

SADRŽAJ

1. Uvod	
2. Osnovne teorijske postavke	
3. 2.1. Model asinhronog motora	3
5. 2.2. Klarkova transformacija	
6. 2.3. Parkova transformacija	6
11. 2.4. Relativizacija jednačina	
12. 2.5. Indirektna vektorska kontrola	
15. 2.6. Korisnički model sprege IVK+AM	15
19. 2.7. Određivanje parametara digitalnog PI regulatora brzine	19
3. Modeliranje u programskom paketu SIMULINK	
22. 3.1. Model asinhronog motora	
26. 3.2. Model trofaznog invertora sa histerezisnim strujnim regulatorom	26
27. 3.3. Model indirektnog vektorskog kontrolera	
28. 3.3.1. Model inkrementalnog enkodera (IE)	28
31. 3.4. Model digitalnog PI regulatora	
33. 3.5. Model elektromotornog pogona	
37. 3.6. Primena napravljenih modela u rešavanju konkretnih inženjerskih problema	
4. Zaključak	
40. Dodatak	
41. Literatura	
42.	

1. UVOD

Oblast kojom se ovaj diplomski rad bavi su asinhroni motori i njihova primena u brzinskim servomehanizmima. U prvom delu ovog rada biće prikazan analitički model asinhronog motora i ostalih komponenti koje se pojavljuju kada se asinhroni motor (AM) koristi u spomenutoj primeni, a te komponente su trofazni tranzistorski invertor (radićemo sa trofaznim asinhronim motorom), histerezisni strujni regulator, indirektna vektorska kontrola, brzinski regulator.

Korišćenje AM u servomehanizmima povezano je sa određenim teškoćama koje proizilaze iz njegovih osobina . Osobina koja dovodi do tih teškoća je sledeća : pri konstantnoj učestanosti i amplitudi napona napajanja brzina rotora zavisi od momenta opterećenja, što iziskuje komplikovane algoritme upravljanja u slučajevima kada želimo da koristimo asinhroni motor u brzinskim ili pozicionim servomehanizmima, odnosno tamo gde se traži precizna kontrola brzine i/ili položaja. Ova pojava je posledica principa rada asinhronog motora, a to je elektromagnetna indukcija, zbog koje je potrebna razlika u brzinama između rotora i obrtnog magnetnog polja koje generiše stator da bi postojao elektromagnetni moment. Elektronika koja realizuje pomenute algoritme ranije je bila skupa i to je otežavalo korišćenje asinhronih motora u ovakve svrhe, ali se oni danas sa pojeftinjenjem elektronskih komponenti i korišćenjem računara u realizaciji algoritama upravljanja sve više koriste.

Prvi zadatak koji ovaj diplomski rad treba da obavi je da se pored analitičkog prikaza AM takođe analitički predstavi i postupak koji omogućava korišćenje AM u servomehanizmima, a to je vektorska kontrola, u našem slučaju indirektna.

Drugi zadatak koji treba da se uradi je primena dobijenih rezultata, odnosno izložene teorije. Mi nećemo raditi na konkretnom asinhronom motoru, već ćemo modelirati sve opisane komponente na računaru, u programskom paketu SIMULINK. Daćemo model jednog konkretnog asinhronog motora, a to je Sever ZK-80. Napomenućemo koja se sve zanemarenja vrše pri modeliranju asinhronog motora : sve nelinearnosti kod motora, od kojih je najvažnija nelinearna karakteristika magnećenja, zatim se zanemaruju histerezisni gubici, površinski efekat, gubici usled vihoranih struja i zanemaruje se energija akumulirana u električnom polju.

Modeliranje na računaru se svodi na predstavljanje relacija izvedenih za AM u prvom delu ovog rada uz pomoć blok šeme. Takođe će biti dat model invertora sa histerezisnim strujnim regulatorom, model indirektnog vektorskog kontrolera, model brzinskog regulatora i

model inkrementalnog enkodera. Na kraju je sve ove komponente (module) potrebno povezati u vektorski kontrolisan elektromotorni pogon sa brzinskom regulacijom.

Nakon pravljenja modela u SIMULINK-u može da se pokrene i simulacija, koja nam omogućava da približno vidimo kakvo bi bilo ponašanje realnih komponenti. Rezultati tih simulacija biće dati ovde u vidu grafika karakterističnih fizičkih veličina.

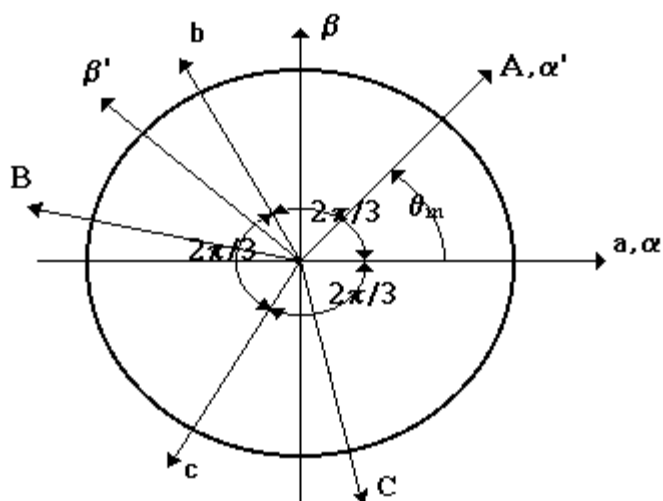
Reč 'modularni' u nazivu diplomskog rada potiče od toga što SIMULINK omogućava da se komplikovane blok šeme, kao što je model AM, zamene jednim blokom, koji je potpuno ekvivalentan toj šemi, a to omogućava pravljenje veoma komplikovanih modela bez gubljenja preglednosti.

2. OSNOVNE TEORIJSKE POSTAVKE

U ovom poglavlju biće reči o analitičkom modelu asinhronog motora do kojeg se dolazi uz navedena zanemarenja, zatim će biti reči o nekim transformacijama koje nam pomažu da prikazemo taj model u raznim koordinatnim sistemima i o relativizaciji jednačina. Nakon toga ćemo predstaviti princip indirektno vektorske kontrole, koja omogućava primenu asinhronih motora u servomehanizmima i na kraju ćemo prikazati postupak određivanja parametara brzinskog PI regulatora na osnovu željenog ponašanja sistema.

2.1. Model asinhronog motora

Pošto analiziramo trofazni asinhroni motor, njegov stator ima tri faze čije su ose normalne na osu simetrije motora, a međusoban položaj im je kao na slici 1. Označavamo ih slovima a, b, c. Na rotoru se, zbog same njegove konstrukcije, ne mogu razlikovati faze. Međutim, možemo formalno usvojiti postojanje nekakvih faza čije ose imaju isti međusobni položaj kao i faze statora, ali koje rotiraju zajedno sa rotorom, tako da su nepomične u odnosu na namotaje rotora. Označićemo te faze sa A, B, C. I one su prikazane na slici 1. Ugao θ_m je



Slika 1. Raspored faza na statoru i rotoru

ugao za koji se obrne rotor od početka obrtanja. Na slici 1. su označene i ose α , α' , β i β' čiji će smisao biti objašnjen u sledećem odeljku. Analitički model asinhronog motora sastoji se od nekoliko grupa jednačina : jednačine naponskog balansa za stator i rotor, definicione jednačine flukseva, mehanička jednačina koja opisuje zavisnost promene ugaone brzine od rezultujućeg momenta i jednačina koja određuje aktivni, elektromagnetni moment.

Jednačine naponskog balansa za stator pišu se za svaku fazu pojedinačno i glase :

$$\begin{aligned}
 u_a &= R_s i_a + \frac{d\Psi_a}{dt} , \\
 u_b &= R_s i_b + \frac{d\Psi_b}{dt} , \\
 u_c &= R_s i_c + \frac{d\Psi_c}{dt} ,
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

pri čemu je R_s (otpornost namotaja statora) ista za sve namotaje zbog simetričnosti motora.

Jednačine naponskog balansa za rotor možemo pisati u istom obliku kao za stator u onom koordinatnom sistemu u kom se namotaji, odnosno žice rotora stvarno i nalaze, tj. u koordinatnom sistemu koji se obrće zajedno sa rotorom. Izbor faza A, B, C zadovoljava taj uslov i možemo pisati :

$$\begin{aligned}
 0 &= u_A = R_r i_A + \frac{d\Psi_A}{dt} , \\
 0 &= u_B = R_r i_B + \frac{d\Psi_B}{dt} ,
 \end{aligned}$$

$$0 = u_c = R_r i_c + \frac{d\Psi_c}{dt} \quad ,$$

(2.2)

gde je R_r otpornost namotaja rotora. Naponi su jednaki 0 jer su namotaji rotora kratko spojeni. Jednačine koje određuju flukseve glase :

$$\begin{aligned} \Psi_a &= L_s i_a + M_{ab} i_b + M_{ac} i_c + M_{aA} i_A + M_{aB} i_B + M_{aC} i_C \quad , \\ \Psi_b &= M_{ab} i_a + L_s i_b + M_{bc} i_c + M_{bA} i_A + M_{bB} i_B + M_{bC} i_C \quad , \\ \Psi_c &= M_{ac} i_a + M_{bc} i_b + L_s i_c + M_{cA} i_A + M_{cB} i_B + M_{cC} i_C \quad , \\ \Psi_A &= M_{aA} i_a + M_{bA} i_b + M_{cA} i_c + L_r i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C \quad , \\ \Psi_B &= M_{aB} i_a + M_{bB} i_b + M_{cB} i_c + M_{AB} i_A + L_r i_B + M_{BC} i_C \quad , \\ \Psi_C &= M_{aC} i_a + M_{bC} i_b + M_{cC} i_c + M_{AC} i_A + M_{BC} i_B + L_r i_C \quad , \end{aligned}$$

(2.3)

pri čemu koeficijenti imaju sledeće značenje : L_s i L_r su respektivno sopstvene induktivnosti statorskih i rotorskih namotaja; koeficijenti M_{xy} , međusobne induktivnosti namotaja statora, su jednaki $-1/2 L_s$ zbog međusobnog položaja namotaja, koeficijenti M_{XY} su analogno tome jednaki $-1/2 L_r$ a M_{xY} su međusobne induktivnosti statorskih i rotorskih namotaja i promenljivi su u vremenu ako se rotor obrće, a prostoperiodični su ako se rotor obrće konstantnom brzinom. Njihova maksimalna vrednost je induktivnost magnećenja i označavamo je sa L_m . Jedan od razloga nepodesnosti ovog modela za analizu motora je vremenska promenljivost koeficijenata M_{xY} .

Mehanička jednačina glasi :

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = M_{em} - M_{opt} \quad ,$$

(2.4)

gde je J moment inercije motora, Ω_m ugaona brzina rotora, M_{em} i M_{opt} su respektivno aktivni elektromagnetni i opteretni moment. U ovoj jednačini smo zanemarili frikciju čije uzimanje u obzir bi na desnoj strani jednačine dodalo član $-K_f \Omega_m$. Izraz za M_{em} ćemo izvesti kasnije.

Još jedan razlog što rad sa ovim jednačinama nije pogodan je što je $u_a + u_b + u_c = 0$ pa jednačine naponskog balansa za stator, a to važi i za rotor, nisu nezavisne. Jedna može da se izrazi preko druge dve. To znači da u tim jednačinama imamo zapravo dve koordinate stanja. Zato je pogodno pisati jednačine u Dekartovom pravougaonom koordinatnom sistemu, jer on ima dve koordinate koje su međusobno nezavisne.

2.2. Klarkova transformacija

Klarkova transformacija predstavlja prelaz sa tri faze, koje su realne, na dve fiktivne faze, čije se ose nalaze pod uglom od $\pi/2$. Za početak ćemo usvojiti odvojene parove faza za stator i rotor. Za stator usvajamo faze α i β koje su nepomične u prostoru. Osa faze α neka se poklapa sa osom faze a. Za rotor usvajamo faze α' i β' koje se obrću zajedno sa rotorom ugaonom brzinom Ω_m . Neka se osa faze α' poklapa sa osom faze A. Sve ove faze takođe su predstavljene na slici 1. Klarkova transformacija predstavlja i prelaz u suprotnom smeru, tj. sa dve faze na tri. Označimo sa V bilo koju od veličina (napon, struja, fluks) koje karakterišu svaku fazu ponaosob. Na osnovu slike 1. lako se dolazi do sledećih veza , sa tim da je dodat koeficijent k čiji ćemo smisao naknadno objasniti :

$$V_{\alpha} = k \left(V_a + V_b \cos \frac{2\pi}{3} + V_c \cos \frac{4\pi}{3} \right) = k \left(V_a - \frac{V_b}{2} - \frac{V_c}{2} \right),$$

$$V_{\beta} = k \left(V_b \cos \frac{\pi}{6} - V_c \cos \frac{\pi}{6} \right) = k \sqrt{\frac{3}{2}} (V_b - V_c),$$

$$V_{\alpha'} = k \left(V_A + V_B \cos \frac{2\pi}{3} + V_C \cos \frac{4\pi}{3} \right) = k \left(V_A - \frac{V_B}{2} - \frac{V_C}{2} \right),$$

$$V_{\beta'} = k \left(V_B \cos \frac{\pi}{6} - V_C \cos \frac{\pi}{6} \right) = k \sqrt{\frac{3}{2}} (V_B - V_C).$$

(2.5)

Uvođenjem ovih fiktivnih faza umesto stvarnih znatno se olakšava analiza asinhronog motora, a samim tim se uprošćava i sinteza raznih upravljačkih algoritama. Da bismo objasnili ulogu koeficijenta k, posmatraćemo izraz za ulaznu snagu :

$$P = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c .$$

(2.6)

Ako izračunamo na osnovu $u_a + u_b + u_c = 0$, $i_a + i_b + i_c = 0$ i relacija (2.5) izraz $u_{\alpha} i_{\alpha} + u_{\beta} i_{\beta}$, dobićemo da je

$$u_{\alpha} i_{\alpha} + u_{\beta} i_{\beta} = \frac{2}{3} k^2 (u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c) = \frac{2}{3} k^2 P .$$

(2.7)

Takođe je

$$V_{\alpha} = k \left(V_a - \frac{V_b}{2} - \frac{V_c}{2} \right) = \frac{3}{2} k V_a .$$

(2.8)

Iz relacija (2.7) i (2.8) možemo doći do sledećih zaključaka : ako želimo da nam primenjena transformacija bude invarijantna po snazi, odnosno da bude P

$= u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta$, skaliraćemo jednačine (2.5) sa koeficijentom $k = \sqrt{2/3}$; ako želimo invarijantnost faznih veličina, tj. da amplitude napona u_α i u_β budu jednake, uzećemo $k = 2/3$. Može da bude i $k = 1$, ali tada bi izraz za ulaznu snagu bio $P = 2/3 (u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta)$.

Jednačine naponskog balansa za stator u α, β sistemu glase :

$$\begin{aligned} u_\alpha &= R_s i_\alpha + \frac{d\Psi_\alpha}{dt} , \\ u_\beta &= R_s i_\beta + \frac{d\Psi_\beta}{dt} , \end{aligned} \quad (2.9)$$

a za rotor u α', β' sistemu :

$$\begin{aligned} 0 &= u_{\alpha'} = R_r i_{\alpha'} + \frac{d\Psi_{\alpha'}}{dt} , \\ 0 &= u_{\beta'} = R_r i_{\beta'} + \frac{d\Psi_{\beta'}}{dt} . \end{aligned} \quad (2.10)$$

Jednačine fluksnih obuhvata su :

$$\begin{aligned} \Psi_\alpha &= L_s i_\alpha + M_{\alpha\alpha'} i_{\alpha'} + M_{\alpha\beta'} i_{\beta'} , \\ \Psi_\beta &= L_s i_\beta + M_{\beta\alpha'} i_{\alpha'} + M_{\beta\beta'} i_{\beta'} , \\ \Psi_{\alpha'} &= M_{\alpha\alpha'} i_\alpha + M_{\beta\alpha'} i_\beta + L_r i_{\alpha'} , \\ \Psi_{\beta'} &= M_{\alpha\beta'} i_\alpha + M_{\beta\beta'} i_\beta + L_r i_{\beta'} , \end{aligned} \quad (2.11)$$

pri čemu su koeficijenti M_{xy} opet promenljivi u vremenu ako se motor obrće.

2.3. Parkova transformacija $\alpha\beta/dq$

Do sada izloženi modeli asinhronog motora imaju nekoliko mana. Jedna od njih je što se jednačine za stator i rotor ne pišu u jedinstvenom koordinatnom sistemu, a posledica toga je da se u jednačinama fluksnih obuhvata javljaju vremenski promenljivi koeficijenti. Drugi problem je što su u stacionarnom stanju sve veličine prostoperiodične, što otežava sintezu bilo kakvog regulatora, a samim tim i primenu motora u servomehanizmima. Prvi problem se otklanja prebacivanjem jednačina za rotor iz $\alpha'\beta'$ u $\alpha\beta$ sistem. To se postiže na osnovu slike 1. U $\alpha\beta$ sistemu uvešćemo i dodatni indeks koji može biti s ili r i označava da li se ta veličina odnosi na stator ili rotor. Veze između veličina u ova dva sistema su :

$$0 = u_{\alpha r} = u_{\alpha'} \cos \theta_m - u_{\beta'} \sin \theta_m ,$$

$$0 = u_{\beta r} = u_{\alpha'} \sin \theta_m + u_{\beta'} \cos \theta_m ,$$

(2.12)

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_m & -\sin \theta_m \\ \sin \theta_m & \cos \theta_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha'} \\ u_{\beta'} \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} u_{\alpha'} \\ u_{\beta'} \end{bmatrix}$$

(2.13)

Analogne jednačine se mogu pisati za flukseve i struje rotora :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\alpha r} \\ \Psi_{\beta r} \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha'} \\ \Psi_{\beta'} \end{bmatrix}$$

(2.14)

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} i_{\alpha'} \\ i_{\beta'} \end{bmatrix}$$

(2.15)

U vezi matrice T treba primetiti da je $T^T = T^{-1}$. Jednačine (2.10) možemo predstaviti u matričnom obliku :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha'} \\ u_{\beta'} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{\alpha'} \\ i_{\beta'} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha'} \\ \Psi_{\beta'} \end{bmatrix}$$

(2.16)

i pomnožićemo ovu matričnu jednačinu sa leve strane matricom T :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} u_{\alpha'} \\ u_{\beta'} \end{bmatrix} = R_r T \begin{bmatrix} i_{\alpha'} \\ i_{\beta'} \end{bmatrix} + T \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha'} \\ \Psi_{\beta'} \end{bmatrix}$$

(2.17)

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + T \frac{d}{dt} \left(T^T \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha r} \\ \Psi_{\beta r} \end{bmatrix} \right)$$

(2.18)

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + T \frac{d}{dt} (T^T) \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha r} \\ \Psi_{\beta r} \end{bmatrix} + T T^T \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha r} \\ \Psi_{\beta r} \end{bmatrix}$$

(2.19)

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha r} \\ u_{\beta r} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha r} \\ \Psi_{\beta r} \end{bmatrix} + \omega_m \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha r} \\ \Psi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad .$$

(2.20)

I najzad, u skalarnom obliku prethodna jednačina glasi :

$$0 = u_{\alpha r} = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\Psi_{\alpha r}}{dt} + \omega_m \Psi_{\beta r} \quad ,$$

$$0 = u_{\beta r} = R_r i_{\beta r} + \frac{d\Psi_{\beta r}}{dt} - \omega_m \Psi_{\alpha r} \quad .$$

(2.21)

Jednačine naponskog balansa za stator su već napisane u $\alpha\beta$ sistemu, a mi ćemo ih ponoviti uz dodavanje indeksa s :

$$u_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\Psi_{\alpha s}}{dt} \quad ,$$

$$u_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\Psi_{\beta s}}{dt} \quad .$$

(2.22)

Jednačine fluksnih obuhvata sada, pošto se pišu u jedinstvenom koordinatnom sistemu za stator i rotor, ne sadrže vremenski promenljive koeficijente :

$$\Psi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \quad , \quad \Psi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \quad ,$$

$$\Psi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} \quad , \quad \Psi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \quad .$$

(2.23)

Pogodnost rada u $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu je u tome što u jednačinama fluksnih obuhvata imamo konstantne parametre. Mana analize modela asinhronog motora u $\alpha\beta$ sistemu je što su u stacionarnom stanju, kada se rotor obrće konstantnom brzinom, sve karakteristične veličine na statoru i rotoru prostoperiodične. Ugaona učestanost flukseva, struja i napona na statoru i rotoru u $\alpha\beta$ sistemu je ω_s , a realnih struja i flukseva na rotoru $\omega_s - \omega_m = \omega_k$ i naziva se ugaona učestanost klizanja. To što je stacionarno stanje prostoperiodično otežava sintezu regulatora brzine, a to nam je jedan od ciljeva. Sinteza bi bila mnogo lakša ako bi u stacionarnom stanju sve veličine bile konstantne.

Da bi se ovo ostvarilo, potrebno je usvojiti novi koordinatni sistem. Pošto magnetno polje rotira učestanošću napona napajanja ω_s , komponente fluksa će biti konstantne u onom koordinatnom sistemu koji rotira istom tom učestanošću. Analogno tome će i komponente napona i struje i na statoru i na rotoru u tom koordinatnom sistemu , u stacionarnom stanju, biti konstantne. Usvojicemo jedan takav koordinatni sistem i označićemo ga sa dq, kao na slici 2. Na slici 2. ugao θ_r je ugao koji osa d zaklapa sa osom α , a ostale oznake su poznate od ranije.

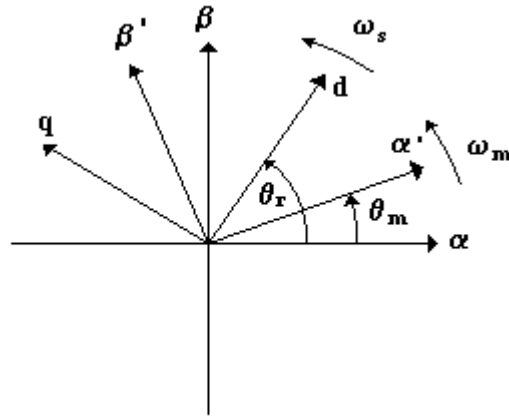
Cilj nam je da model asinhronog motora prikažemo u ovom koordinatnom sistemu. Postupak je isti kao u slučaju prelaska sa $\alpha'\beta'$ na $\alpha\beta$ sistem :

$$\begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} = T_1 \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} \quad ,$$

(2.24)

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = T_1 \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad ,$$

(2.25)



Slika 2. Uvođenje dq koordinatnog sistema

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \end{bmatrix} = T_1 \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha s} \\ \Psi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad ,$$

(2.26)

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{dr} \\ u_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \theta_m) & \sin(\theta_r - \theta_m) \\ -\sin(\theta_r - \theta_m) & \cos(\theta_r - \theta_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha'} \\ u_{\beta'} \end{bmatrix} = T_2 \begin{bmatrix} u_{\alpha'} \\ u_{\beta'} \end{bmatrix} \quad ,$$

(2.27)

$$\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = T_2 \begin{bmatrix} i_{\alpha'} \\ i_{\beta'} \end{bmatrix} \quad ,$$

(2.28)

$$\begin{bmatrix} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} = T_2 \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha'} \\ \Psi_{\beta'} \end{bmatrix} \quad .$$

(2.29)

Matrice T_1 i T_2 imaju istu osobinu kao i matrica T , tj. $T_1^T = T_1^{-1}$ i $T_2^T = T_2^{-1}$. Postupkom potpuno analognim maločas sprovedenom (jednačine (2.17) - (2.21)) dobija se :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_{ds} \\ \mathbf{u}_{qs} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_s \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ds} \\ \mathbf{i}_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \end{bmatrix} \quad ,$$

(2.30)

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{dr} \\ \mathbf{u}_{qr} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_r \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{dr} \\ \mathbf{i}_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} + \omega_k \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} \quad .$$

(2.31)

Jednačine fluksnih obuhvata imaju isti oblik kao i u $\alpha\beta$ sistemu :

$$\begin{aligned} \Psi_{ds} &= L_s \mathbf{i}_{ds} + L_m \mathbf{i}_{dr} \quad , & \Psi_{qs} &= L_s \mathbf{i}_{qs} + L_m \mathbf{i}_{qr} \quad , \\ \Psi_{dr} &= L_r \mathbf{i}_{dr} + L_m \mathbf{i}_{ds} \quad , & \Psi_{qr} &= L_r \mathbf{i}_{qr} + L_m \mathbf{i}_{qs} \quad . \end{aligned}$$

(2.32)

Sada ćemo izvesti i izraz za elektromagnetni moment. Pretpostavimo da smo primenili Klarkovu transformaciju invarijantnu po snazi, tj. sa koeficijentom $k = \sqrt{2/3}$. Tada je :

$$\begin{aligned} P &= u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c = u_{\alpha s} i_{\alpha s} + u_{\beta s} i_{\beta s} = \begin{bmatrix} u_{\alpha s} & u_{\beta s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} u_{ds} & u_{qs} \end{bmatrix} \mathbf{T}_1 \mathbf{T}_1^T \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad , \end{aligned}$$

(2.33)

$$P = u_{ds} i_{ds} + u_{qs} i_{qs} \quad ,$$

(2.34)

$$\begin{aligned} P &= \left(\mathbf{R}_s \mathbf{i}_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_s \Psi_{qs} \right) i_{ds} + \left(\mathbf{R}_s \mathbf{i}_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_s \Psi_{ds} \right) i_{qs} = \\ &= \mathbf{R}_s i_s^2 + i_{ds} \frac{d\Psi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_s (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \quad . \end{aligned}$$

(2.35)

Proanaliziraćemo ovaj izraz. Član $\mathbf{R}_s i_s^2$ predstavlja Džulove gubitke u namotajima statora, član $i_{ds} \frac{d\Psi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\Psi_{qs}}{dt}$ promenu energije akumulirane u magnetnom polju, pa prema tome izraz $\omega_s (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds})$ mora predstavljati snagu koja se predaje rotoru. Ta snaga se naziva snaga obrtnog polja i označava se P_{ob} :

$$P_{ob} = \omega_s (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \quad .$$

(2.36)

Elektromagnetni moment se dobija kad se snaga obrtnog polja podeli sa kružnom učestanošću napajanja ω_s :

$$M_{em} = \frac{P_{ob}}{\omega_s} = \Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds} \quad .$$

(2.37)

Ova formula važi za motore sa jednim parom polova. Ako postoji više pari polova i moment je veći, i to proporcionalan broju pari polova :

$$M_{em} = p(\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \quad .$$

(2.38)

Elektromagnetni moment se može izraziti i preko komponenti fluksa rotora :

$$\begin{aligned} M_{em} &= p \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{L_r}{L_m} \Psi_{ds} i_{qs} - \frac{L_r}{L_m} \Psi_{qs} i_{ds} \right) = \\ &= p \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{L_r L_s}{L_m} i_{ds} i_{qs} + L_r i_{dr} i_{qs} - \frac{L_r L_s}{L_m} i_{ds} i_{qs} - L_r i_{qr} i_{ds} \right) = \\ &= p \frac{L_m}{L_r} (L_r i_{dr} i_{qs} + L_m i_{ds} i_{qs} - L_m i_{ds} i_{qs} - L_r i_{qr} i_{ds}) = p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{dr} i_{qs} - \Psi_{qr} i_{ds}) \quad . \end{aligned}$$

(2.39)

Sada je kompletiran model asinhronog motora u dq koordinatnom sistemu. Moguće je izraziti elektromagnetni moment i preko veličina u $\alpha\beta$ sistemu. Na osnovu slike 2. imamo :

$$\begin{aligned} \Psi_{ds} &= \Psi_{\alpha s} \cos \theta_r + \Psi_{\beta s} \sin \theta_r , & \Psi_{qr} &= -\Psi_{\alpha r} \sin \theta_r + \Psi_{\beta r} \cos \theta_r , \\ i_{ds} &= i_{\alpha s} \cos \theta_r + i_{\beta s} \sin \theta_r , & i_{qs} &= -i_{\alpha s} \sin \theta_r + i_{\beta s} \cos \theta_r . \end{aligned}$$

(2.40)

Zamenom (2.40) u (2.39) dobija se :

$$M_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{\alpha r} i_{\beta s} - \Psi_{\beta r} i_{\alpha s}) \quad .$$

(2.41)

2.4. Relativizacija jednačina

Relativizacija jednačina je posledica relativizacije fizičkih veličina, odnosno posmatranja fizičkih veličina ne u svojim realnim vrednostima nego u odnosu na neke određene konstantne vrednosti tih fizičkih veličina. Te određene konstantne vrednosti nazivaju se bazne i označavaju se indeksom B, kao na primer Ψ_B, U_B, I_B . Trenutna vrednost fizičke veličine predstavlja se bezdimenzionim brojem koji je jednak količniku te trenutne vrednosti i odgovarajuće bazne vrednosti.

Za svaki motor postoje ograničenja u vidu maksimalnog fluksa, napona i trajne vrednosti struje sa kojima može raditi. Fluks je ograničen zbog zasićenja feromagnetnog jezgra, napon je ograničen zbog proboja izolacije a struja zbog zagrevanja provodnika. Postoje i nominalne vrednosti za koje je motor predviđen da radi. One su manje ili jednake od najvećih dozvoljenih vrednosti.

Bazne vrednosti se mogu izabrati proizvoljno, mada je uobičajeno da se za fluks, napon i struju nominalne vrednosti uzimaju za bazne. Bazne vrednosti za ostale veličine koje se pojavljuju u analizi motora mogu se izraziti preko već usvojenih baznih vrednosti za druge fizičke veličine.

Relativne vrednosti se označavaju dodavanjem oznake [p.u.] (od engleskog per unit) iza oznake fizičke veličine. Zbog sažetijeg zapisa mi ćemo u daljem tekstu za relativne jedinice koristiti iskošena (italik) slova, npr. Ψ , u , i .

Navešćemo najvažnije nominalne i usvojene bazne vrednosti za konkretan model motora kojim ćemo se baviti :

$$\begin{aligned}
 I_B = I_{nom} = 2.1A , & \quad \cos \varphi_n = 0.75 - \text{nominalni faktor snage} , \\
 U_B = U_{nom} = 220V , & \quad \eta_n = 0.73 - \text{nominalni koeficijent iskorišćenja} , \\
 \omega_B = \omega_{nom} = 100\pi \frac{\text{rad}}{\text{s}} , & \\
 M_B = M_{nom} = \frac{3U_{nom} I_{nom} \cos \varphi_n \eta_n}{\omega_{nom}} , & \quad \Psi_B = \frac{U_B}{\omega_B} = \frac{U_{nom}}{\omega_{nom}} , \\
 L_B = \frac{\Psi_B}{I_B} , & \quad R_B = \frac{U_B}{I_B} , & \quad P_B = U_B I_B .
 \end{aligned}$$

(2.42)

Relativizacija jednačina se vrši tako što se svaka fizička veličina zameni proizvodom te fizičke veličine izražene u relativnim jedinicama i njene bazne vrednosti, npr. $i_{ds} = i_{ds} I_B$. Zatim se sve bazne vrednosti grupišu. One će se ili sve skratiti ostavljajući jednačinu u potpuno istom obliku ili će ostaviti neki konstantan koeficijent. Evo dva primera za relativizaciju jednačina :

$$\Psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} , \tag{2.43}$$

$$\Psi_{ds} \Psi_B = L_s L_B i_{ds} I_B + L_m L_B i_{dr} I_B , \tag{2.44}$$

$$\Psi_{ds} = \frac{L_B I_B}{\Psi_B} (L_s i_{ds} + L_m i_{dr}) = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} . \tag{2.45}$$

Kao što se vidi jednačina je relativizacijom očuvala potpuno isti oblik. Evo jednog primera gde to nije slučaj, tj. gde se pojavljuje dodatni koeficijent :

$$\frac{d\Psi_{\alpha s}}{dt} = u_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s} \quad ,$$

(2.46)

$$\Psi_B \frac{d\Psi_{\alpha s}}{dt} = u_{\alpha s} U_B - R_s i_{\alpha s} R_B I_B \quad ,$$

(2.47)

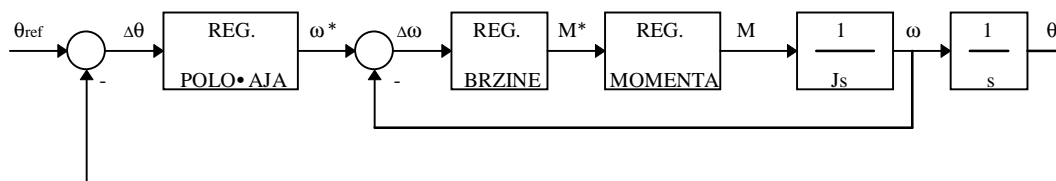
$$\frac{d\Psi_{\alpha s}}{dt} = \frac{U_B}{\Psi_B} (u_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) = \omega_B (u_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) \quad .$$

(2.48)

Kao što se vidi, pojavio se koeficijent ω_B koji je posledica toga što za vreme, koje je takođe fizička veličina, nismo usvojili baznu vrednost nego ga posmatramo u realnoj vrednosti.

2.5. Indirektna vektorska kontrola

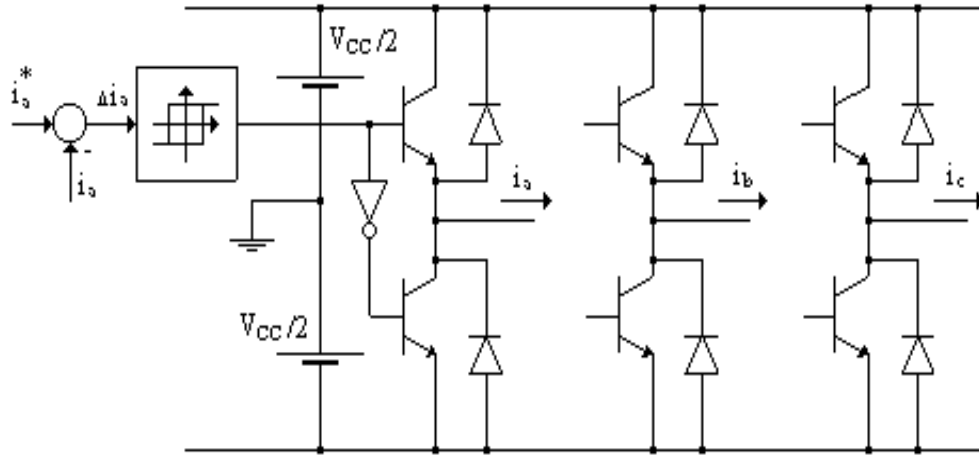
Kada želimo da koristimo asinhroni motor u servomehanizmima, odnosno kada je potrebna brza i kvalitetna regulacija položaja i/ili brzine, neophodan uslov za to je veoma brza regulacija elektromagnetnog momenta. Razlog za to je što u npr. pozicionom servomehanizmu postoje tri petlje regulacije (videti sliku 3.) : spoljašnja reguliše ugao a upravljačka veličina je ugaona brzina, srednja kontura reguliše brzinu a upravljačka veličina je moment, a unutrašnja kontura reguliše moment. Poznato je iz teorije regulacije da unutrašnja kontura mora biti najbrža, a spoljašnja najsporija.



Slika 3. Principijelan izgled pozicionog servomehanizma

Ta razlika u brzinama, odnosno u širinama propusnih opsega mora biti bar tolika da od dve susedne konture regulacije dinamika one unutrašnje praktično ne utiče na dinamiku one spoljašnje, odnosno da je unutrašnja kontura za spoljašnju transparentna. Time se postiže raspredanje pojedinih kontura regulacije i omogućava se nezavisna sinteza regulatora.

Potreban uslov za brzu regulaciju momenta je brza regulacija struje, ali to nije dovoljan uslov, jer moment nije slika neke komponente struje, već zavisi od nekoliko komponenti struje kao i od fluksa (relacije (2.38), (2.39), (2.41)). Brza regulacija struje se ostvaruje napajanjem motora iz trofaznog tranzistorskog invertora kojim upravlja histerezisni strujni regulator. Na slici 4. prikazani su invertor i strujni regulator za jednu fazu statora.



Slika 4. Trofazni invertor sa histerezisnim strujnim regulatorom za jednu fazu statora

Postupak koji na osnovu željenog momenta M^* sa slike 3. generiše reference za struje i_a^*, i_b^*, i_c^* i koji obezbeđuje da se brza regulacija struje prenese na moment naziva se vektorska kontrola, a može biti direktna (bez senzora na osovini motora) i indirektna (sa senzorom na osovini). Uloga senzora je da meri ugao osovine motora θ_m . Mi ćemo se baviti indirektnom vektorskom kontrolom.

Indirektna vektorska kontrola (IVK) se bazira na modelu asinhronog motora u dq koordinatnom sistemu, koji je dat jednačinama (2.4), (2.30) - (2.32) i (2.39). Pošto statorske struje regulišemo velikom brzinom, može se smatrati da je motor strujno napajan. Komponente struje statora su tad upravljачke promenljive, a ne promenljive stanja. Zato u razmatranje ne uzimamo jednačine naponskog balansa za stator, već samo za rotor. Za promenljive stanja uzećemo Ψ_{dr} i Ψ_{qr} :

$$0 = u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - \omega_k \Psi_{qr} \quad , \quad (2.49)$$

$$0 = u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \omega_k \Psi_{dr} \quad , \quad (2.50)$$

$$0 = u_{dr} = R_r \left(\frac{\Psi_{dr}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^* \right) + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - \omega_k \Psi_{qr} \quad , \quad (2.51)$$

$$0 = u_{qr} = R_r \left(\frac{\Psi_{qr}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^* \right) + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \omega_k \Psi_{dr} \quad , \quad (2.52)$$

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} = -\frac{\Psi_{dr}}{T_r} + \omega_k \Psi_{qr} + \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^* \quad ,$$

(2.53)

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} = -\omega_k \Psi_{dr} - \frac{\Psi_{qr}}{T_r} + \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^* \quad ,$$

(2.54)

pri čemu je $T_r = L_r / R_r$ vremenska konstanta rotora. Karakteristične učestanosti ovog sistema su $s_{1,2} = -1/T_r \pm j\omega_k$ a to ne obezbeđuje dovoljno brzu regulaciju momenta, koji zavisi od fluksa.

Jednačina za elektromagnetni moment glasi :

$$M_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{dr} i_{qs} - \Psi_{qr} i_{ds}) \quad .$$

(2.55)

Ako bismo postigli da bude $\Psi_{qr} = 0$, tada bi moment bio proporcionalan proizvodu $\Psi_{dr} i_{qs}$, a pošto je u toku rada motora fluks najčešće konstantan, moment bi praktično bio slika struje i_{qs} i bila bi obezbeđena dovoljno brza regulacija momenta. Ako stavimo $\Psi_{qr} = 0$ u jednačine (2.53) i (2.54) dobijamo :

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \frac{\Psi_{dr}}{T_r} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^* \quad ,$$

(2.56)

$$\omega_k \Psi_{dr} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^* \Rightarrow \omega_k = \frac{L_m i_{qs}^*}{\Psi_{dr} T_r} \quad .$$

(2.57)

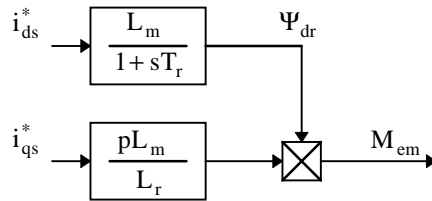
Ako je ugaona učestanost klizanja određena relacijom (2.57) tada iz (2.54) sledi :

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \frac{\Psi_{qr}}{T_r} = 0 \quad ,$$

(2.58)

što znači da i ako postoji početna vrednost $\Psi_{qr} \neq 0$, ona vremenom nestaje i biće $\Psi_{qr} = 0$. U tom slučaju ponašanje motora može se predstaviti šemom sa slike 5. Vidimo da se motor ponaša kao motor jednosmerne struje sa nezavisnom pobudom : struja i_{ds} određuje fluks, a struja i_{qs} određuje moment. Fluks je uglavnom konstantan i jednak nominalnom fluksu, a do potrebe za njegovim menjanjem dolazi pri radu na brzinama većim od nominalne. Motor generiše elektromotornu silu proporcionalnu fluksu i ugaonoj brzini, a napon napajanja, koji je ograničen, mora biti veći od te elektromotorne sile da bi se mogla injektovati struja statora. Zbog toga je

potrebno smanjivati fluks na brzinama većim od nominalne i to po zakonu $1/\omega$. To je rad u oblasti slabljenja polja.

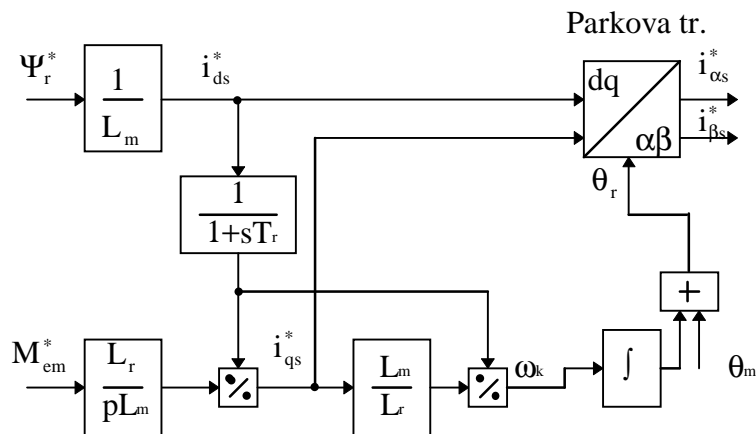


Slika 5. Model motora kada je zadovoljena relacija (2.57)

Funkcija bloka koji realizuje IVK je sledeća : on na osnovu željenog fluksa određuje struju i_{ds}^* , a na osnovu željenog momenta i znajući kako se menja fluks određuje se struja i_{qs}^* . Ovaj blok takođe obezbeđuje da bude zadovoljena relacija (2.57). Senzor na osovini motora meri ugao θ_m , a na osnovu njega i ω_k se iz relacije

$$\theta_r = \theta_m + \int_0^t \omega_k dt \quad (2.59)$$

dobija ugao θ_r koji je potreban da bi se na osnovu i_{ds}^* i i_{qs}^* dobile struje $i_{\alpha s}^*$ i $i_{\beta s}^*$. Možemo smatrati da strujni regulator može da reguliše te struje zbog njihovih jednostavnih aritmetičkih veza sa realnim strujama i_a^* , i_b^* , i_c^* . Na osnovu dosadašnjih razmatranja može se nacrtati šema bloka IVK :



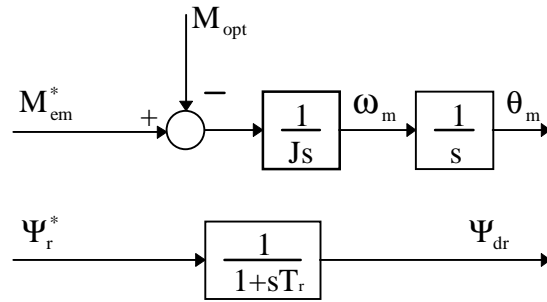
Slika 6. Šema bloka za indirektnu vektorsku kontrolu

2.6. Korisnički model sprege IVK+AM

U ovom odeljku biće prikazano kako korisnik “vidi” spregu bloka IVK i asinhronog motora. Ta sprega naravno uključuje i trofazni inverter sa histerezisnim strujnim regulatorom. Motor se modelira šemom sa slike 5. jer radi u sprezi sa IVK, a IVK blok je predstavljen šemom sa slike 6. Blokovi bi se spojili tako što bi se struje i_{ds}^* i i_{qs}^* iz bloka IVK vodile na ulaz šeme sa

slike 5. Rezultujući model, koji podrazumeva da je regulacija struje idealna, je veoma jednostavan i prikazan je na slici 7.

Pošto je naš krajnji cilj simulacija rada motora u brzinskom servomehanizmu, potrebno je da utvrdimo kakav regulator ćemo koristiti za regulaciju brzine. U tu svrhu će nam poslužiti model sa slike 7. Ako bismo se odlučili za regulator sa čisto proporcionalnim dejstvom, tada bi zbog toga što postojanje nekog konstantnog poremećaja u vidu momenta opterećenja M_{opt} zahteva postojanje elektromagnetnog momenta iste vrednosti u stacionarnom stanju i na osnovu $M_{em}^* = k_p \Delta \omega$ postojala i greška u brzini u stacionarnom stanju, što se ne može dozvoliti.



Slika 7. Korisnički model sprege IVK+AM

Korišćenje regulatora sa samo integralnim dejstvom bi prouzrokovalo nestabilnost sistema, pa ćemo koristiti PI regulator. Fluks i moment koji se mogu dovesti na ulaz modela sa slike 7. su ograničeni. Fluks zavisi od ugaone brzine na ranije objašnjen način, a moment koji se može razviti takođe zavisi od ugaone brzine i parametara motora. Korisno je utvrditi koliki je maksimalni moment koji motor može da razvije na nekoj ugaonoj brzini i inkorporirati to ograničenje u regulator, koji bi u suprotnom mogao da generiše željeni moment M_{em}^* koji je veći od ostvarljivog momenta što bi dovelo do navijanja regulatora i zasićenja aktuatora, u ovom slučaju invertora. Da bismo do tog rezultata došli u što jednostavnijem obliku pretpostavićemo da je blok IVK postigao $\Psi_{qr} = 0$, da je otpor R_s u jednačinama naponskog balansa za stator (2.30) zanemarljivo mali i da je u dq koordinatnom sistemu postignuto stacionarno stanje. Jednačine naponskog balansa za stator se svode na :

$$(2.60) \quad u_{ds} = -\omega_s \Psi_{qs} \quad , \quad u_{qs} = \omega_s \Psi_{ds} \quad ,$$

$$(2.61) \quad u_{ds} = -\omega_s (L_s i_{ds} + L_m i_{dr}) \quad , \quad u_{qs} = \omega_s (L_s i_{qs} + L_m i_{qr}) \quad .$$

Na osnovu $\Psi_{qr} = 0$, jednačine (2.49) i pretpostavljenog stacionarnog stanja dobija se $i_{dr} = 0$, a na osnovu izraza za Ψ_{qr} u (2.32) se dobija da je

$$(2.62) \quad i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad .$$

Sada nam jednačine (2.61) daju :

$$u_{ds} = -\omega_s L_s i_{ds} , \quad u_{qs} = \omega_s \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs} = \omega_s L_{\gamma_e} i_{qs} ,$$

(2.63)

pri čemu se veličina L_{γ_e} naziva ekvivalentnom rasipnom induktivnošću motora. Odavde se dobija izraz za napon statora u dq sistemu :

$$u_{dq} = \omega_s \sqrt{(L_s i_{ds})^2 + (L_{\gamma_e} i_{qs})^2} .$$

(2.64)

Ovu jednačinu ćemo relativizovati :

$$u_{dq} U_B = \omega_s \omega_B L_B I_B \sqrt{(L_s i_{ds})^2 + (L_{\gamma_e} i_{qs})^2} ,$$

(2.65)

$$u_{dq} = \omega_s \sqrt{(L_s i_{ds})^2 + (L_{\gamma_e} i_{qs})^2} .$$

(2.66)

Pošto je $U_B = U_{nom}$ i U_{nom} je maksimalna efektivna vrednost napona jedne faze statora, sledi da je $u_{a_{max}} = u_{b_{max}} = u_{c_{max}} = \sqrt{2}$. Odatle sledi da je $u_{s_{max}} = 3 / \sqrt{2}$, a zatim se na osnovu toga što je primenjena Klarkova transformacija invarijantna po snazi dobija da je $u_{dq_{max}} = \sqrt{3}$. Slično se i za fluks dobija da je $\Psi_{dr_{max}} = \sqrt{3}$. Na osnovu $u_{dq_{max}} = \sqrt{3}$ i (2.66) dobija se :

$$i_{qs_{max}} = \frac{1}{L_{\gamma_e}} \sqrt{\frac{3}{\omega_s^2} - (L_s i_{ds})^2} = \frac{1}{L_{\gamma_e}} \sqrt{\frac{3}{\omega_s^2} - \left(\frac{L_s}{L_m} \Psi_{dr} \right)^2} ,$$

(2.67)

a elektromagnetni moment dat je izrazom

$$M_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr} i_{qs} .$$

(2.68)

i vidimo da je moment slika struje i_{qs} jer je fluks Ψ_{dr} konstantan. Fluks $\Psi_{dr} = \sqrt{3}$ na ugaonim učestanostima manjim od neke na kojoj ćemo započeti slabljenje polja. Iz relacije (2.67) se vidi da se slabljenje polja mora započeti na učestanosti manjoj od ω_{nom} da bi se uopšte mogla injektovati struja i_{qs} , odnosno da bi potkorena veličina bila uvek veća od 0. Za potrebe našeg modela u SIMULINK-u ćemo uzeti da je $\omega_{s_{gr}} = 0.9$ i na većim učestanostima ćemo smanjivati fluks obrnuto proporcionalno sa ω_s .

Iz relacije (2.67) se vidi da se za male vrednosti ω_s dobijaju veoma velike vrednosti za struju, što nije realno jer smo zanemarili omsku otpornost namotaja statora. Takođe, duža primena tolike struje koja je mnogostruko veća od nominalne bi mogla da prouzrokuje pregorevanje namotaja kod realnog motora. Zbog ovih razloga mi ćemo za struju i_{qs} koristiti sledeće ograničenje : za $\omega_s \leq \omega_{s_{gr}}$ ćemo uzeti $i_{qs_{max}} = \text{const.}$ i jednako onoj vrednosti koja se iz formule (2.67) dobija za $\omega_s = \omega_{s_{gr}}$. Za $\omega_s > \omega_{s_{gr}}$ koristićemo formulu (2.67). Konačan oblik promene maksimalne dozvoljene struje i momenta se dobija kada se i zakon promene fluksa uzme u obzir :

$$i_{qs_{max}} = \frac{\sqrt{3}}{L_{\gamma_e}} \sqrt{\frac{1}{\omega_{s_{gr}}^2} - \left(\frac{L_s}{L_m}\right)^2} = \frac{\sqrt{3}}{L_{\gamma_e}} \sqrt{1.2346 - \left(\frac{L_s}{L_m}\right)^2} \quad \text{za } \omega_s \leq \omega_{s_{gr}} = 0.9, \quad (2.69)$$

$$i_{qs_{max}} = \frac{1}{L_{\gamma_e}} \sqrt{\frac{3}{\omega_s^2} - \left(\frac{L_s}{L_m} \sqrt{3} \frac{0.9}{\omega_s}\right)^2} = \frac{\sqrt{3}}{L_{\gamma_e} \omega_s} \sqrt{1 - \left(0.9 \frac{L_s}{L_m}\right)^2} \quad \text{za } \omega_s > \omega_{s_{gr}}. \quad (2.70)$$

Da bismo dobili ograničenje momenta prvo ćemo relativizovati jednačinu (2.68) :

$$M_{em} M_B = p \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr} i_{qs} \Psi_B I_B, \quad (2.71)$$

$$M_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr} i_{qs} \frac{\Psi_B I_B}{M_B} = p \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr} i_{qs} \frac{\Psi_B I_B \omega_B}{3U_B I_B \cos\varphi_n \eta_n}, \quad (2.72)$$

$$M_{em} = \frac{p}{3 \cos\varphi_n \eta_n} \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr} i_{qs}. \quad (2.73)$$

Sada za maksimalni moment, uz pomoć relacija (2.69) i (2.70), dobijamo :

$$\begin{aligned} M_{em_{max}} &= \frac{p}{3 \cos\varphi_n \eta_n} \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr_{max}} i_{qs_{max}} = \\ &= \frac{p}{3 \cos\varphi_n \eta_n} \frac{L_m}{L_r} \sqrt{3} \frac{\sqrt{3}}{L_{\gamma_e}} \sqrt{1.2346 - \left(\frac{L_s}{L_m}\right)^2} = \\ &= \frac{p}{\cos\varphi_n \eta_n} \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{L_{\gamma_e}} \sqrt{1.2346 - \left(\frac{L_s}{L_m}\right)^2} = \text{const.} \quad \text{za } \omega_s \leq \omega_{s_{gr}}, \end{aligned} \quad (2.74)$$

$$\begin{aligned}
M_{em_{max}} &= \frac{p}{3 \cos \varphi_n \eta_n} \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr_{max}} i_{qs_{max}} = \\
&= \frac{p}{3 \cos \varphi_n \eta_n} \frac{L_m}{L_r} \sqrt{3} \frac{0.9}{\omega_s} \frac{\sqrt{3}}{L_{\gamma_e} \omega_s} \sqrt{1 - \left(0.9 \frac{L_s}{L_m}\right)^2} = \\
&= \frac{p}{\cos \varphi_n \eta_n} \frac{L_m}{L_r} \frac{0.9}{L_{\gamma_e}} \frac{1}{\omega_s^2} \sqrt{1 - \left(0.9 \frac{L_s}{L_m}\right)^2} \sim \frac{1}{\omega_s^2} \quad \text{za } \omega_s > \omega_{s_{gr}} .
\end{aligned}
\tag{2.75}$$

Za konkretan motor, osim podataka datih u (2.42), poznati su i sledeći parametri :

$$p = 2, \quad L_r = L_s = 2, \quad L_m = 1.916, \quad R_s = 0.038726, \quad R_r = 0.04364,
\tag{2.76}$$

pa se ubacivanjem ovih vrednosti u formule (2.69), (2.70), (2.74), (2.75) dobija :

$$i_{qs_{max}} = \begin{cases} 4 & \text{za } \omega_s \leq 0.9 \\ \frac{3.6}{\omega_s} & \text{za } \omega_s > 0.9 \end{cases}, \quad M_{em_{max}} = \begin{cases} 8.1 & \text{za } \omega_s \leq 0.9 \\ \frac{6.56}{\omega_s^2} & \text{za } \omega_s > 0.9 \end{cases}.
\tag{2.77}$$

2.7. Određivanje parametara digitalnog PI regulatora brzine

Za regulator smo usvojili PI regulator i njegova funkcija prenosa u z-domenu je

$$W_R(z) = \frac{M_{em}^*(z)}{\Delta \omega(z)} = \frac{M_{em}^*(z)}{\omega_{ref}(z) - \mathfrak{S}_m(z)} = K_P + \frac{K_I}{1 - z^{-1}},
\tag{2.78}$$

gde su $\omega_{ref}(z)$ i $\mathfrak{S}_m(z)$ respektivno z-transformacije referentne ugaone brzine i izmerene ugaone brzine a K_P i K_I su respektivno koeficijenti proporcionalnog i integralnog dejstva. Pretpostavićemo da je regulacija momenta idealna, tj. da je $M_{em}^*(z) = M_{em}(z)$, što znači da je elektromagnetni moment koji motor razvija konstantan u toku jedne periode odabiranja. Na osnovu toga se i ugaona brzina motora u toku jedne periode odabiranja menja linearno, ako je opteretni moment konstantan. Ako uvedemo za periodu odabiranja oznaku T , možemo pisati sledeće relacije :

$$\omega_m(k) = \omega_m(k-1) + \frac{T}{J} M_{em}(k-1),
\tag{2.79}$$

$$\theta_m(k) = \theta_m(k-1) + T \frac{\omega_m(k) + \omega_m(k-1)}{2} \quad (2.80)$$

Inkrementalni enkoder meri ugao θ_m a prateća elektronika određuje ugaonu brzinu :

$$\mathfrak{S}_m(k) = \frac{\theta_m(k) - \theta_m(k-1)}{T} \quad (2.81)$$

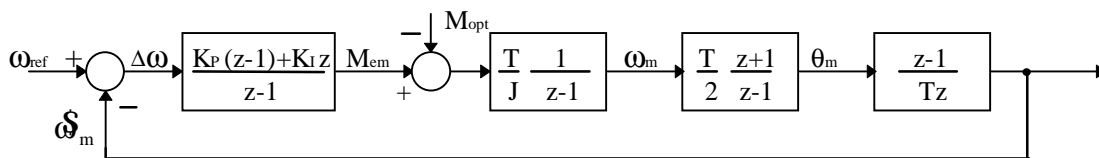
Prelaskom u z-domen dobija se :

$$\omega_m(z) = z^{-1}\omega_m(z) + \frac{T}{J} z^{-1} M_{em}(z) \Rightarrow \omega_m(z) = \frac{T}{J} \frac{1}{z-1} M_{em}(z) \quad (2.82)$$

$$\theta_m(z) = z^{-1}\theta_m(z) + T \frac{\omega_m(z) + z^{-1}\omega_m(z)}{2} \Rightarrow \theta_m(z) = \frac{T}{2} \frac{z+1}{z-1} \omega_m(z) \quad (2.83)$$

$$\mathfrak{S}_m(z) = \frac{\theta_m(z) - z^{-1}\theta_m(z)}{T} = \frac{1-z^{-1}}{T} \theta_m(z) \quad (2.84)$$

Na osnovu ovih relacija možemo dati model celog sistema regulacije u z-domenu :



Slika 8. Model sistema u z-domenu

Funkcija povratnog prenosa je

$$W_p(z) = \frac{K_p(z-1) + K_i z}{z-1} \cdot \frac{T}{J} \frac{1}{z-1} \cdot \frac{T}{2} \frac{z+1}{z-1} \cdot \frac{1}{Tz} = \frac{T}{2J} \frac{(z+1)(K_p z - K_p + K_i z)}{z(z-1)^2} \quad (2.85)$$

Da bismo odredili koeficijente K_p i K_i potrebno je usvojiti kriterijum kojim ćemo oceniti kvalitet prelaznog režima ovog sistema. Za kriterijum ćemo usvojiti da sistem sa zatvorenom povratnom spregom nema kompleksnih polova. Pošto je sistem trećeg reda, taj kriterijum se analitički može izraziti kao

$$f(z) = (z - \sigma)^3, \quad 0 < \sigma < 1 \quad , \quad (2.86)$$

gde je $f(z)$ karakteristični polinom sistema. Na osnovu (2.85) karakteristični polinom sistema, čije su nule jednake nulama funkcije $1 + W_p(z)$, dat je izrazom

$$\begin{aligned} f(z) &= z(z-1)^2 + \frac{T}{2J}(z+1)(K_p z - K_p + K_I z) = \\ &= z^3 + z^2 \left(\frac{K_p T}{2J} + \frac{K_I T}{2J} - 2 \right) + z \left(1 + \frac{K_I T}{2J} \right) - \frac{K_p T}{2J} \quad . \end{aligned} \quad (2.87)$$

Ekvivalentiranjem desnih strana jednačina (2.86) i (2.87) dobija se sistem tri jednačine sa tri nepoznate čije je rešenje :

$$\sigma = \sqrt[3]{4} - 1 = 0.5874 \quad , \quad \frac{K_p T}{2J} = 0.2 \quad , \quad \frac{K_I T}{2J} = 0.035 \quad , \quad (2.88)$$

i prema tome, sa poznatim J se u zavisnosti od T određuju K_p i K_I . Međutim, naši modeli u SIMULINK-u će biti u relativnim jedinicama, a to važi i za regulator. Znači da treba odrediti koeficijente k_p i k_I koji figurišu u relativizovanoj jednačini :

$$M_{em}(z) = \left(k_p + \frac{k_I z}{z-1} \right) \Delta \omega(z) \quad . \quad (2.89)$$

Ove koeficijente ćemo odrediti relativizovanjem jednačine (2.78) :

$$M_{em}(z)M_B = \left(K_p + \frac{K_I z}{z-1} \right) \Delta \omega(z) \omega_B \quad , \quad (2.90)$$

$$M_{em}(z) = \left(\frac{K_p \omega_B}{M_B} + \frac{K_I \omega_B}{M_B} \frac{z}{z-1} \right) \Delta \omega(z) \quad . \quad (2.91)$$

Upoređujući (2.89) i (2.91) dobijamo :

$$k_p = \frac{K_p \omega_B}{M_B} \quad , \quad k_I = \frac{K_I \omega_B}{M_B} \quad .$$

(2.92)

Sada na osnovu (2.88) imamo :

$$k_p = \frac{0.4 J \omega_B}{T M_B} \quad , \quad k_I = \frac{0.07 J \omega_B}{T M_B} \quad .$$

(2.93)

Koeficijent $\frac{J \omega_B}{M_B}$ ima dimenziju vremena a javlja se i kod relativizovanja mehaničke jednačine sistema :

$$J \omega_B \frac{d\omega_m}{dt} = M_B (M_{em} - M_{opt}) \Rightarrow \frac{J \omega_B}{M_B} \frac{d\omega_m}{dt} = M_{em} - M_{opt} \quad .$$

(2.94)

Radi kraćeg zapisa označićemo taj koeficijent sa T_{meh} i zvaćemo ga mehanička vremenska konstanta, pa imamo

$$T_{meh} \frac{d\omega_m}{dt} = M_{em} - M_{opt} \quad .$$

(2.95)

Takođe iz jednačina (2.93) imamo :

$$k_p = 0.4 \frac{T_{meh}}{T} \quad , \quad k_I = 0.07 \frac{T_{meh}}{T} \quad .$$

(2.96)

Kod konkretnog motora kojim ćemo se baviti je $T_{meh} = 1s$.

3. MODELIRANJE U PROGRAMSKOM PAKETU SIMULINK

U ovom poglavlju biće prikazani modeli u SIMULINK-u svih komponenti koje su bile razmatrane u prethodnom poglavlju. Biće dat model asinhronog motora, model trofaznog tranzistorskog invertora sa strujnim regulatorom, model bloka za IVK sa modelom inkrementalnog enkodera, zatim model brzinskog regulatora i kola koje meri brzinu motora.

Zatim će biti prikazan model kompletnog elektromotornog pogona sa brzinskom regulacijom koji sadrži sve navedene komponente. Na kraju će biti dat primer rešavanja konkretnog inženjerskog problema uz pomoć ovih modela.

Pravljenje modela u SIMULINK-u je jednostavno i odvija se grafičkim putem. Postoji mnoštvo blokova koji su podeljeni u biblioteke : Discrete, Linear, Nonlinear, Sources, Sinks itd. Svaki blok ima svoj dialog box, gde se nalazi kraće objašnjenje funkcije bloka, a većina blokova ima parametre koji se ovde unose. Npr. za blokove SUM i PRODUCT (sabirač i množač) jedini parametar je broj ulaza, za integrator to je početna vrednost itd.

Dve značajne osobine SIMULINK-a su grupisanje (Group) i maskiranje (Mask) blokova. Grupisanje je vizuelna zamena grupe blokova jednim blokom koji je tipa Subsystem. Time se postiže vizuelno pojednostavljenje komplikovanih modela. U jednom modelu može biti više Subsystem blokova, a grupisanje može biti i na više nivoa, tj. da jedan Subsystem blok u sebi sadrži druge Subsystem blokove. Maskiranje ide korak dalje i omogućava kreiranje dialog box-a za taj jedan blok koji zamenjuje grupu blokova. U tom dialog box-u se unose svi parametri koji su potrebni za grupisane blokove. Moguće je kreirati i izgled novog bloka.

Svi modeli i sve veličine će biti u relativnim jedinicama, osim ugla θ_m koji će biti u realnoj vrednosti zbog veće tačnosti u računu.

3.1. Model asinhronog motora

Model asinhronog motora je u $\alpha\beta$ sistemu, u relativnim jedinicama i dat je na slici 9. Dobija se iz analitičkog modela u $\alpha\beta$ sistemu, koji je dat relacijama (2.21) - (2.23), (2.41) i (2.95). Jednačina (2.95) je već u relativnim jedinicama, a i ostale jednačine treba relativizovati. Definicione jednačine flukseva se relativizacijom ne menjaju (videti (2.45)), a ovde ćemo navesti relativizovane jednačine (2.21) i (2.22) u eksplicitnom obliku (izvod fluksa izdvojen na levoj strani jednačine - pogledati (2.48)), kao i relativizovanu jednačinu (2.41) :

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{\alpha s}}{dt} &= \omega_B (u_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) , & \frac{d\Psi_{\beta s}}{dt} &= \omega_B (u_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) , \\ \frac{d\Psi_{\alpha r}}{dt} &= \omega_B (-R_r i_{\alpha r} - \omega_m \Psi_{\beta r}) , & \frac{d\Psi_{\beta r}}{dt} &= \omega_B (-R_r i_{\beta r} + \omega_m \Psi_{\alpha r}) , \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$M_{em} = \frac{p}{3 \cos \varphi_n \eta_n} \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{\alpha r} i_{\beta s} - \Psi_{\beta r} i_{\alpha s}) . \quad (3.2)$$

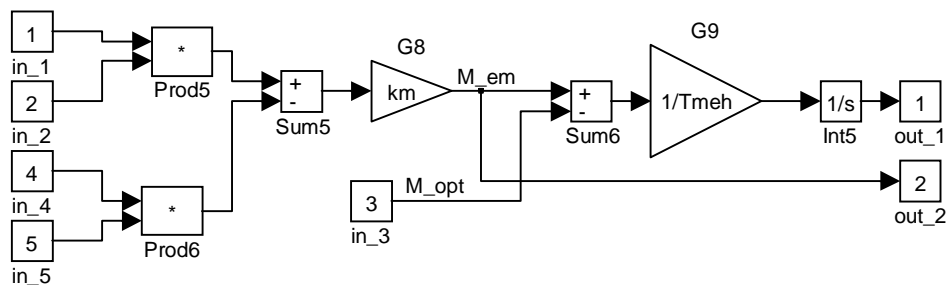
Prve dve od relacija (3.1) direktno su unesene u model (blokovi G4, G5, Sum, Sum7, G11, G12), a druge dve ćemo modifikovati tako što ćemo izraziti struje rotora preko komponenti fluksa rotora i struja statora, na osnovu definicija komponenti fluksa rotora, pa se dobijaju sledeći izrazi :

$$\frac{d\Psi_{\alpha r}}{dt} = \omega_B \left(-\frac{R_r}{L_r} \Psi_{\alpha r} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{\alpha s} - \omega_m \Psi_{\beta r} \right) ,$$

Važno je napomenuti da izlaz ω_m iz modela motora treba podeliti sa p da bi se dobila stvarna brzina obrtanja, pošto veći broj pari polova smanjuje brzinu obrtanja pri istoj učestanosti napajanja.

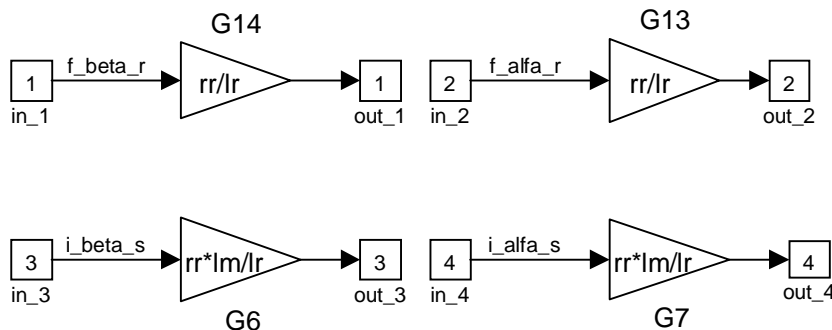
Početna stanja svih integratora su 0, a pojačanja Gain blokova za one za koje se ne vidi direktno sa slike su : za G i G3 pojačanje je L_m / L_r , za G1 i G2 je $1 / L_{\gamma_e}$, a za blokove G11-G13 i G15-G16 pojačanje iznosi ω_{nom} .

U modelu motora postoje i dva Subsystem bloka čiji izgled je dat na slikama 10. i 11.



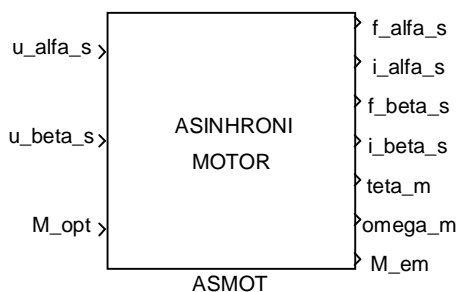
Slika 10. Podsystem Sub1 koji računa M_{em} i ω_m

U podsystemu sa slike 10. vrednost konstante k_M je data izrazom $p / (3 \cos \varphi_n \eta_n)$ a uvedena je zbog kraćeg zapisa i zbog toga da bi model motora imao manji broj parametara. Blokovi označeni sa IN su ulazi, a sa OUT izlazi podsystema.



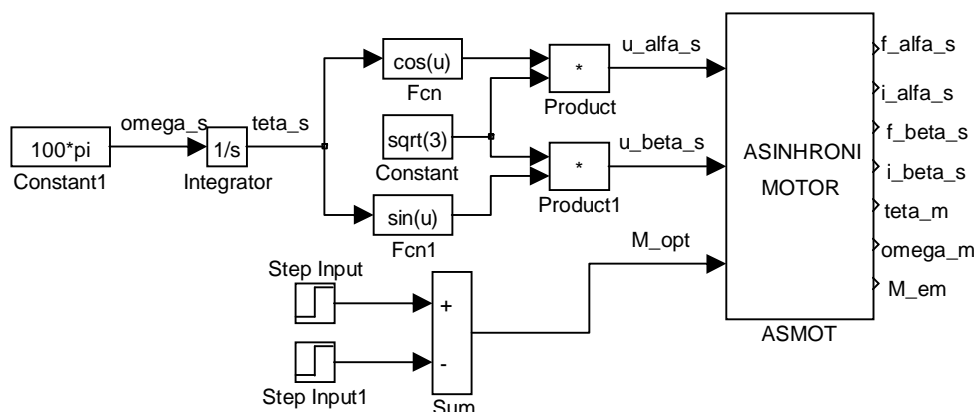
Slika 11. Podsystem Sub

Primenom postupaka grupisanja i potom maskiranja ceo model asinhronog motora se zamenjuje jednim blokom, kojeg ćemo nazvati ASINHRONI MOTOR, i u čijem se dialog box-u unose svi potrebni parametri. Na slici 12. dat je izgled tog bloka.



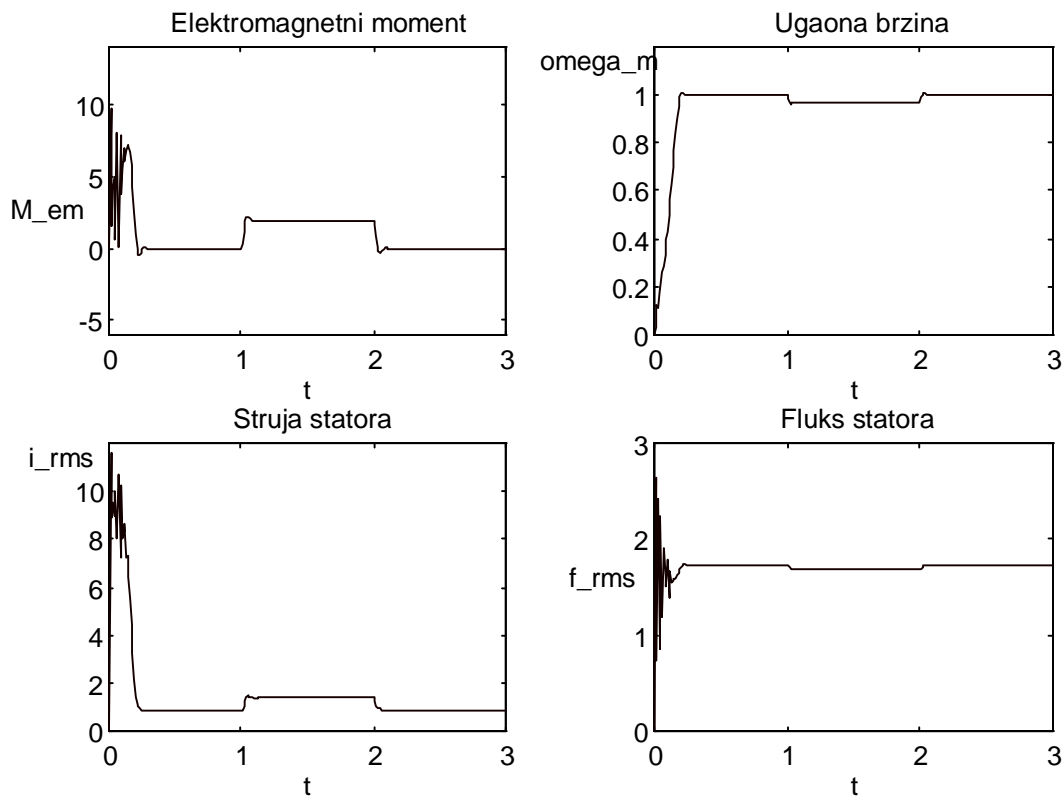
Slika 12. Maskirani model asinhronog motora

Uz pomoć ovog modela ćemo prikazati kako se ponaša asinhroni motor priključen na mrežni napon, tj. na napon konstantne učestanosti i amplitude, i sa opterećenim momentom koji je skokovita funkcija u vremenu. Simulira se priključenje motora u mrežu u trenutku $t=0$. Na slici 13. je prikazan ovaj eksperiment u SIMULINK-u.



Slika 13. Simulacija priključenja asinhronog motora na mrežu

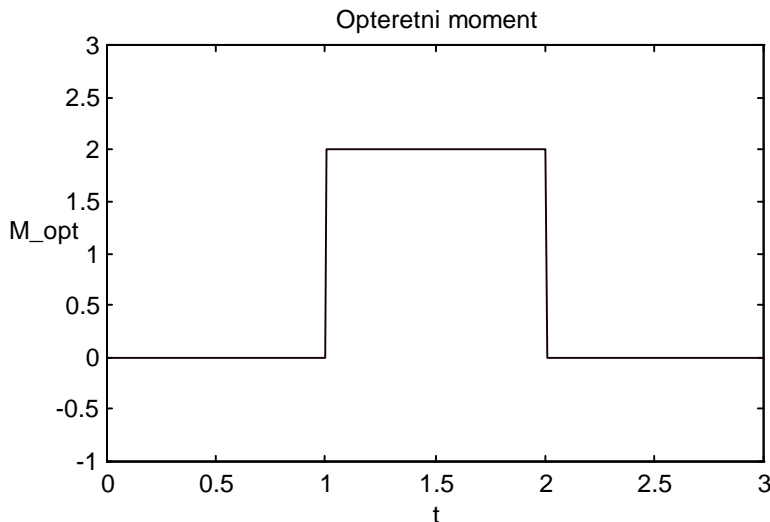
Da bismo dobili grafike promene izlaznih veličina u modelu motora potrebno je na izlaze motora povezati neke od blokova iz Sinks biblioteke, a to su razni Scope blokovi. Oni su na slici 13. izostavljeni jer nemaju uticaj na sam tok eksperimenta. Na slici 14. prikazani su grafici promene nekoliko značajnih veličina. Trajanje eksperimenta je 3 sec.



Slika 14. Grafici nekih veličina u eksperimentu sa slike 13.

Promena opterećenog momenta, koji je poremećaj u ovom eksperimentu, je data na slici 15. Opterećni moment naglo menja vrednost sa 0 na $2M_{nom}$, a zatim opet pada na 0. Ovde je

bitno napomenuti da je, na osnovu relacije za M_{nom} u (2.42) i toga što je $p=2$ nominalni moment sa kojim motor radi zapravo jednak $2M_{nom}$.

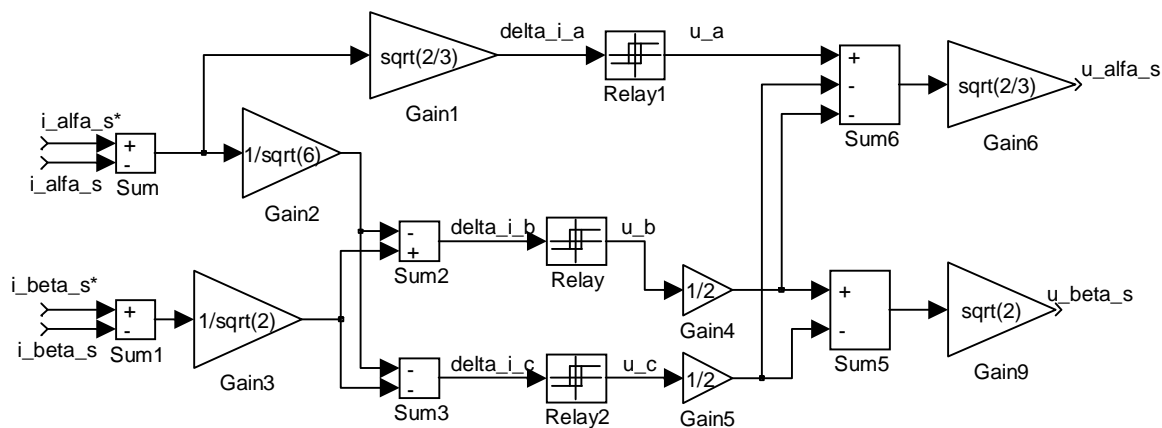


Slika 15. Opteretni moment u eksperimentu sa slike 13.

Iz ovog eksperimenta se vidi, a to smo i ranije napomenuli, da ugaona brzina motora pri konstantnoj učestanosti i amplitudi napona napajanja zavisi od momenta opterećenja.

3.2. Model trofaznog invertora sa histerezisnim strujnim regulatorom

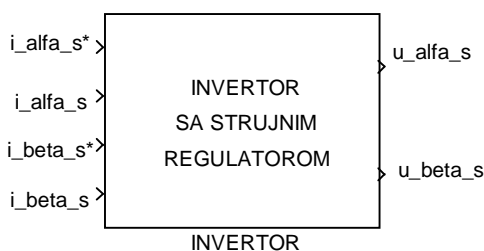
Princip rada sprege trofaznog invertora sa histerezisnim strujnim regulatorom je sasvim jednostavan. Upoređuju se zadate vrednosti sa izmerenim vrednostima komponenti struje statora, pa se u zavisnosti od toga koja je vrednost veća i da li je ta razlika veća od nekog praga na određenu fazu statora dovodi pozitivan ili negativan konstantan napon. U praksi su merljive struje i_a, i_b, i_c pa je potrebno regulatoru dovesti zadate vrednosti struje i_a^*, i_b^*, i_c^* . Međutim, naš model motora je u $\alpha\beta$ sistemu, a takođe i blok IVK generiše željene vrednosti struja $i_{\alpha s}^*, i_{\beta s}^*$. Zato i model na slici 16. ima ulazne i izlazne veličine u $\alpha\beta$ sistemu, a to predstavlja vrlo malo odstupanje od prakse zbog jednostavnih aritmetičkih veza između ova dva sistema struja. Ipak, pošto su struje i_a, i_b, i_c te koje želimo da održavamo u određenim granicama, unutar modela se prelazi na a, b, c sistem, određuje se na koju fazu statora se dovodi kakav napon, a zatim se vrši povratak na $\alpha\beta$ sistem. Znači, primenjuje se Klarkova transformacija u oba smera, korišćenjem koeficijenta $k = \sqrt{2/3}$. Transformacija u jednom smeru data je relacijama (2.5),



Slika 16. Model trofaznog invertora sa histerzisnim strujnim regulatorom u drugom smeru relacije se dobijaju na osnovu (2.5) i $V_a + V_b + V_c = 0$, pri čemu V može biti oznaka i struje i napona :

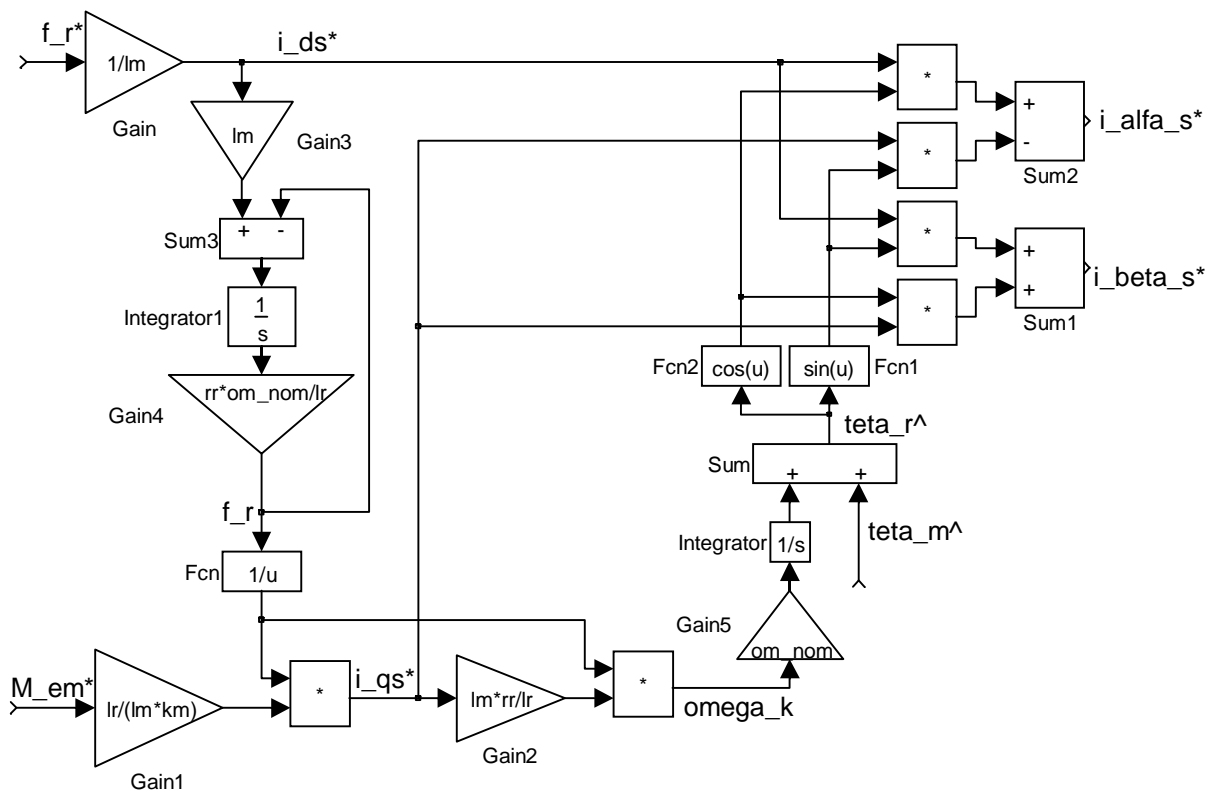
$$(3.5) \quad i_a = \sqrt{\frac{2}{3}} i_\alpha \quad , \quad i_b = -\frac{1}{\sqrt{6}} i_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} i_\beta \quad , \quad i_c = -\frac{1}{\sqrt{6}} i_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} i_\beta \quad .$$

Jedan važan parametar koji se ne vidi direktno na šemi sa slike 16. je korak histerzisa h, pod kojim se podrazumeva polovina širine histerzisa. Sva tri Relay bloka imaju isti korak. Ako je na primer h=0.05 to znači da će svaka od struja i_a, i_b, i_c moći da odstupa od zadatih vrednosti najviše za 5% od nominalne vrednosti struje, koja je ujedno i bazna vrednost struje. Grupisanjem blokova sa slike 16. i maskiranjem tako dobijenog Subsystem bloka dobija se jedan blok koji predstavlja inverter sa regulatorom. On je prikazan na slici 17. a u njegovom dialog box-u može se definisati vrednost parametra h.



Slika 17. Blok kojim se zamenjuje šema sa slike 16.

3.3. Model indirektnog vektorskog kontrolera



Slika 18. Model indirektnog vektorskog kontrolera

Model bloka za IVK u SIMULINK-u se jednostavno dobija iz šeme bloka IVK sa slike 6. Razlika je u tome što je model sa slike 18. u relativnim jedinicama, pa se pojavljuju i neke konstante, odnosno pojačanja. Takođe je blok sa funkcijom prenosa I reda u s-domenu iz šeme sa slike 6. predstavljen u modelu sa više blokova : Gain3, Sum3, Integrator1, Gain4. Razlog tome je što se na ovaj način postavljanjem početne vrednosti integratora može postaviti početna vrednost za fluks f_{r0} . Ako se postavi da je početna vrednost izlaza integratora npr. $J(0) = 0.2 L_r / (R_r \omega_{nom})$, biće $f_{r0} = 0.2$. U stvarnosti fluks rotora u početku ima vrednost 0. Međutim, pošto je relacija (2.77) koja definiše maksimalni ostvarljivi moment i koja se koristi u brzinskom regulatoru izvedena na osnovu pretpostavljenog stacionarnog stanja, ona ne uzima u obzir činjenicu da je fluks u početku 0. Ako bismo postavili za početnu vrednost fluksa u modelu neku malu vrednost, i regulator postavi maksimalnu vrednost momenta M_{em}^* , to bi prouzrokovalo veliku vrednost za struju i_{qs}^* , koja se realno ne može dobiti. Zato je bolje uzeti $f_{r0} = \sqrt{3}$, što će ograničiti struju i_{qs}^* . U kasnijem radu modela ovo nema značaja. Na slici 19. prikazan je maskirani model bloka IVK, a jedan od parametara u njegovom dialog box-u je i f_{r0} .



Slika 19. Maskirani model bloka IVK

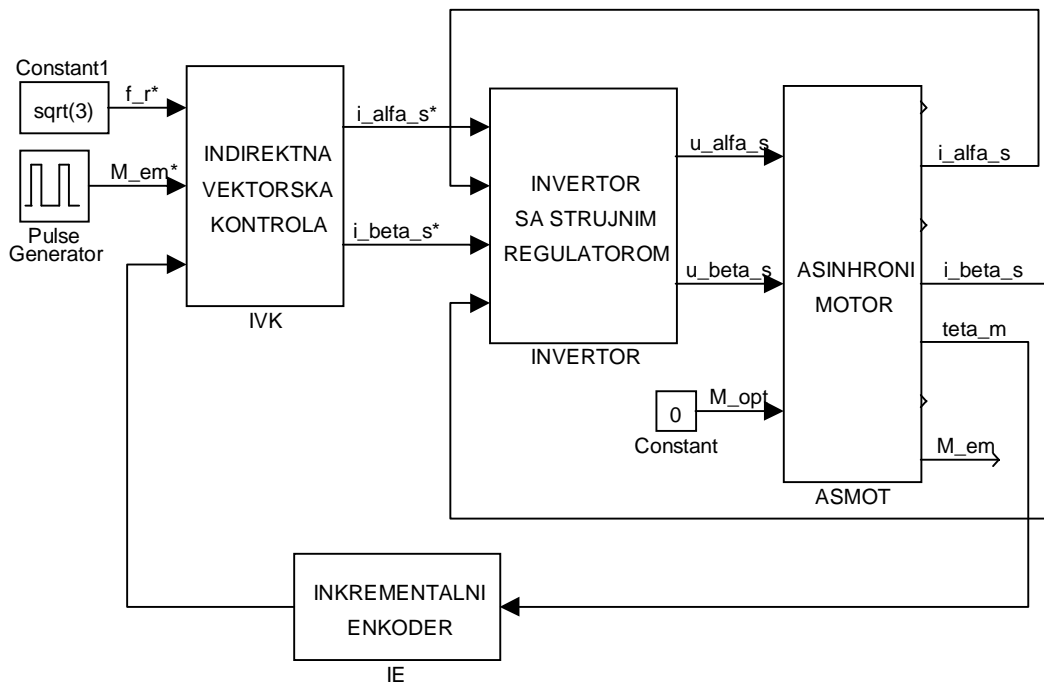
3.3.1. Model inkrementalnog enkodera (IE)

IE meri ugao koji zauzima rotor motora u određenim kvantima, tj. pokazivanje IE se menja za diskretne vrednosti ugla koji zauzima rotor, a i sam rezultat je diskretnog tipa. Takav način merenja se jednostavno predstavlja jednim blokom u SIMULINK-u, a to je Quantizer blok. Njegov parametar je kvant, odnosno rezolucija merenja. Ulaz je stvarna pozicija rotora, a izlaz je izmerena, zaokružena vrednost. Na slici 20. su prikazani model IE koji se sastoji od jednog bloka i blok koji se dobija maskiranjem tog modela. Parametar kod maskiranog bloka je broj proreza N na IE, a korak kvantizacije, tj. rezolucija merenja se računa kao $2\pi/N$. U konkretnom slučaju je $N=1024$.



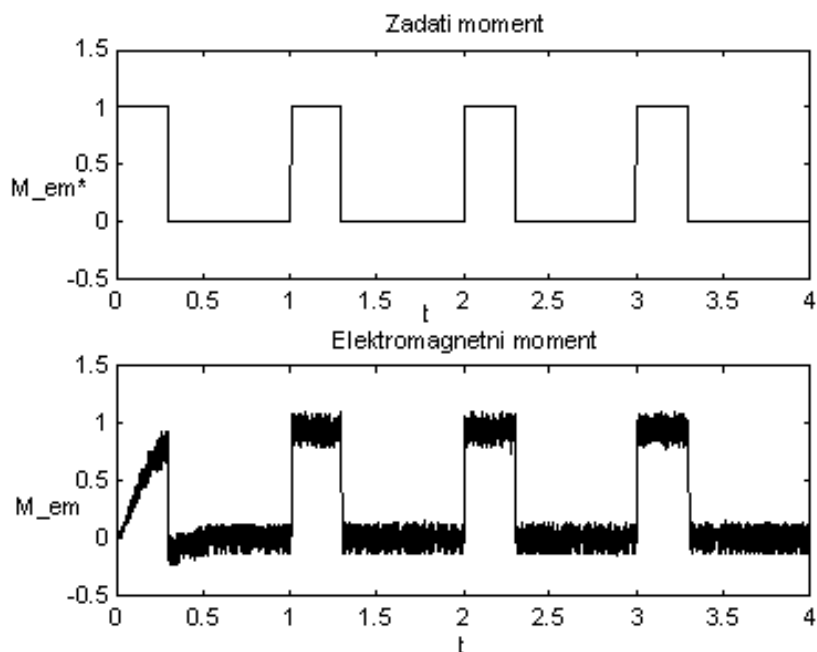
Slika 20. Model IE i blok koji se dobija njegovim maskiranjem

Na jednom primeru ćemo pokazati kako rade u sprezi IVK, trofazni inverter sa strujnim regulatorom i asinhroni motor. Na ulaz M_{em}^* bloka IVK ćemo dovesti povorku impulsa, a na ulaz f_r^* konstantnu vrednost. Za moment inercije motora ćemo postaviti neku veoma veliku vrednost, teorijski beskonačnu, da se motor ne bi obrtao. To je zbog toga što najveći moment koji se može ostvariti opada sa brzinom obrtanja, a na ovaj način uvek je moguće ostvariti zadati moment. Posmatraćemo kako elektromagnetni moment koji motor razvija prati zadati moment. Šema u SIMULINK-u data je na slici 21. Svi parametri motora su zadržali vrednosti od ranije, samo moment inercije, odnosno mehanička vremenska konstanta T_{meh} ima jako veliku vrednost. Moment opterećenja je 0, odnosno motor radi u praznom hodu. Zadati moment menja vrednost između nule i nominalnog momenta. Eksperiment traje 4 sec.



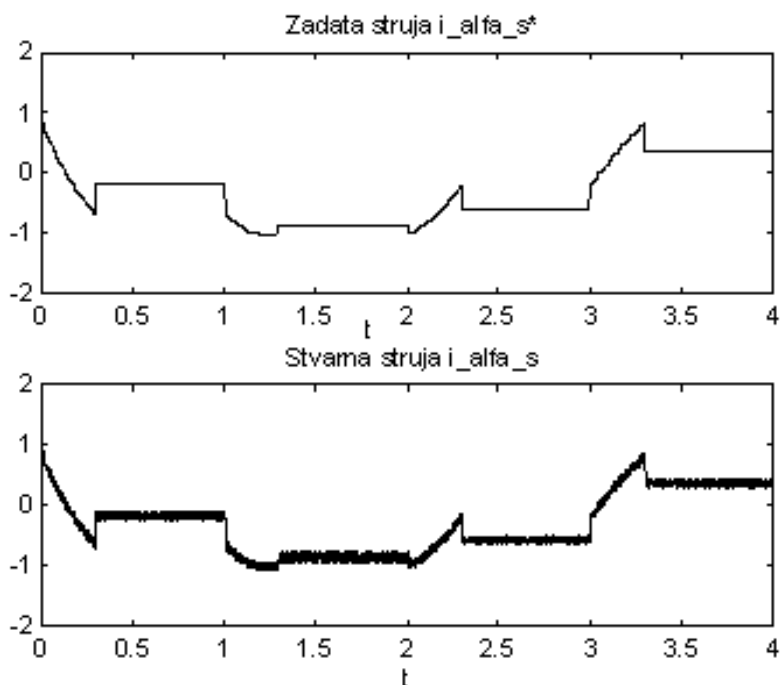
Slika 21. Eksperiment sa zadatim momentom u vidu povorke impulsa

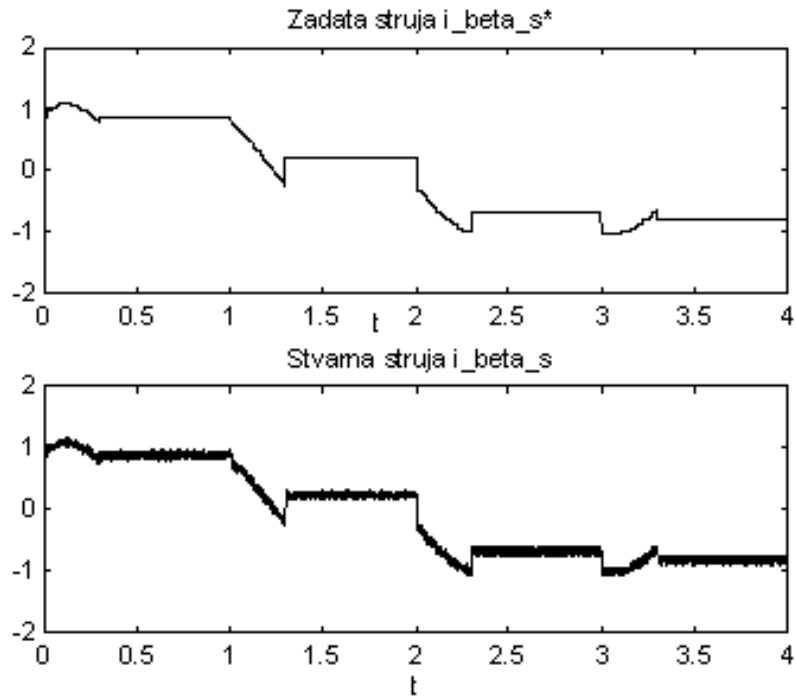
Na sledećim slikama prikazani su grafici promene svih značajnih veličina u ovom eksperimentu.



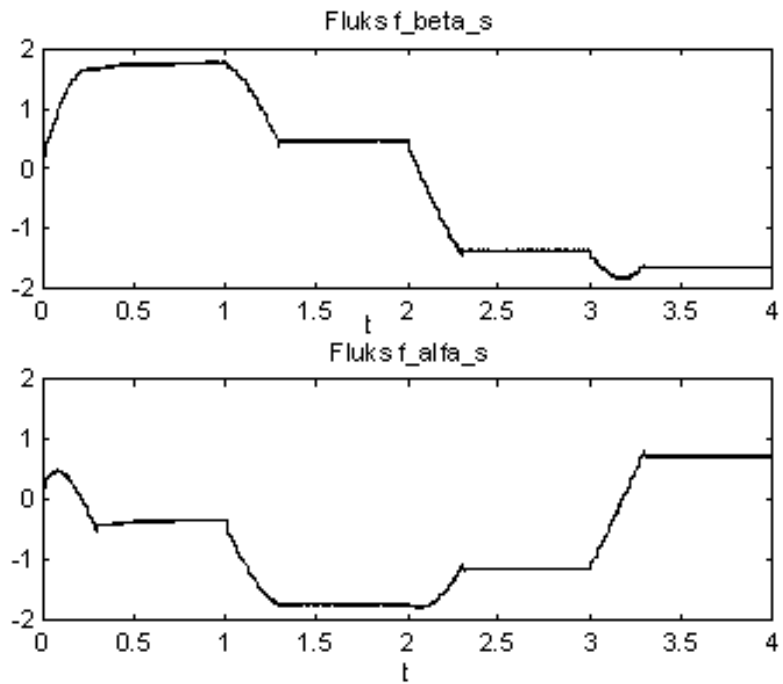
Slika 22. Grafici zadatog i stvarnog momenta u eksperimentu sa slike 21.

Vidimo da na samom početku ne može da se razvije nominalni moment, a to je zbog toga što smo postavljanjem početne vrednosti $f_{r0}=\sqrt{3}$ ograničili struju i_{qs}^* . Oscilacije u momentu potiču od visokofrekventnih oscilacija u struji, a one su posledica rada strujnog regulatora. Učestanost tih oscilacija je učestanost komutacije i zavisi od koraka histerzisa h koji mi određujemo. Što je taj korak veći, amplituda oscilacija je veća, a njihova učestanost je manja. U konkretnom slučaju je postavljeno $h=0.05$.





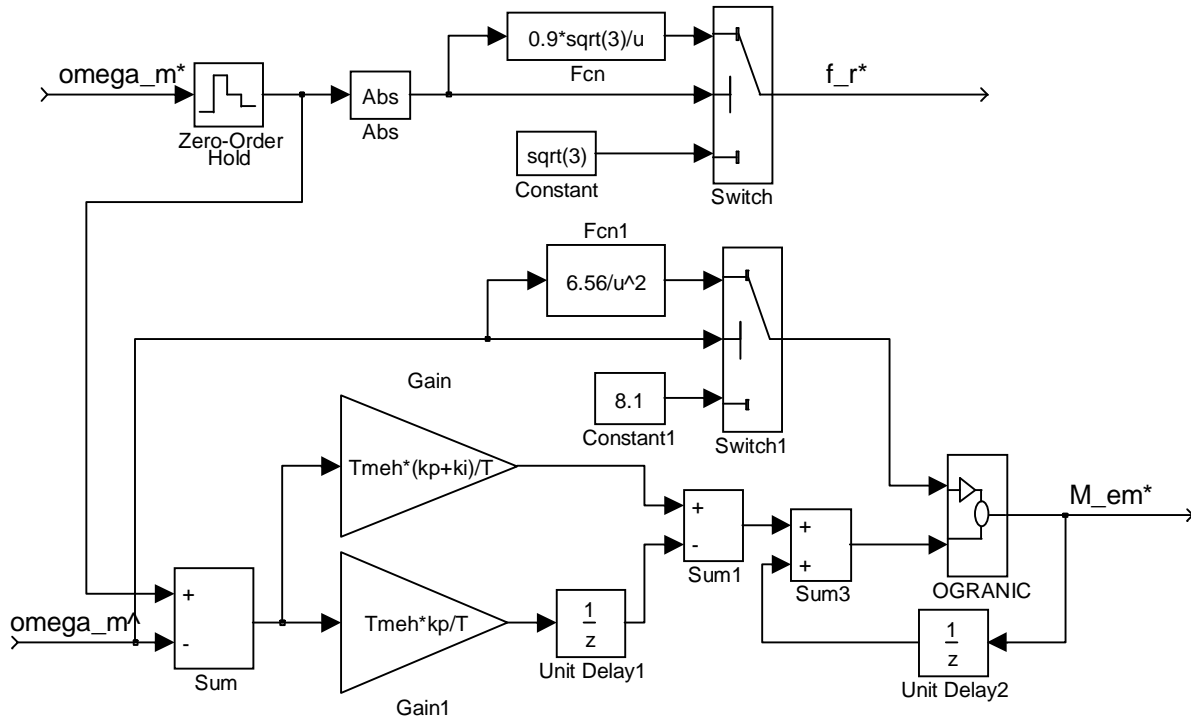
Slika 23. Grafici zadatih i stvarnih vrednosti α i β komponente struje statora
 Vidimo da su zadate vrednosti komponenti struja statora konstantne kada je $M_{em}^* = 0$.
 To je i logično jer je tada $i_{qs}^* = 0$, pa je i $\omega_k = 0$, a pošto se rotor ne obrće sledi $\omega_s = 0$.



Slika 24. Talasni oblici komponenti fluksa statora

3.4. Model digitalnog PI regulatora

Model digitalnog PI regulatora dat je na slici 25. Switch blokovi na izlaz propuštaju gornji ulaz ako je srednji ulaz veći od nekog praga (koji je za oba Switch bloka 0.9), inače se propušta donji ulaz.



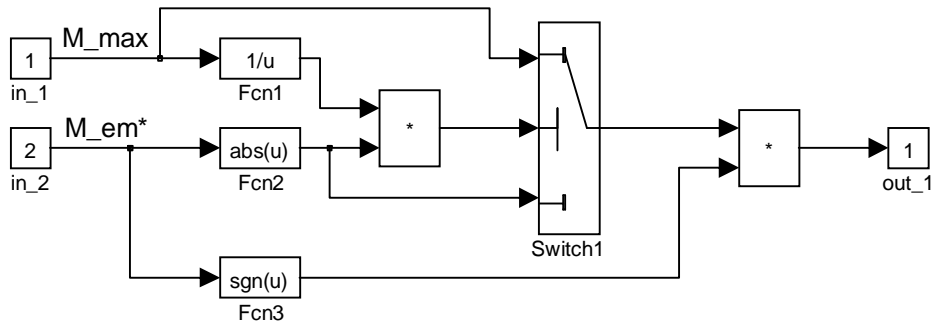
Slika 25. Model brzinskog PI regulatora u SIMULINK-u

Digitalni PI regulator smo razmatrali u odeljku 2.7. U odeljku 2.6. je izračunata maksimalna vrednost momenta koji se može razviti na datoj brzini obrtanja i to ograničenje ćemo inkorporirati u model regulatora. Da bismo to uradili, funkciju prenosa regulatora ćemo predstaviti u obliku :

$$M_{em}(z) = (k_p(1 - z^{-1}) + k_i) \frac{1}{1 - z^{-1}} \Delta\omega(z) \quad (3.6)$$

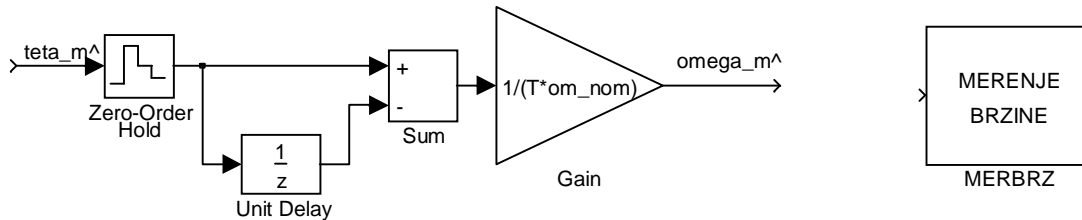
Pošto deo prenosne funkcije van zagrade predstavlja diskretni integrator, deo u zagradi zajedno sa $\Delta\omega(z)$ predstavlja inkrement upravljačke veličine. Ograničenje momenta se ostvaruje tako što se diskretni integrator predstavi preko povratne sprege, što se vidi u modelu regulatora na slici 25. U direktnoj grani se postavi ograničavač koji sprečava integraljenje ako je dostignuta maksimalna vrednost momenta. Željeni fluks se određuje na osnovu željene brzine obrtanja motora. Pod koeficijentima k_p i k_i koji se pojavljuju u modelu regulatora u SIMULINK-u se podrazumevaju konstante 0.4 i 0.07 koje su određene u odeljku 2.7.

Ovaj model sadrži jedan Subsystem blok koji je nazvan OGRANIC i čiji je sadržaj prikazan na slici 26. Prvi ulaz je maksimalni moment koji se može razviti za trenutnu brzinu obrtanja, a drugi ulaz je željeni moment čiju vrednost generiše regulator. Blok OGRANIC na izlaz propušta onu vrednost koja je po apsolutnoj vrednosti manja. Prag Switch bloka je 1.



Slika 26. Podsystem OGRANIC u modelu regulatora

Da bi regulator mogao da radi, potrebno je da ima informaciju o ugaonoj brzini motora. Tu informaciju daje mu blok-šema sa slike 27. na čiji se ulaz dovodi izmereni ugao sa IE. U trenucima odabiranja uzimaju se odbirci ugla, koji su u realnim vrednostima, a brzina koja je u relativnim jedinicama određuje se tako što se razlika dve uzastopno izmerene vrednosti ugla podeli periodom odabiranja i nominalnom kružnom učestanošću. Ovu blok-šemu ćemo takođe maskirati, a na slici 27. je prikazan i tako dobijen blok. Njegovi parametri su nominalna kružna učestanost i perioda odabiranja, koja je ista kao i za regulator.

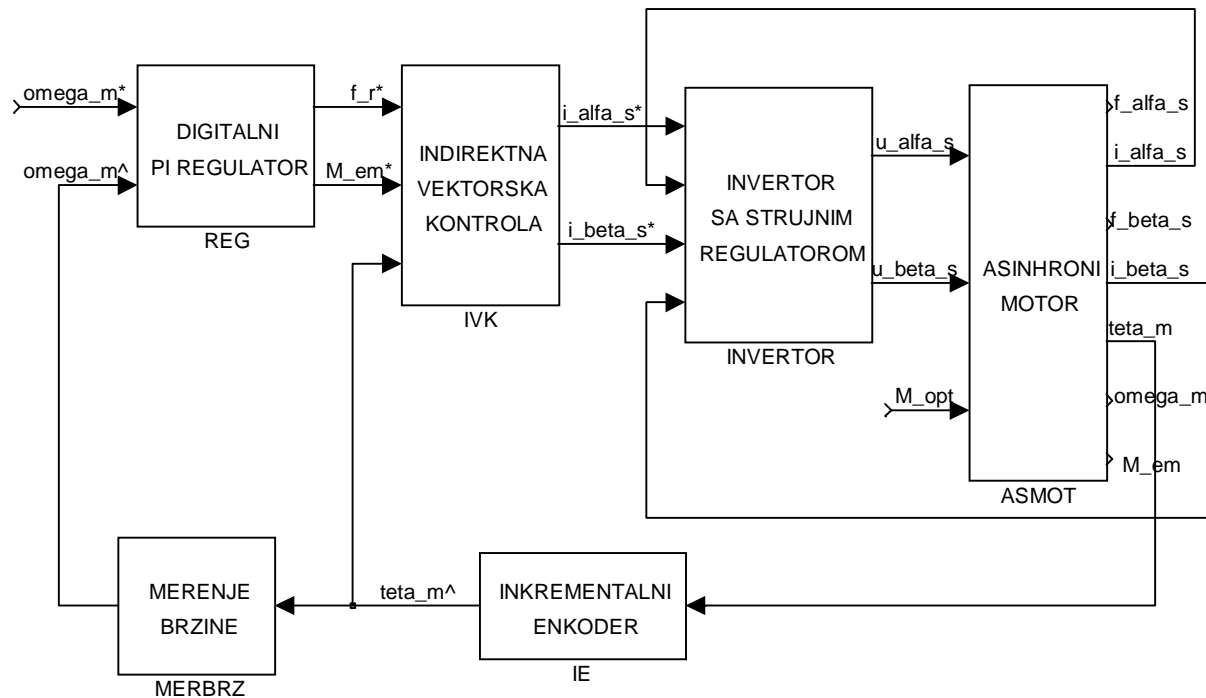


Slika 27. Blok-šema merača brzine i njegov maskirani blok

Kao što će se videti u sledećem odeljku, prelazni proces u eksperimentu u kome pratimo kako brzina prati referentnu brzinu traje nekoliko desetih delova sekunde, pa ćemo, da bi obezbedili dovoljan kvalitet prelaznog procesa, za periodu odabiranja uzeti $T=0.01\text{sec}$.

3.5. Model elektromotornog pogona

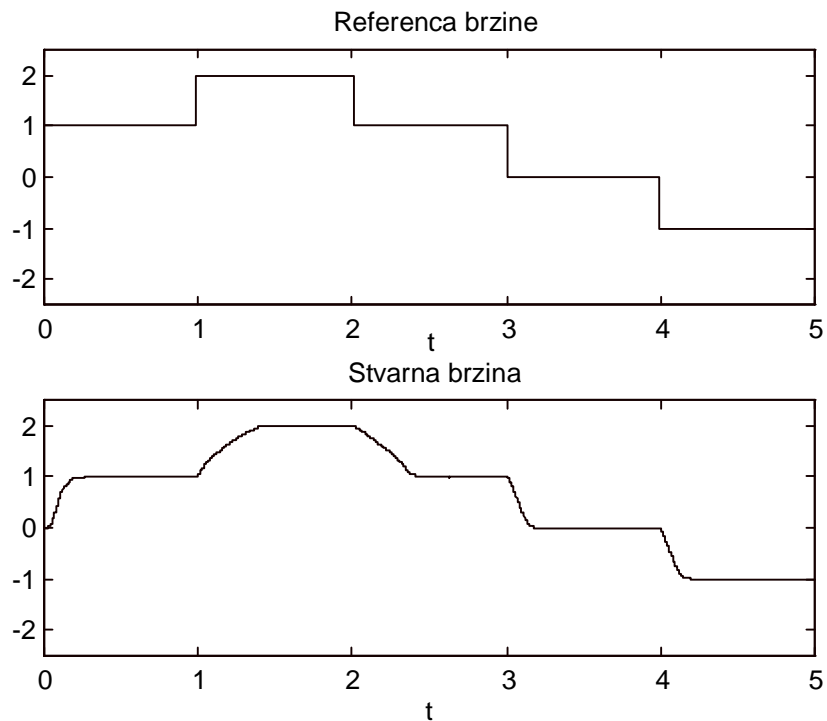
Kada se sve dosad opisane komponente povežu u celinu dobije se vektorski kontrolisan elektromotorni pogon sa brzinskom regulacijom. Ulaz takvog jednog pogona je željena brzina obrtanja motora, moment opterećenja je poremećaj, a važnije izlazne veličine su stvarna brzina obrtanja, ugao koji zauzima rotor, elektromagnetni moment koji se razvija, struje statora i rotora itd. Model takvog elektromotornog pogona prikazan je na slici 28. i sastoji se od svih do sad napravljenih modela.



Slika 28. Model vektorski kontrolisanog elektromotornog pogona sa brzinskom regulacijom

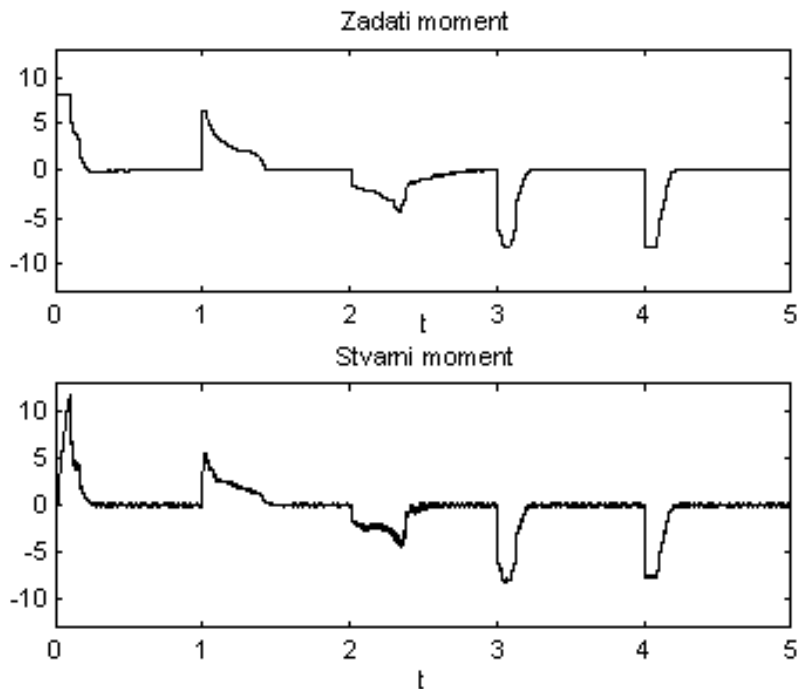
Da bismo videli kako ovaj pogon funkcioniše, možemo izvesti dve vrste eksperimenta. Jedan eksperiment je posmatranje kako pogon reaguje na promenu reference brzine, odnosno kako brzina motora prati zadatu brzinu. U tom eksperimentu opteretni moment je konstantan. Drugi eksperiment se odnosi na ponašanje pogona u slučajevima kada treba održati određenu brzinu motora pri promeni opterećenog momenta. Tu je referentna brzina konstantna. Parametri digitalnog PI regulatora su podešeni tako da sistem u zatvorenoj povratnoj sprezi ima realne polove, tako da bi trebalo očekivati neoscilatoran talasni oblik odziva elektromagnetnog momenta i brzine motora na referencu i poremećaj koji su odskočnog tipa. Za praksu je veoma bitno da moment u prelaznom procesu ne menja znak, jer bi u suprotnom zbog neidealne sprege motora i opterećenja došlo do pojave mrtvog hoda, odnosno do razlike položaja motora i opterećenja.

Prvi eksperiment koji ćemo sprovesti je posmatranje ponašanja ovog pogona u slučaju skokovite promene referentne brzine. Na slici 29. prikazani su grafici referentne, tj. zadate brzine obrtanja i stvarne brzine, sa podsećanjem da je zbog dva para polova potrebno stvarnu brzinu podeliti sa dva. U ovom eksperimentu ulazna veličina naglo menja vrednost u nekim trenucima. Ona se analitički može prikazati kao algebarski zbir nekoliko step-funkcija koje imaju različite amplitude skokova i različite trenutke u kojima dolazi do promene vrednosti, ali se to u eksperimentu može uraditi jednostavnije. Na ulaz se stavi Constant blok, koji na početku eksperimenta ima vrednost 1. U trenutku u kom želimo da ulazna veličina promeni vrednost preko menija Simulation-Pause paузiramо simulaciju, zatim promenimo vrednost izlaza Constant bloka, i onda u meniju sa Simulation-Continue nastavimo simulaciju. Efekat je isti, a ovako imamo potpunu slobodu u pogledu trenutka promene izlaza i amplitude te promene.



Slika 29. Grafici promene zadate i stvarne brzine motora

Na slici 29. možemo uočiti da je prelazni proces dosta brži za manje brzine obrtanja, a to je zbog toga što se na manjim brzinama može razviti veći moment.

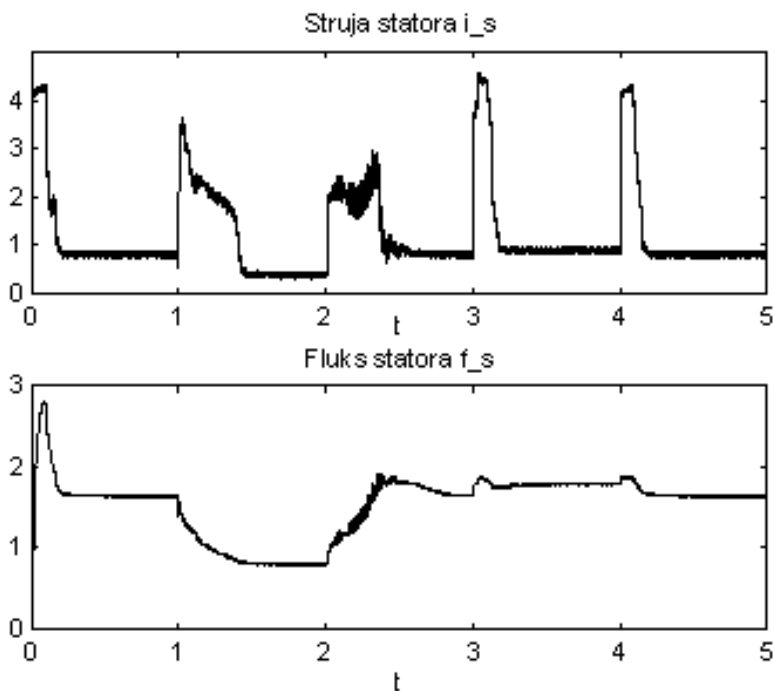


Slika 30. Grafici promene zadatog i ostvarenog elektromagnetnog momenta

Na slici 30. dati su grafici promene zadatog (generiše ga regulator) i ostvarenog elektromagnetnog momenta. Može se uočiti kako se zadati moment smanjuje sa povećanjem brzine i prelaskom u oblast slabljenja polja, a to nije zbog zakona upravljanja regulatora već zbog ograničenja momenta koje je inkorporirano u regulator.

Na slici 31. je prikazano kako se u ovom eksperimentu menjaju struja i fluks statora. Ove dve veličine su definisane kao :

$$(3.7) \quad i_s = \sqrt{i_{\alpha s}^2 + i_{\beta s}^2} \quad , \quad \Psi_s = \sqrt{\Psi_{\alpha s}^2 + \Psi_{\beta s}^2} \quad .$$

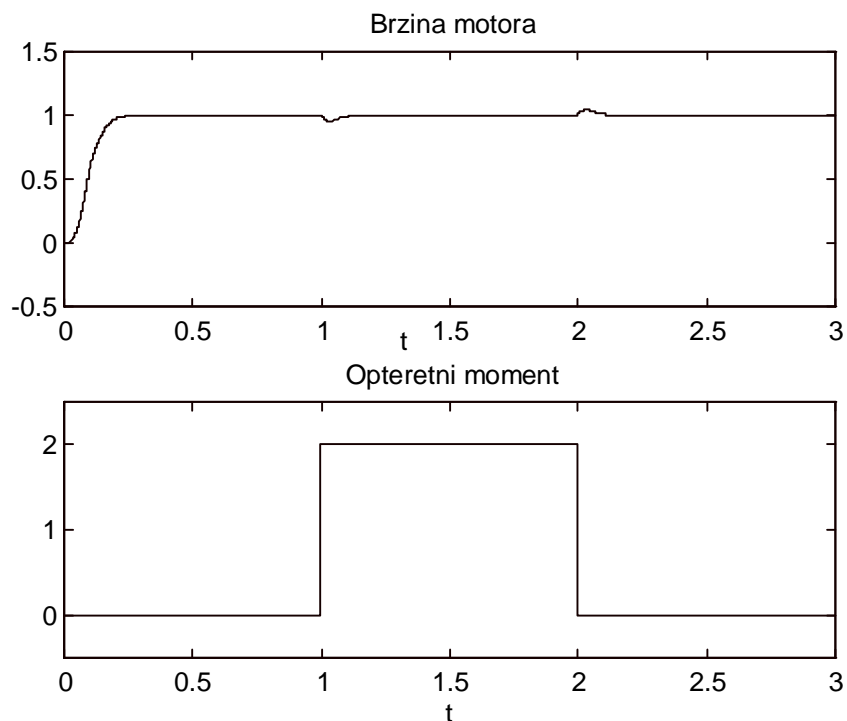


Slika 31. Talasni oblici struje i fluksa statora u eksperimentu praćenja reference brzine

Grafik promene struje sličan je onom za moment sa tom razlikom što struja ne menja znak. Osim toga, u stacionarnom stanju struja statora nije jednaka nuli, a to je zbog toga što postoji komponenta struje i_{ds} koja generiše fluks. Komponenta i_{qs} tada jeste jednaka nuli. Na grafiku fluksa jasno može da se vidi da se pri radu u oblasti slabljenja polja fluks smanjuje sa povećanjem brzine.

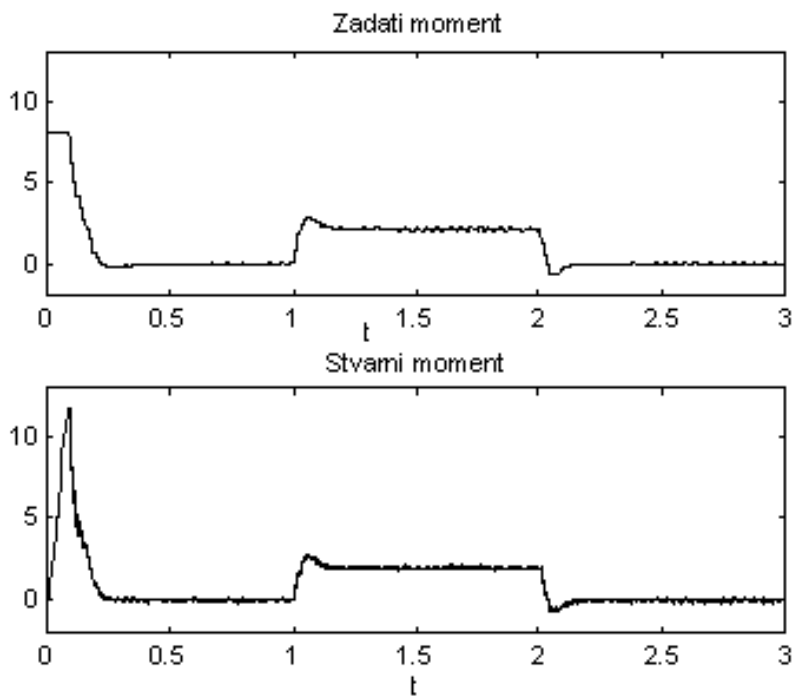
Drugi eksperiment se odnosi na ponašanje pogona u slučaju naglih promena momenta opterećenja, kada je referentna brzina konstantna i jednaka nominalnoj brzini. Napomenućemo da je rad na nominalnoj brzini, pošto slabljenje polja započinjemo na $0.9\omega_{nom}$, takođe rad u oblasti slabljenja polja. Eksperiment obuhvata zaletanje neopterećenog motora do nominalne brzine, zatim naglo opterećivanje motora momentom $2M_{nom}$ za koji smo rekli da je zapravo nominalni moment sa kojim motor radi, i na kraju naglo ukidanje opterećenja. Eksperiment traje ukupno 3sec.

Na slici 32. prikazani su grafici promene brzine motora i opteretnog momenta. U samom eksperimentu za opteretni moment, isto kao i za referentnu brzinu u prethodnom eksperimentu, možemo da koristimo Constant blok čiju vrednost menjamo kad pauziramo simulaciju. Na grafiku brzine motora se vidi da dolazi do poremećaja u trenucima kada se naglo uključuje ili isključuje opterećenje, međutim regulator ove poremećaje veoma brzo poništava, i to bez oscilacija u brzini motora.



Slika 32. Grafici brzine obrtanja motora i opteretnog momenta u eksperimentu sa konstantnom referentnom brzinom

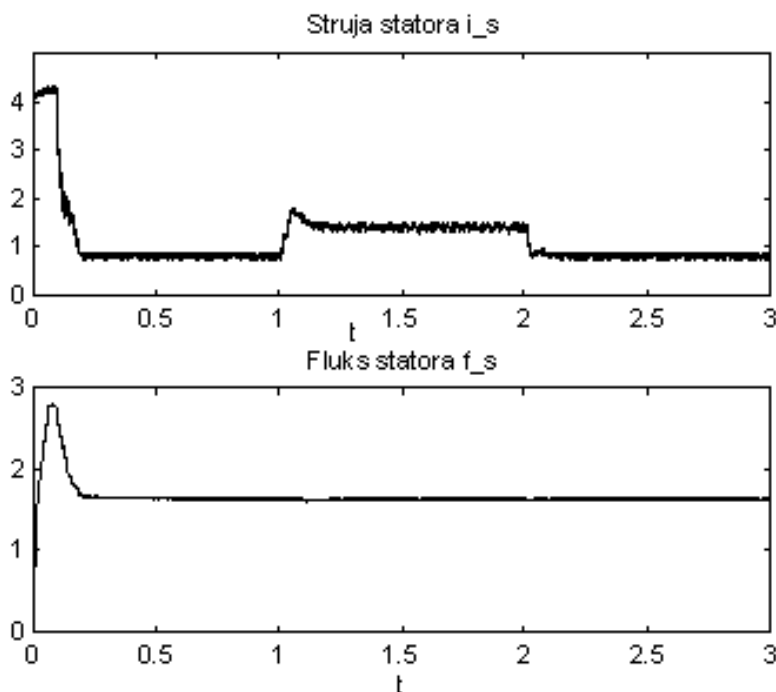
Na slici 33. može se uočiti da, nakon što se motor naglo optereti, elektromagnetni moment dobija vrednosti veće od opteretnog momenta, kako bi se nadoknadio gubitak u brzini, a zatim se izjednačava sa opteretnim momentom.



Slika 33. Talasni oblici zadatog i ostvarenog momenta

Na slici 34. su dati grafici struje i fluksa statora u ovom eksperimentu. Struja i fluks su definisani na isti način kao i u prethodnom eksperimentu, relacijama (3.7). Struja je opet slična

momentu, sa tim što ne pada na nulu u stacionarnom stanju, a fluks se pri opterećivanju motora praktično ne menja.

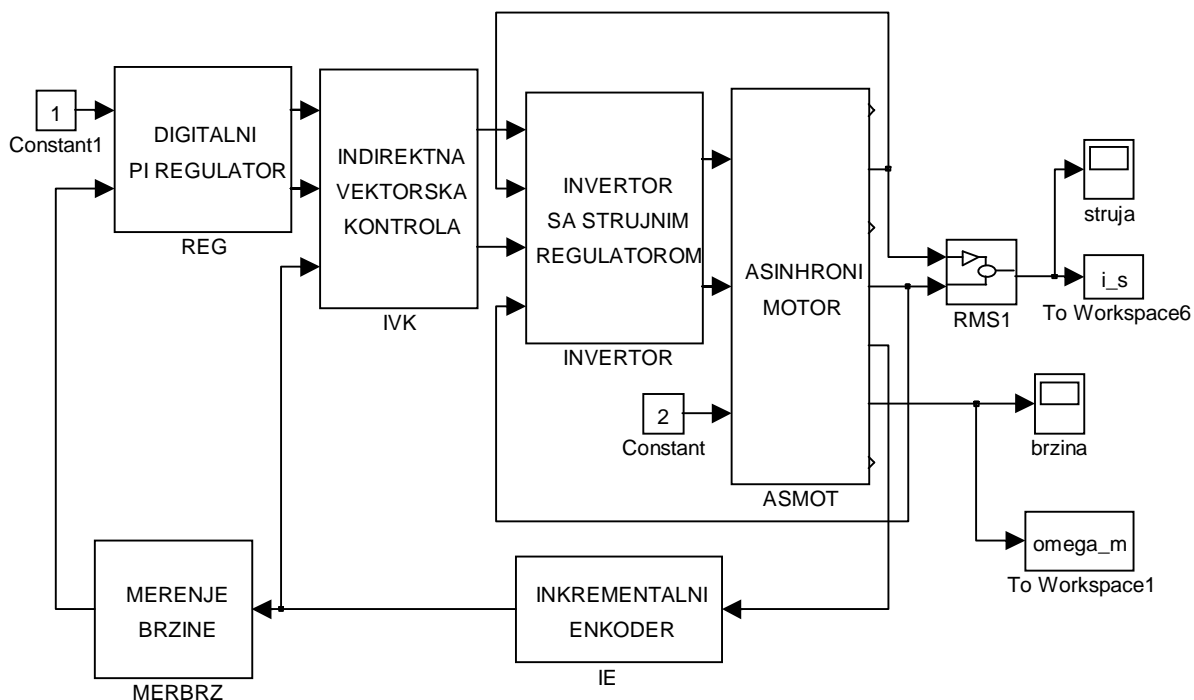


Slika 34. Talasni oblici struje i fluksa statora

3.6. Primena napravljenih modela u rešavanju konkretnih inženjerskih problema

Videli smo kako se modeliranje u SIMULINK-u može upotrebiti za rešavanje unapred zadatih problema. Ako korisnik želi da napravi svoj model u kojem bi bili korišćeni modeli koji su opisani ovde i koji su priloženi u fajlovima navedenim u Dodatku, postupak će biti objašnjen u sledećih nekoliko rečenica. Nakon startovanja MATLAB-a i zatim SIMULINK-a, u meniju File se odabere New, što znači da korisnik želi da pravi novi model. Otvara se novi prozor u kojem će se taj model nalaziti. Ako korisnik želi da se u njegovom modelu nalazi model asinhronog motora, on će zatim otvoriti fajl asmotm.m u kojem se nalazi taj model u maskiranom obliku. Primenom drag'n'drop tehnike se blok ASINHRONI MOTOR dovlači u korisnikov prozor, i zatim se zatvara fajl asmotm.m, jer on više nije potreban. Na isti način se u korisnikov model ubacuju i drugi ovde ponuđeni modeli. U svoj model korisnik može da ubaci i elementarne SIMULINK blokove, tako što će u SIMULINK prozoru otvoriti biblioteku u kojoj se nalazi željeni blok i onda će opet primenom drag'n'drop tehnike dovući taj blok u svoj model. Da bi se pratio tok simulacije, u model trebaju da se ubace razni Scope blokovi, a takođe i blokovi iz Sources biblioteke koji će predstavljati ulazne veličine.

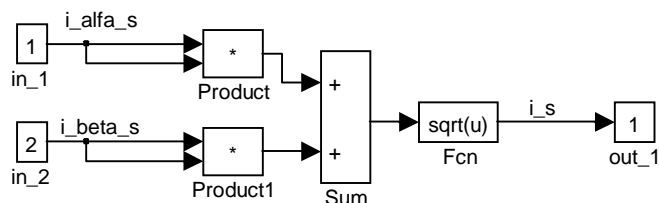
Recimo da u eksperimentu sa elektromotornim pogonom u kom se menja referentna brzina korisnik želi da vidi šta se dešava sa brzinom i strujom statora ako se u jednom trenutku naglo promeni moment inercije motora, sa vrednosti J na vrednost $J' = 3J$. Korisnik da bi napravio model treba da uradi sledeće stvari: iz fajla elpog.m treba da dovuče model elektromotornog pogona, a iz biblioteka SIMULINK-a dovuče sledeće blokove: Constant, Scope, ToWorkspace, Product, Sum, Fcn. Zatim se blokovi povezuju na željeni način. Blok Subsystem se pravi tako što se zaokruživanjem selektuje grupa blokova, a zatim se u meniju Options odabere Group. Tako se dobija model prikazan na slici 35.



Slika 35. Eksperiment sa elektromotornim pogonom u kome menjamo moment inercije motora

Blokovi nazvani 'struja' i 'brzina' na slici 35. su Scope blokovi. Pošto se njihov sadržaj ne može sačuvati da bi kasnije bio prebačen u neki dokument i odštampan na štampaču, koriste se ToWorkspace blokovi čija je uloga da odbirke veličine koja se dovodi na njihov ulaz u vidu niza prebace u MATLAB-ov radni prostor, gde se dalje mogu obrađivati, odnosno gde se mogu prikazati u vidu grafika koji se može prebaciti u neki dokument.

Na slici 35. blok tipa Subsystem nazvan RMS1 ima funkciju da na osnovu dve komponente struje statora računa iz relacije (3.7) struju statora. Njegov izgled je prikazan na slici 36.



Slika 36. Izgled podsistema RMS1

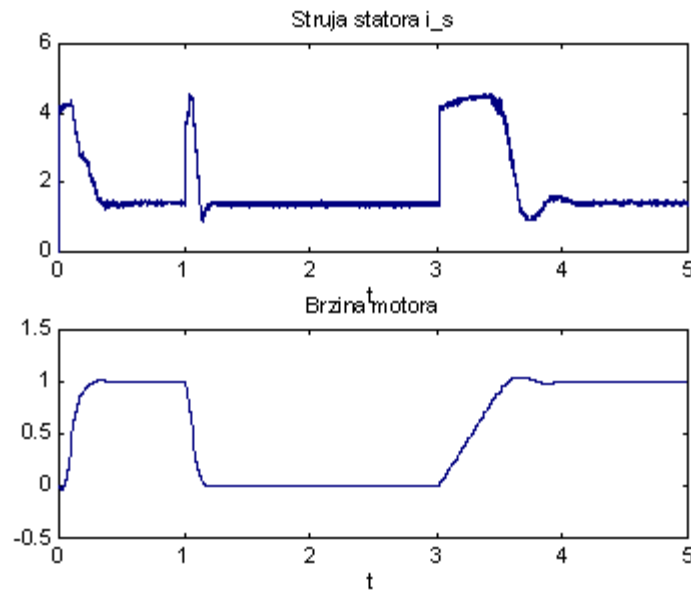
Pre nego što se pokrene simulacija, potrebno je dati adekvatne vrednosti parametrima simulacije, od kojih su najvažniji minimalni i maksimalni korak simulacije i metod integracije. Minimalni korak simulacije treba da bude dovoljno mali da se ne propuste značajni događaji u sistemu koji se modelira. U ovom slučaju vremenski su kritične komutacije invertora, jer imaju veoma visoku učestanost. Minimalni korak simulacije mora biti manji od periode komutacije. U eksperimentu je uzeto $T_{min} = 5\mu s$. U slučaju izraženih diskontinuiteta, odnosno nelinearnosti u sistemu, a takav je i ovaj zbog invertora, ni maksimalni korak simulacije ne sme da bude veliki. Ovde je uzeto da bude jednak minimalnom koraku. Metod integracije se određuje na osnovu toga kakav je model. Linearnim sistemima, tj. modelima prilagođen je Linsim metod, sistemima

sa sporom i brzom dinamikom odgovaraju Adams i Gear metodi, a nelinearnim i sistemima sa diskontinuitetima Runge-Kutta metodi.

Simulacija se startuje izborom Start u Simulation meniju. Eksperiment će trajati 4sec. U trenutku $t=0$ uključujemo pogon, u trenutku $t=1$ naglo menjamo referentnu brzinu sa ω_{nom} na 0, u trenutku $t=2$ menjamo moment inercije motora, odnosno mehaničku vremensku konstantu T_{meh} (proporcionalna je momentu inercije), a u trenutku $t=3$ referentnu brzinu menjamo sa 0 na ω_{nom} . Motor će sve vreme biti opterećen nominalnim momentom.

Promene parametara za vreme simulacije vrše se na način opisan u prethodnom odeljku. U glavnom meniju se pod Simulation odabere Pause, a zatim se promeni neki parametar, tako što se otvori dialog box odgovarajućeg bloka i unese nova vrednost. Kada se unesu sve željene promene, simulacija se nastavlja biranjem opcije Continue u Simulation meniju. Za referentnu brzinu ćemo koristiti Constant blok i na opisani način ćemo u pojedinim trenucima menjanjem vrednosti konstante koja je parametar ovog bloka simulirati promenu referentne brzine. Promena parametara se može izvesti i dok simulacija traje, bez njenog pauziranja. Pauziranje simulacije je neophodno ako želimo istovremeno da promenimo više parametara, pošto sam postupak njihove promene zahteva neko vreme.

Promenu momenta inercije ćemo ubaciti između dve promene referentne brzine, kako bi videli efekat promene ovog parametra motora na stacionarno stanje kao i na prelazni proces. Kao veličine od interesa posmatračemo brzinu obrtanja motora i struju statora koja je data izrazom (3.7). Na slici 37. prikazani su rezultati dobijeni ovim eksperimentom. Vidi se da promena momenta inercije motora u stacionarnom stanju ne utiče na brzinu niti na struju statora. To se moglo i očekivati pošto se iz mehaničke jednačine, relacije (2.4) i (2.94), vidi da moment inercije ima uticaja samo kada postoji promena brzine, odnosno u prelaznim režimima.



Slika 37. Grafici struje statora i brzine motora

Sa druge strane, vidi se da je prelazni proces znatno lošiji, sa mnogo dužim trajanjem i sa većim preskokom. Takođe je lošiji sa stanovišta potrošnje energije, jer je duže vreme potrebno injektovati struju statora. To je posledica razdešenosti regulatora, koji nije prilagođen promenjenom momentu inercije motora.

4. ZAKLJUČAK

Videli smo da je modeliranje i simulacija raznih dinamičkih sistema, ne samo asinhronih motora, u programskom paketu SIMULINK veoma jednostavno, jer se sve odvija grafičkim putem, u Windows okruženju. Takođe činjenica da je SIMULINK zapravo dodatak MATLAB-u obezbeđuje veliku mogućnost analize i prikazivanja rezultata dobijenih iz modela u SIMULINK-u uz pomoć MATLAB-ovih funkcija. Znači da je obezbeđena i vizuelna lakoća i jednostavnost, a i numerička snaga.

Što se tiče simulacija, odnosno puštanja u rad modela u SIMULINK-u, obezbeđen je širok dijapazon algoritama za numeričku integraciju : dva Runge-Kutta algoritma, Adams, Gear, Euler, Linsim, Adams/Gear. Linsim metod je prilagođen linearnim sistemima, Adams i Gear metodi su prilagođeni sistemima koji imaju i brzu i sporu dinamiku, ali nemaju diskontinuitete, dok su Runge-Kutta metodi pogodni za izrazito nelinearne sisteme koji imaju diskontinuitete. Na korisniku je da proceni koji bi metod najviše odgovarao za simulaciju sa njegovim modelima.

SIMULINK takođe pruža veliku mogućnost eksperimentisanja za vreme simulacija, jer se mogu menjati parametri blokova. Jedino što se ne može raditi je da se menja struktura modela za vreme simulacije.

Takođe dve značajne osobine SIMULINK-a, o kojima smo već govorili, su grupisanje i maskiranje blokova. Maskiranje blokova omogućava korisniku da kreira nove blokove, sa svojim parametrima. Korisnik može da kreira i njihov izgled, koji može da bude čak i u vidu jednostavnih crteža, kako izgledaju i elementarni blokovi SIMULINK-a. Novi blokovi mogu da se sačuvaju i da se koriste u raznim modelima, što znači da je obezbeđena modularnost, a to omogućava pravljenje veoma složenih modela.

DODATAK

Uz ovaj diplomski rad priložena je i disketa na kojoj se nalazi tekst diplomskog rada u vidu arhiviranog Word document fajla, kao i m-fajlovi (ekstenzija 'm' je od MATLAB) koji sadrže sve modele koji su za potrebe ovog diplomskog rada napravljeni u SIMULINK-u. Za nekoliko modela priložena su po dva fajla : jedan fajl sadrži model pre maskiranja, koji se obično sastoji od mnoštva elementarnih SIMULINK blokova; drugi fajl sadrži maskirani model, koji se sastoji od samo jednog bloka. Bitno je napomenuti sledeće : fajl koji sadrži model pre maskiranja nije pogodan za korišćenje (pokretanje simulacije), već za upoznavanje sa strukturom modela, a to je zbog toga što su vrednosti parametara blokova zamenjene njihovim imenima kako bi se onda u dialog box-u maskiranog bloka unosile vrednosti tih parametara. Znači za eksperimente se koriste oni fajlovi koji sadrže maskirane modele.

Samo po jedan fajl priložen je za eksperimente, a to su šeme sa slika 13. , 21. i 35. , kao i za model elektromotornog pogona sa slike 28.

Na disketi su priloženi sledeći m-fajlovi :

- asmot.m - model asinhronog motora sa slike 9.
- asmotm.m - maskirani model asinhronog motora sa slike 12.
- invert.m - model trofaznog invertora sa histerezisnim strujnim regulatorom - slika 16.
- invertm.m - maskirani model invertora sa regulatorom - slika 17.
- ivk.m - model indirektnog vektorskog kontrolera - slika 18.
- ivkm.m - maskirani model indirektnog vektorskog kontrolera - slika 19.
- inkenk.m - model inkrementalnog enkodera - leva polovina slike 20.
- inkenkm.m - maskirani model IE - desna polovina slike 20.
- regul.m - model digitalnog PI regulatora - slika 25.
- regulm.m - maskirani model regulatora
- merbrz.m - model merača brzine - leva polovina slike 27.
- merbrzm.m - maskirani model merača brzine - desna polovina slike 27.
- elpog.m - model elektromotornog pogona sa slike 28.
- exper1.m - eksperiment sa slike 13.
- exper2.m - eksperiment sa slike 21.
- exper3.m - eksperiment sa slike 35.

LITERATURA

1. "The Student Edition of SIMULINK - User's Guide" , The Math Works Inc.
2. Đurković Nenad, "Estimacija brzine asinhronog motora bez senzora na osovini" - diplomski rad
3. Mirjana Nešić, "Primena delta modulacije u upravljanju elektromotornog pogona velike brzine obrtanja" - diplomski rad