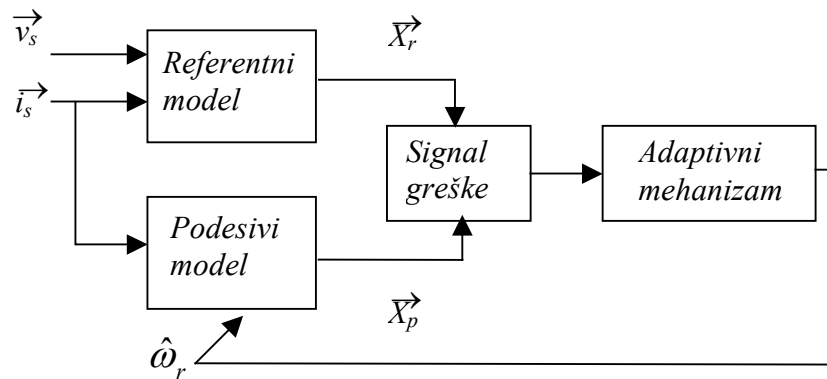


Sl. 6.1. Procena položaja fluksa i brzine rotora bez davača na vratilu.

6.1. Procena brzine rotora MRAS metodom

Primena MRAS observera za procenu brzine obrtanja rotora asinhronog motora postaje sve popularnija u pogonima opšte namene. Prosta implementacija, značajno povoljnije dinamičke karakteristike i obezbeđena kontrola izlazne struje čine da ova metoda sve više potiskuje dosad primenjivane skalarne metode zasnovane na statičkim karakteristikama pogona.

MRAS princip procene brzine rotora koristi dva modela asinhronog motora sa različitim strukturama ali na čijim izlazima se procenjuje ista odabrana promenjiva stanja. Neophodno je da rezultat jednog od usvojenih modela ne zavisi od procenjene brzine motora. Taj model se usvaja kao referentan model MRAS estimatora. Drugi model je adaptivan (podesivi) model sa rezultatom procene odabrane promenjive stanja koji zavisi od brzine rotora. Razlika između promenjive stanja procenjene sa ova dva modela koristi se u adaptivnom mehanizmu MRAS observera. Ovaj adaptivni mehanizam na svom izlazu kontroliše vrednost procenjene brzine koju ujedno koristi podesivi model i koriguje svoj izlaz. Opšti model procene brzine rotora primenom MRAS principa dat je na slici 6.2.



Sl. 6.2. Opšta šema estimatora brzine zasnovanog na MRAS principu

Izbor promenjive stanja je važan faktor pri dizajnu MRAS estimatora. Ovaj izbor direktno utiče na kvalitet procene brzine rotora, na parametarsku osetljivost rezultata kao i na kompleksnost implementacije. U literaturi je predloženo niz različitih rešenja [A32-A35]. U ovom radu se analizira osnovna verzija MRAS šeme, koja koristi rotorski fluks kao promenjivu stanja [A33].

Vektor rotorskog fluksa je moguće proceniti na više načina. Za potrebe MRAS estimatora brzine uglavnom se koriste estimatori u stacionarnom sistemu osa. Redukovani naponski estimator rotorskog fluksa ($U-I$) koristi samo terminalne veličine za procenu i predstavlja MRAS referentni model dat jednačinom (6.1),

$$p \begin{bmatrix} \psi_{cr}^{vi} \\ \psi_{\beta r}^{vi} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \left(\begin{bmatrix} v_{cs} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s + \sigma L_s p & 0 \\ 0 & R_s + \sigma L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cs} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \right), \quad (6.1.)$$

gde su $\vec{\psi}_r^{ui} = [\psi_{cr}^{ui} \ \psi_{\beta r}^{ui}]^T$, $\vec{u}_s = [u_{cs} \ u_{\beta s}]^T$, $\vec{i}_s = [i_{cs} \ i_{\beta s}]^T$ vektor fluksa rotora procenjen naponskim estimatorom, vektor napona i struje namotaja statora, respektivno.

Strujni model za procenu rotorskog fluksa ($\omega-I$) dat je jednačinom (6.2). U slučaju pogona bez davača brzina rotora nije poznata i rotorsku brzinu kao ulaznu veličinu modela treba

zameniti sa procenjenom. Na taj način rezultat procene vektora rotorskog fluksa u ovom modelu postaje direktno zavistan od trenutne procene brzine rotora,

$$p \begin{bmatrix} \psi_{cr}^{oi} \\ \psi_{\beta r}^{oi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{cr}^{oi} \\ \psi_{\beta r}^{oi} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{cs} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix}, \quad (6.2.)$$

gde je $\vec{\psi}_r^{oi} = [\psi_{cr}^{oi} \ \psi_{\beta r}^{oi}]^T$ vektor fluksa rotora procenjen podesivim strujnim estimatorom.

Pod pretpostavkom da je referentni model tačan ($\vec{\psi}_r^{ui} = \vec{\psi}_r$), njegova dinamika se može opisati strujnim modelom rotorskog fluksa koji koristi tačnu vrednost brzine rotora,

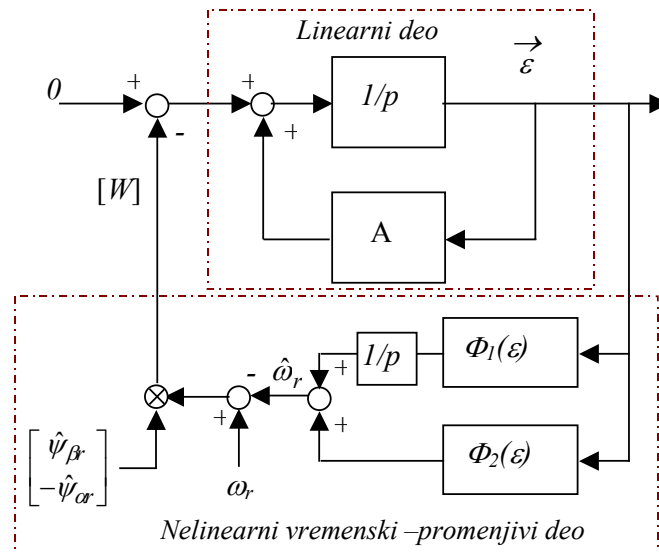
$$p \begin{bmatrix} \psi_{cr} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{cr} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{cs} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix}. \quad (6.3.)$$

Vektor greške između tačnog i podesivog estimatora rotorskog fluksa, $\vec{\varepsilon} = \vec{\psi}_r - \vec{\hat{\psi}}_r$, gde je uzeto $\vec{\psi}_r^{oi} = \vec{\hat{\psi}}_r$, glasi:

$$p \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} -\hat{\psi}_{\beta r} \\ \hat{\psi}_{cr} \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r), \quad (6.4.)$$

$$p\vec{\varepsilon} = [A]\vec{\varepsilon} + [W].$$

Pošto se ovaj signal greške dalje koristi za korekciju procenjene brzine rotora, ona takođe postaje funkcija nelinearne povratne sprege po promenljivama stanja. MRAS sistem sa nelinearnom povratnom spregom po procenjenoj brzini rotora je dat na sledećoj slici.



Sl. 6.3. Nelinearna povratna sprega po procenjenoj brzini rotora.

Izbor signala greške, kao i izbor strukture adaptivnog mehanizam se vrše tako da se obezbedi stabilnost sistema i konvergencija svih veličina ka tačnim vrednostima. Po Landau [F2], [F3], sistem je stabilan u smislu hiperstabilnosti ako važi: a) linearna vremenski nepromenljiva matrica \mathbf{A} je striktno pozitivna i realna, b) nelinearna povratna sprega zadovoljava Popov kriterijum hiperstabilnosti.

Kriterijum Popova je potreban uslov da adaptivni mehanizam bude stabilan u smislu hiperstabilnosti. Po ovom kriterijumu za nelinearnu povratnu spregu treba da važi:

$$S = \int_0^{t_1} \vec{\varepsilon}^T \mathbf{W} dt \geq -\gamma^2. \quad (6.5.)$$

U slučaju sistema sa slike 6.3, integral Popova glasi

$$S = -\int_0^{t_1} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \vec{\varepsilon}^T J \vec{\psi}_r dt = -\int_0^{t_1} \Delta\omega_r (\vec{\psi}_r \times \vec{\psi}_r) dt = -\int_0^{t_1} \Delta\omega_r \varepsilon_\omega dt, \quad (6.6.)$$

gde je

$$\varepsilon_\omega = \hat{\psi}_{\alpha r} \psi_{\beta r} - \hat{\psi}_{\beta r} \psi_{\alpha r}. \quad (6.7.)$$

Ako se za adaptivni mehanizam izabere tipična akcija PI regulatora,

$$\hat{\omega}_r(t) = K_p \varepsilon_\omega(t) + K_i \int_0^t \varepsilon_\omega(t) dt, \quad (6.8.)$$

tada integral Popova postaje:

$$S = -\int_0^{t_1} \varepsilon_\omega(t) \left(\omega_r - K_i \int_0^t \varepsilon_\omega(t) dt \right) dt + K_p \int_0^{t_1} \varepsilon_\omega^2(t) dt = S_1 + S_2. \quad (6.9.)$$

Konačno, korišćenjem svojstva

$$\int_0^t k f(t) \left(\frac{df(t)}{dt} \right) dt = \frac{k}{2} (f^2(t) - f^2(0)) \geq -\frac{k}{2} f^2(0), \quad (6.10.)$$

i uz izbor

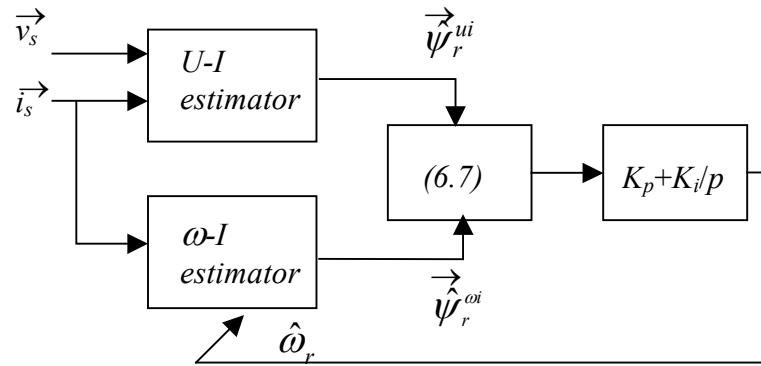
$$f(t) = \omega_r - K_i \int_0^t \varepsilon_\omega(t) dt, \quad (6.11.)$$

se dobija:

$$S_1 = -\int_0^{t_1} \varepsilon_\omega(t) \left(\omega_r - K_i \int_0^t \varepsilon_\omega(t) dt \right) dt \geq -\frac{f^2(0)}{2K_i}. \quad (6.12.)$$

Ujedno važi da je integral S_2 uvek veći od nule i time je pokazano da važi $S \geq -\gamma^2$. Ovim je zadovoljen kriterijum Popova za ovaj izbor adaptivnog mehanizma.

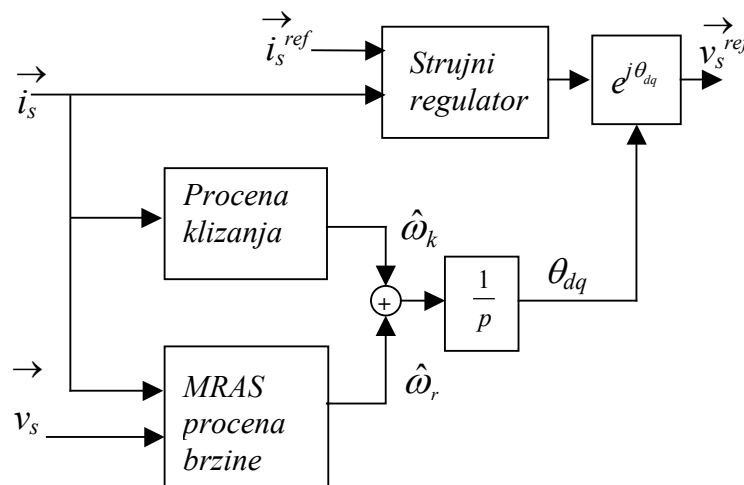
Na slici 6.4 je prikazan konačan oblik MRAS estimatora brzine sa vektorom rotorskog fluksom kao referentnom promenljivom stanja i sa usvojenim adaptivnim sistemom datim jednačinama (6.7) i (6.8).



Sl. 6.4. Blok dijagram procene brzine rotora na osnovu MRAS principa.

Sistem prikazan na slici 6.4 zadovoljava kriterijum Popova i stabilan je u smislu hiperstabilnosti. Ovim je obezbeđena konvergencija svih estimiranih veličina ka tačnim vrednostima ali nije definisana dinamika sistema. Sam dinamički odziv ovog sistema je detaljno analizirana u sedmom poglavlju ovog rada.

Procenjena brzina u pogonu bez davača pozicije se koristi za zatvaranje povratne sprege po brzini ali i za pravilno postavljanje vektora struje statora u odnosu na fluks rotora. Blok dijagram *speed sensorless* pogona u kome se rotorska brzina procenjuje MRAS estimatorom i koji poseduje algoritam za upravljanje fluksom i momentom motora dat je na slici 6.5.



Sl. 6.5. IFOC struktura procene fluksa rotora sa MRAS estimatorom brzine.

Ova struktura koristi parametar vremenske konstante rotora tokom procene brzine rotora ali takođe i prilikom procene učestanosti klizanja. U poglavlju 3 je pokazano da blok za procenu klizanja čini značajnu grešku u ovoj proceni ukoliko parametar T_r^* nije tačan. Isti parametar je ujedno i glavni izvor greške u radu strujnog modela fluksa rotora i dovodi do greške u proceni brzine rotora. Ali ukoliko se ista vrednost parametra T_r^* koristi u oba pomenuta bloka izraz $\hat{\omega}_k T_r^*$ se uvek pravilno računa. Ovaj proizvod definiše položaj magnetopobudne sile statora u odnosu na fluks rotora i pri tome se ne pravi greška. Čak i u

slučaju $T_r^* \neq T_r$ uvek važi $\hat{\omega}_k T_r^* = \omega_k T_r$, i regulacione konture fluksa i momenta su i dalje raspregnute.

Poznavanje položaja rotorskog fluksa kao i kontrola struja statora daju značajnu prednost *sensorless* pogonu zasnovanom na MRAS principu u odnosu na skalarne pogone. Sa druge strane, mogući oscilatorni odziv pri malim brzinama kao i ne u potpunosti rešen problem stabilnosti rada je nedostatak MRAS procene brzine. Skalarne metode upravljanja nisu imale zadovoljavajući dinamički odziv momenta i brzine, ali rad pogona je bio stabilan i oscilacije pri malim brzinama rada su bile potisnute. Pomenuti nedostatak MRAS estimatora nastaje usled greške u referentnom modelu, tokom procene vektora fluksa rotora na osnovu terminalnih veličina. U radovima [F5], [F6] Holtz daje pregled problema koji mogu nastati u referentnom modelu, sa posebnim osvrtom na režim rada pri malim brzinama obrtanja rotora. U radu je predložen model koji uvažava većinu nelinearnost u radu naponskog invertora.

Procena vektora rotorskog fluksa na osnovu terminalnih veličina zahteva tačnu procenu vektora elektromotorne sile indukovane u namotajima statora kao i integraciju istog uz minimum fazne i amplitudne greške. Oba spomenuta zahteva postaju kritična pri brzinama bliskim nuli kao i u stanju mirovanja rotora.

Elektromotorna sila indukovana u namotajima statora može biti pogrešno procenjena iz dva razloga: usled greške u korišćenim parametrima statorskog kola ili usled greške u proceni statorskog napona. Procena napona u namotajima statora je veliki problem i potencijalni izvor greške, ali nju je neophodno vršiti i time izbeći skupo merenje faznih napona. Greška procene napona uglavnom nastaje usled neuvažavanja nesavršenosti rada prekidača invertora [F5]. Padovi napona na IGBT i povratnim (*free-wheeling*) diodama prilikom provođenja zavise od veličine struje ali i od trenutne temperature prekidača. Takođe, pri upravljanju naponskim invertorom neophodno je uvažiti mrtvo vreme u radu prekidača (*dead time*). Tokom mrtvog vremena komanda ka oba prekidača u grani se ukida, oba IGBT se zatvaraju i struja grane nastavlja da postoji u jednoj od povratnih dioda grane. Izlazni napon nije više funkcija upravljačkih impulsa i u ovom vremenskom intervalu zavisi isključivo od smera struje grane. Mada je mrtvo vreme u radu modernih prekidača relativno malo, reda veličine 500 ns, pri malim brzinama obrtanja uzima značajan deo zadatog napona i mora se kompenzovati. U praksi je uobičajeno unapred korigovati faktor ispune u zavisnosti od smera struje grane, i na taj način unapred poništiti efekat mrtvog vremena. Varijacija (*ripple*) napona u jednosmernom međukolu se takođe unapred kompenzuje korekcijom indeksa modulacije prekidača. Pomenuti problem je uglavnom rešen, mada potpuno uvažavanje ovog efekta zahteva izvršavanje numerički intenzivne operacije deljenja u svakoj periodi PWM signala. Konačno, pad napona nastao na davačima struje je takođe neophodno uvažiti. Pri projektovanju davača struje postavljenih u grane invertora uobičajeno se dozvoljava pad napona do 1V. Time se ukupan napon doveden na namotaje statora dodatno umanjuje. Sve dosad pomenute izvore greške u proceni statorskog napona neophodno je kompenzovati, pogotovo tokom rada pogona pri malim brzinama kada je nametnuti napon na motoru znatno umanjen.

Promenljiva otpornost statora, drugi je problem prilikom procene elektromotorne sile indukovane u namotajima statora. Promena ove otpornosti uglavnom nastaje usled promene temperature statora motora, i za motore velike snage je uglavnom moguća u opsegu $\pm 25\%$. Za motore male snage, do 1KW, uvećanje statorskog otpora sa temperaturom može biti i do 50%. Takođe, mali motori se uobičajeno proizvode u velikim serijama uz minimalnu kontrolu kvaliteta, tako da se za dva odabrana motora sa iste proizvodne linije može očekivati značajna razlika inicijalne vrednosti statorskog otpora. Greška u parametru statorske otpornosti ima sličan uticaj na rad MRAS observera brzine kao i greška u proceni napona, i neophodno ju je kompenzovati. Niz rešenja je objavljeno u cilju pronalaženja metode za korekciju ovog

parametra [A36], [F6], [F7], [F8], [F9], [F10] i [F11], ali ni jedno ne predstavlja potpuno rešenje problema.

Greška u parametru ekvivalentne induktivnosti magnećenja statora takođe može značajno uticati na rad MRAS, pogotovo pri uvećanim opterećenjima na vratilu. Za pogon sa kaveznim rotorom ovaj parametar je približno konstantan i ne menja se značajno sa promenom amplitude statorske struje. Za ovu vrstu motora dovoljna je *off-line* identifikacija ovog parametra. Za asinhronne motore sa namotanim rotorom ili duplim kavezom može se koristiti algoritam za *on-line* identifikaciju pomenutog parametra [F12].

Parametri induktivnosti magnećenja (L_m^*) i rotorske vremenske konstante se takođe moraju korigovati sa promenom nivoa zasićenja fluksa magnećenja. Odgovarajući način korekcije L_m^* je predložen u [F13] i ukratko je opisan u tekstu koji sledi. Prvo, na osnovu procenjenih statorskih napona i merenih struja statora, proceni se vektor fluksa magnećenja

$$p \begin{bmatrix} \psi_{cm}^{vi} \\ \psi_{\beta m}^{vi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{cs} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} - (R_s + pL_\sigma) \begin{bmatrix} i_{cs} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix}, \quad \psi_m = \sqrt{\psi_{cm}^2 + \psi_{\beta m}^2}. \quad (6.13.)$$

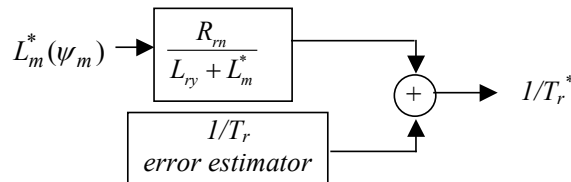
Zatim, na osnovu *off-line* definisane funkcije, procenjena vrednost fluksa magnećenja se koristi za račun parametra induktivnosti magnećenja

$$L_m^* = f(\psi_m^2). \quad (6.14.)$$

Konačno, vektor rotorskog fluksa se procenjuje na osnovu:

$$\begin{bmatrix} \psi_{cr}^{vi} \\ \psi_{\beta r}^{vi} \end{bmatrix} = \left(1 + \frac{L_{\sigma r}}{L_m^*} \right) \begin{bmatrix} \psi_{cm}^{vi} \\ \psi_{\beta m}^{vi} \end{bmatrix} - L_{\sigma r} \begin{bmatrix} i_{cs} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix}. \quad (6.15.)$$

Korekcija L_m^* koriguje rad referentnog MRAS modela i obezbeđuje pravilnu procenu vektora rotorskog fluksa. Sa druge strane, rezultat procene brzine rotora i dalje može biti pogrešan usled greške u radu strujnog modela rotorskog fluksa. Ovaj model pored parametra L_m^* (koji se može na isti način korigovati) koristi i parametar T_r^* koji se dodatno menja i sa promenom temperature rotora. Ova dodatna promena se ne može predvideti i neophodan je mehanizam za automatsku procenu T_r^* u toku rada pogona. Simultana korekcija oba pomenuta izvora promena u T_r se čini optimalnim rešenjem i prikazana je na slici 6.6.



Sl. 6.6. Optimalna procena vremenske konstante rotora.

Gornja korektivna grana prikazanog modela je potpuno definisana *off-line*, i predviđeno je da unapred (*feedforward*) prati promene u nivou magnetnog zasićenja. Ovim je dodatni adaptivni mehanizam (donja grana) oslobođen potrebe praćenja potencijalno brzih promena nivoa zasićenja magnetskih kola i može se projektovati tako da prati samo spore promene u T_r nastale usled promene rotorskog otpora sa temperaturom. U poglavlju 8 ovog rada je opisan novi adaptivni mehanizam koji je isključivo projektovan za sporu ali robusnu korekciju temperaturno indukovanih promena u parametru vremenske konstante rotora.

Važan ograničavajući faktor za pravilnu procenu rotorskog fluksa je i potreba za integracijom elektromotorne sile indukovane u namotajima statora. Rezultat čiste integracije

elektromotorne sile je osetljiv na promenu početnih uslova kao i na mogući *offset* senzora tako da se izbegava u praksi. Uobičajeno je da se čista integracija zameni filtrom prvog reda (*quasi* integrator) i time eliminiše problem oscilacija rezultata referentnog modela. Ovim se ujedno unosi i greška u rezultatu, čija amplituda i faza nisu u skladu sa stvarnim vektorom rotorskog fluksa, pogotovo za male učestanosti. Granična učestanost filtra prvog reda (ω_1) se usvaja reda veličine 1Hz, i za sve učestanosti ispod navedene greška *quasi* integracije je relativno velika. Veza između na ovaj način procenjenog vektora fluksa rotora i stvarnog vektora glasi:

$$\vec{\psi}_r^{ui} = \frac{1}{p + \omega_1} \frac{L_r}{L_m} \left[\vec{u}_s - (\hat{R}_s + \sigma L_s p) \vec{i}_s \right] \quad \Rightarrow \quad \vec{\psi}_r^{ui} = \frac{P}{p + \omega_1} \vec{\psi}_r \quad (6.16.)$$

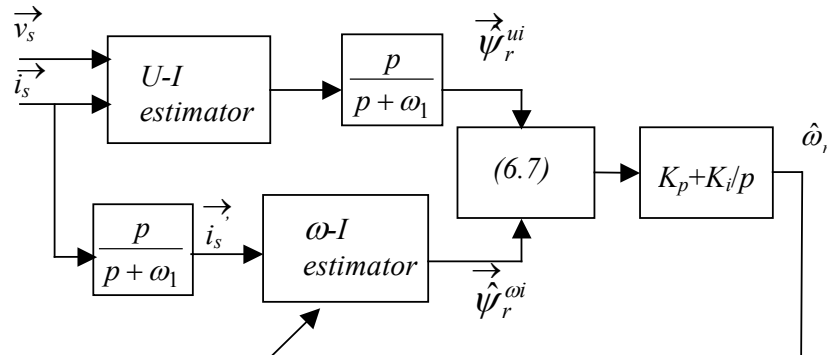
Da bi se posle ove promene u referentnom modelu zadržala ista dinamika MRAS observera brzine identična korekcija prenosne funkcije se vrši i u adaptivnom modelu. Adaptivni model je neophodno korigovati tako da rezultatni vektor rotorskog fluksa na izlazu ovog modela ima isti fazni i amplitudni pomeraj u odnosu na stvarni vektor fluks rotora,

$$\vec{\psi}_r^{\omega i} = \frac{P}{p + \omega_1} \vec{\psi}_r. \quad (6.17.)$$

Ovim se struktura adaptivnog modela neznatno menja. Dodatnim filtrom prvog reda koriguje se vektor statorskih struja na ulazu. Adaptivni model sada postaje:

$$\left(p + \frac{1}{T_r^*} \right) \vec{\psi}_r^{\omega i} - j \hat{\omega}_r \vec{\psi}_r^{\omega i} = \frac{L_m}{T_r^*} \left(\frac{P}{p + \omega_1} \vec{i}_{\alpha s} \right). \quad (6.18.)$$

Blok dijagram modifikovanog MRAS observera sa korigovanim vektorom struje statora na ulazu, $\vec{i}'_{\alpha\beta} = \frac{P}{p + \omega_1} \vec{i}_{\alpha\beta}$, dat je na slici 6.7.



Sl. 6.7. Blok dijagram modifikovanog MRAS estimatora brzine.

MRAS observer prikazan na slici 6.6 se koristi u praksi jer je znatno superiorniji u odnosu na osnovnu varijantu prikazanu na slici 6.4. U literaturi [A33] data je funkcija prenosa ovako modifikovanog MRAS observera i diskutuje se moguća nestabilnost rada. Nestabilnost povratne sprege sistema na slici 6.6 može nastati usled naglih tranzijenata kao i pri stacionarnom režimu rada sa malim pobudnim učestanostima statora. Važno je napomeniti da je sama dinamika malih poremećaja u sistemu prikazanom na slici 6.7 identična sa dinamikom malih signala u MRAS estimatoru prikazanom na slici 6.4.

Prethodna analiza pokazuje da praktična primena MRAS estimatora brzine zahteva značajne promena osnovnog modela. Pored strukturalnih promena, ovaj estimator brzine se dodatno okružuje raznim mehanizmima za procenu parametara asinhronog motora. Osnovni nerešeni problem je i dalje automatska kompenzacija temperaturnih promena u vremenskoj konstanti rotora (slika 6.6). Iako relativno spore, ove promene se ne mogu unapred predvideti i dovode do greške u procenjenoj i ostvarenoj brzini rotora. Osetljivost rada *shaft-sensorless* pogona na grešku u parametru T_r^* je ispitana u sledećem poglavlju.

6.2. Uticaj greške u parametru rotorskog kola na procenu brzine rotora primenom MRAS metode

Ukoliko pretpostavimo da referentni model MRAS estimatora brzine radi bez greške njegove ustaljene vrednosti su jednake stvarnim komponentama fluksa rotora. Ustaljene vrednosti rotorskog fluksa se mogu dobiti na osnovu modela rotorskog kola zapisanog u dq sistemu osa,

$$p \begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_k \\ -\omega_k & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}. \quad (6.19.)$$

Jednačina (6.17) pokazuje stacionarne vrednosti rotorskog fluksa u tačnom referentnom (levo) i pogrešnom adaptivnom modelu (desno),

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_r} \psi_{dro} - \omega_{ko} \psi_{qro} &= \frac{L_m}{T_r} I_{dso} & \frac{1}{T_r^*} \hat{\psi}_{dro} - \hat{\omega}_{ko} \hat{\psi}_{qro} &= \frac{L_m}{T_r^*} I_{dso} \\ \omega_{ko} \psi_{dro} + \frac{1}{T_r} \psi_{qro} &= \frac{L_m}{T_r} I_{qso} & \hat{\omega}_{ko} \hat{\psi}_{dro} + \frac{1}{T_r^*} \hat{\psi}_{qro} &= \frac{L_m}{T_r^*} I_{qso} \end{aligned} \quad (6.20.)$$

uz ω_{ko} i $\hat{\omega}_{ko}$, srednje vrednosti ostvarene i procenjene vrednost klizanja, T_r i T_r^* tačnu i korišćenu vrednost rotorske vremenske konstante. Ukoliko se koristi ista vrednost parametra T_r^* pri računu klizanja uvek važi $\hat{\omega}_{ko} \hat{\psi}_{dro} = \frac{L_m}{T_r^*} I_{qso}$ i komponenta fluksa q ose u adaptivnom

modelu postaje jednaka nuli. Takođe, delovanje MRAS povratne sprege, ne dozvoljava razliku stacionarnih vrednosti referentnog i podesivog fluksa tako da se dq osa vremenom tako postavlja da poništi i q komponentu referentnog fluksa. Nakon završetka prelaznih procesa, za stacionarne vrednosti ostvarenog fluksa, ostvarenog i procenjenog klizanja, ostvarene (ω_{r0}) i procenjene brzine rotora ($\hat{\omega}_{r0}$), važi sledeće:

$$\begin{aligned} \psi_{qro} &= \hat{\psi}_{qro} = 0, \\ \psi_{dro} &= \hat{\psi}_{dro} = L_m I_{dso}, \\ \omega_{ko} &= \frac{1}{T_r} \frac{I_{qso}}{I_{dso}}, \quad \hat{\omega}_{ko} = \frac{1}{T_r^*} \frac{I_{qso}}{I_{dso}} \Rightarrow \omega_{ko} = \frac{T_r^*}{T_r} \hat{\omega}_{ko}, \\ \omega_{dqo} &= \omega_{ro} + \omega_{ko} = \hat{\omega}_{ro} + \hat{\omega}_{ko}, \end{aligned} \quad (6.21.)$$

Pri pogrešnoj vrednosti parametra konture kontrole fluksa i momenta i dalje ostaju raspregnute i ne narušavaju se statičke karakteristike *sensorless* pogona. Ovo znači da pogon

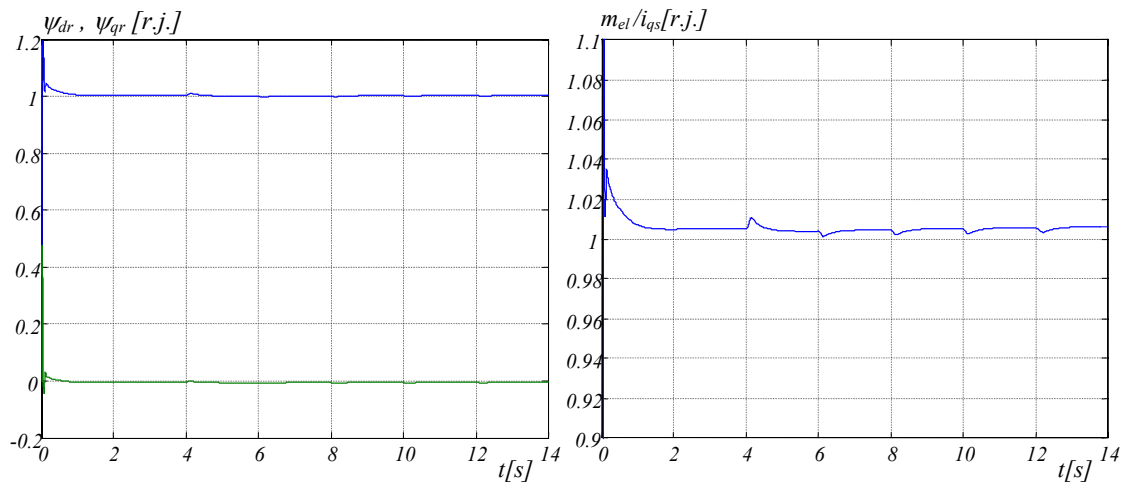
u momentnom režimu rada nije osetljiv na grešku u parametru vremenske konstante rotora. Problem nastaje ukoliko je zatvorena povratna sprega po brzini, tada pogon prati procenjenju brzinu $\hat{\omega}_{r0}$ i delovanjem regulatora brzine je izjednačava sa referentnom $\hat{\omega}_{r0} = \omega_{ref}$.

Sa druge strane, ostvarena brzina rotora nije jednaka procenjenoj i njena apsolutna greška od zadate vrednosti zavisi od opterećenja u pogonu i odnosa stvarne i korišćene vrednosti T_r ,

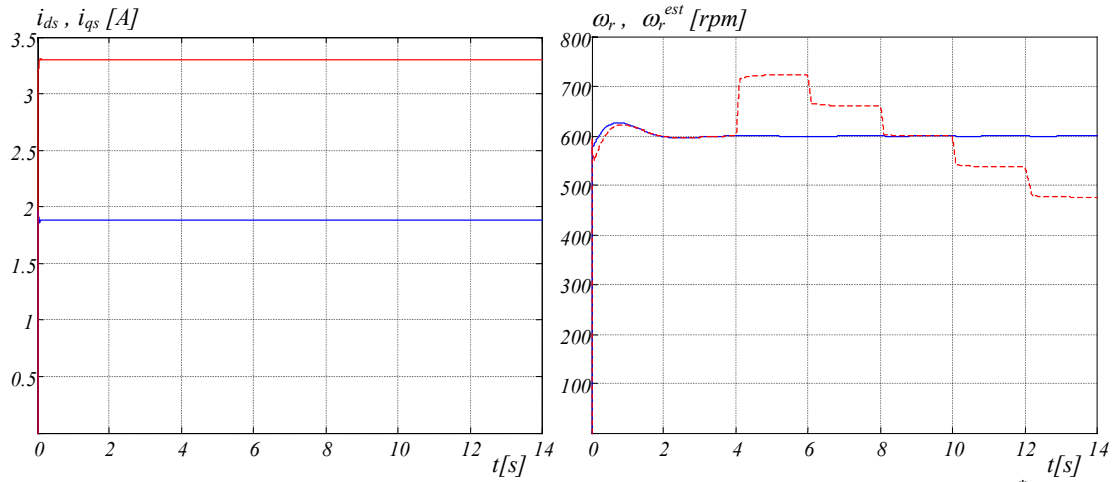
$$\omega_{r0} = \hat{\omega}_{r0} + \left(1 - \frac{T_r^*}{T_r}\right) \hat{\omega}_{k0} = \omega_{ref} + \left(1 - \frac{T_r^*}{T_r}\right) \hat{\omega}_{k0}. \quad (6.22.)$$

Dalje ispitivanje osetljivosti MRAS observera brzine na grešku u T_r^* je izvršeno putem računarskih simulacija na dinamičkom modelu pogona. Prvo je ispitan rad modela u momentnom režimu rada (slike 6.8-6.9), sa zadatim nominalnim vrednostima struja statora. Brzina rotora je održavana u okolini 600 rpm. Po ulasku modela u stacionarno stanje (nakon 4 sekunde simulacionog vremena) svake 2 sekunde je menjana korišćena vrednost T_r^* , tako da uz konstantno T_r u modelu motora važi: $T_r/T_r^* \in [0.8 \ 0.9 \ 1 \ 1.1 \ 1.2]$. Slike 6.10-6.11 pokazuje rezultate računarskih simulacija za pogon sa regulisanom brzinom ($\omega_{ref} = 600$ rpm) i nominalnim opterećenjem. Povratna sprega je zatvorena po procenjenoj brzini (isprekidana linija) dok je ostvarena brzina prikazana punom linijom.

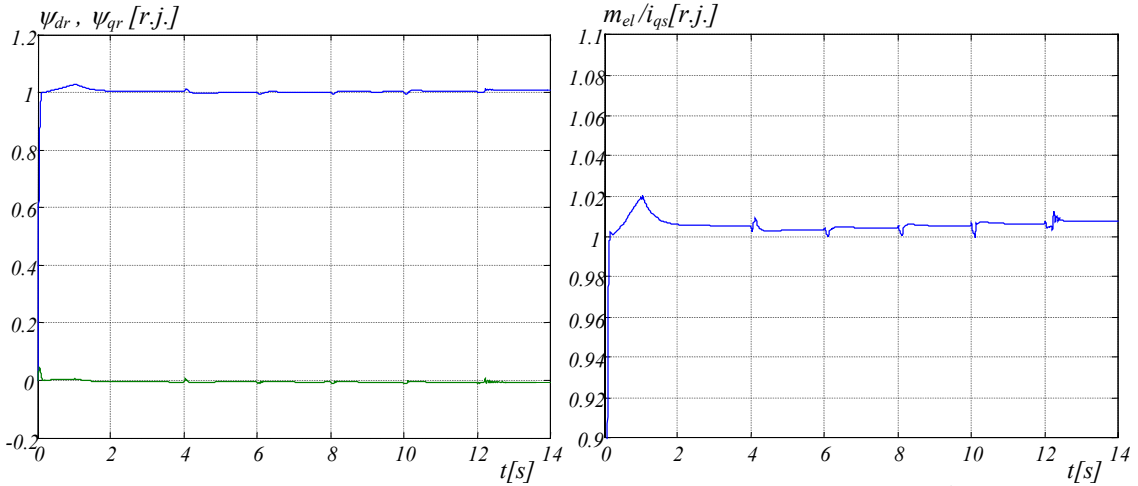
Slike 6.8-6.10 pokazuju da je uticaj greške u T_r^* na rada pogona minimalan. Ostvarene su željene vrednosti fluksa rotora i struja q ose potrebna da se razvije željeni el. momenta se ne menja. Sa druge strane, slika 6.11 pokazuje očekivanu grešku u ostvarenoj brzine rotora (puna linija). Za nominalno opterećen pogon, i relativno male učestanosti polja, greška je značajna.



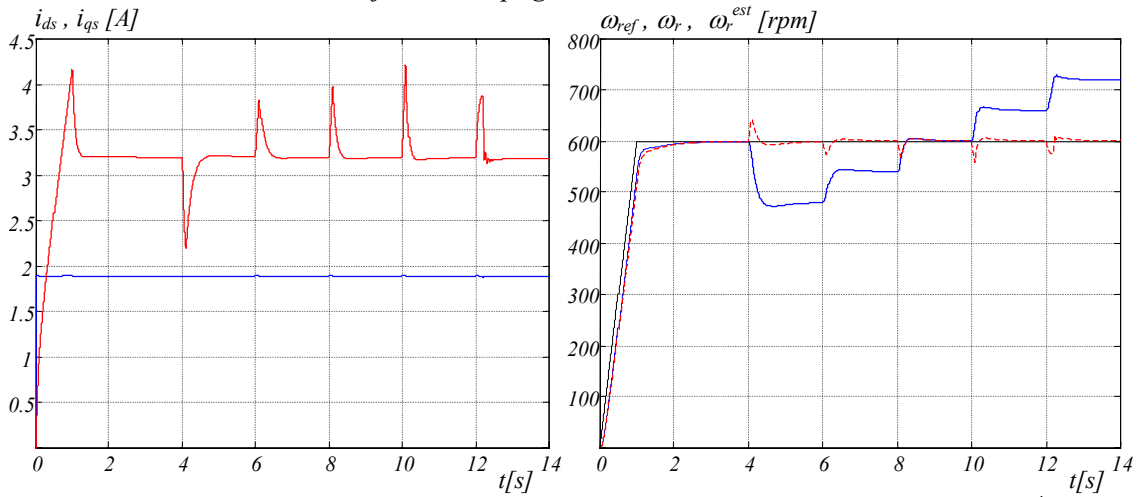
Sl. 6.8. Osetljivost ψ_{dr} , ψ_{qr} , m_{el}/i_{qs} na promenu odnosa T_r/T_r^* .
Rezultati simulacija modela pogona u režimu kontrole momenta.

Sl. 6.9. Osetljivost i_{dq} , ω_r , $\hat{\omega}_r$ (isprekidana linija) na promenu odnosa T_r/T_r^* .

Rezultati simulacija modela pogona u režimu kontrole momenta.

Sl. 6.10. Osetljivost ψ_{dr} , ψ_{qr} , m_{el}/i_{qs} na promenu odnosa T_r/T_r^* .

Rezultati simulacija modela pogona u režimu kontrole brzine rotora.

Sl. 6.11. Osetljivost i_{dq} , ω_r , $\hat{\omega}_r$ (isprekidana linija) na promenu odnosa T_r/T_r^* .

Rezultati simulacija modela pogona u režimu kontrole brzine rotora.