

IFOC_IREG

**Matlab/Simulink model indirektne vektorske kontrole
asinhronog motora u dq-koordinatnom sistemu
sa diskretnom strujnom regulacijom**

Petar Marković

Beograd, 27.2.2007.

SADRŽAJ

1	PREDMET SIMULACIJE	2
2	UPOTREBNA VREDNOST MODELA	3
3	JEDNAČINE NA OSNOVU KOJIH JE MODEL NAPRAVLJEN	4
3.1	Transformacija električnih veličina između stacionarnog trofaznog i dvofaznog sinhronog sistema	4
3.2	Asinhroni motor u dq-koordinatnom sistemu	5
3.3	Indirektna vektorska kontrola	6
3.4	Strujni regulator	7
4	OPIS GLAVNOG DIJAGRAMA	9
5	MODULI I PODSISTEMI	10
5.1	IFOC	10
5.2	Current PI regulator	10
5.3	PWM	11
5.4	Inverter	12
5.5	Motor	13
5.6	A/D converter (Optical encoder)	14
5.7	Currents/Voltages ABC to DQ	15
5.8	Currents/Voltages DQ to ABC	15
5.9	Scopes	16
6	M-DATOTEKA ZA UNOŠENJE PARAMETARA	17
7	PODEŠAVANJE PARAMETARA SIMULACIJE	18
8	PRIMER KORIŠĆENJA MODELA	19

1 PREDMET SIMULACIJE

IFOC_IREG je Matlab/Simulink model u kome je simulirano indirektno vektorsko upravljanje momentom asinhronog motora. Upravljački objekat je asinhroni motor modelovan u dq koordinatnom sistemu. Upravljačke promenljive su projekcije statorskijh struja iz dq koordinatnog sistema (vezanog za orijentaciju rotorskog fluksa), i_d i i_q . Realizovana je strujna regulacija u vidu diskretnog PI regulatora sa ukrštenim integralnim delovanjem (Δi_d na u_q i Δi_q na u_d). Pokretanjem odgovarajućih m-datoteka, a na osnovu parametara motora, poznavanja karakterističnog polinoma konture strujne regulacije i unapred određenih kriterijuma za ocenjivanje kvaliteta prelaznog procesa, određuju se parametri strujnog regulatora.

U okviru ovog modela, obavlja se simulacija sledećih procesa i podsistema:

- akvizicija statorskih struja – analogno filtriranje, A/D konverzija;
- PI strujni regulator;
- impulsno-širinska modulacija (PWM);
- trofazni inverter;
- asinhroni motor u dq koordinatnom sistemu;
- određivanje pozicije rotora korišćenjem optičkog enkodera;
- indirektna vektorska kontrola – određivanje strujnih referenci i prostorne orijentacije rotorskog fluksa.

Krajnji cilj simulacije je određivanje optimalnih parametara strujnog regulatora.

Verzija Simulink-a u kojoj je model načinjen je 6.3 (Matlab R14SP3).

2 UPOTREBNA VREDNOST MODELA

Osnovna svrha ovog modela je podešavanje optimalnih parametara strujnog regulatora, odnosno određivanje strukture i parametara strujnog regulatora. U ovom slučaju, struktura je načinjena na osnovu teorije unutrašnjeg modela (IMC), pa se može uočiti razlika u kvalitetu upravljanja statorskim strujama između ovakve strukture i običnog PI regulatora. Takođe, model se može iskoristiti da bi se uočilo kako na strujnu regulaciju utiču sledeći parametri sistema:

- perioda konture strujne regulacije;
- izgled rampe u bloku za PWM;
- karakteristike trofaznog naponskog invertora (vrednost jednosmernog napajanja, mrtvo vreme);
- parametri asinhronog motora;
- način merenja statorskih struja;
- rezolucija optičkog enkodera;
- referenca za rotorski fluks.

Takođe, model je pogodan za uočavanje dinamičkih i statičkih karakteristika asinhronog motora.

Pošto je kompletan model načinjen u sistemu relativnih jedinica [*p.u.*], jednostavnom izmenom podataka u m-datoteci za zadavanje parametara, može se upotrebiti za različite tipove motora.

Pored ovih namena, model se može iskoristiti i kao podsistem pri modelovanju složenijih sistema, npr. brzinskog ili pozicionog servomehanizma;

Treba imati u vidu da je preciznost simulacije donekle smanjena zbog činjenice da je model motora načinjen u dq koordinatnom sistemu, te da je zbog toga neophodno vršiti dodatne trofazno-dvofazne i obrtne transformacije statorskih napona i struja, pored onih neophodnih (zbog postavljanja strujnog regulatora u dq sistem). U izvođenju obrtne Parkove transformacije koristi se izračunata (procenjena, ne i tačna) ugaona pozicija rotorskog fluksa. Dodatni je problem i to što se ovaj ugao izračunava periodično, a ne kontinualno.

3 JEDNAČINE NA OSNOVU KOJIH JE MODEL NAPRAVLJEN

3.1 Transformacija električnih veličina između stacionarnog trofaznog i dvofaznog sinhronog sistema

Model asinhronog motora načinjen je u 'zamišljenom' dq koordinatnom sistemu, gde je d osa orjentisana u (procenjenom) pravcu i smeru rotorskog fluksa. Strujni regulator je, takođe, smešten u dq sistem. S druge strane, trofazni naponski inverter je povezan sa realnim abc statorskim namotajima; statorske struje koje se mere su one 'realne' iz statorskih namotaja. Zbog toga je u ovom modelu neophodno izvršiti nekoliko transformacija statorskih struja i napona iz abc sistema u dq sistem i obratno.

1. $abc \rightarrow dq$:

Prvo je potrebno izvršiti transformaciju iz trofaznog stacionarnog abc u dvofazni stacionarni $\alpha\beta$ sistem. Direktna Klarkova transformacija; invarijantnost po amplitudama električnih veličina ($K = \frac{2}{3}$):

$$\begin{bmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} \dots (3.1)$$

Zatim se dvofazni stacionarni koordinatni sistem transformiše u sinhroni. Direktna Parkova transformacija:

$$\begin{bmatrix} A_d \\ A_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{dq} & \sin \theta_{dq} \\ -\sin \theta_{dq} & \cos \theta_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \end{bmatrix} \dots (3.2)$$

2. $dq \rightarrow abc$:

Postupak je suprotan od prethodho definisanog. Inverzna Parkova transformacija:

$$\begin{bmatrix} A_a \\ A_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{dq} & -\sin \theta_{dq} \\ \sin \theta_{dq} & \cos \theta_{dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_d \\ A_q \end{bmatrix} \dots (3.3)$$

Inverzna Klarkova transformacija; invarijantnost po amplitudama električnih veličina ($K = \frac{2}{3}$):

$$\begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 2/3 & 0 \\ -1/3 & -1/\sqrt{3} \\ -1/3 & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \end{bmatrix} \dots (3.4)$$

3.2 Asinhroni motor u dq-koordinatnom sistemu

Jednačine naponskog balansa u dq sistemu za statorske i rotorske namotaje glase:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \Psi_d - \omega_{dq} \Psi_q \dots (3.5)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \Psi_q + \omega_{dq} \Psi_d \dots (3.6)$$

$$u_D = 0 = R_r i_D + \frac{d}{dt} \Psi_D - \omega_k \Psi_Q \dots (3.7)$$

$$u_Q = 0 = R_r i_Q + \frac{d}{dt} \Psi_Q + \omega_k \Psi_D \dots (3.8)$$

U ovim izrazima, ω_{dq} predstavlja ugaonu brzinu vektora rotorskog fluksa, a ω_k klizanje motora, odnosno razliku između sinhronne brzine i brzine rotora: $\omega_k = \omega_{dq} - \omega_r$. Međutim, u slučaju asinhronne mašine sa više pari polova, SVE ove ugaone brzine moraju biti pomnožene sa brojem pari polova, p , što je i učinjeno u modelu. Radi jednostavnosti prikaza jednačina, ovo množenje će ovde biti izostavljeno.

Veza između flukseva i struja predstavlja matrica induktivnosti:

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_D \\ \Psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \dots (3.9)$$

Inverzna relacija između struja u flukseva glasi:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{\gamma e}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{-L_m}{L_r} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \frac{-L_m}{L_r} \\ \frac{-L_m}{L_r} & 0 & \frac{L_s}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-L_m}{L_r} & 0 & \frac{L_s}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_D \\ \Psi_Q \end{bmatrix} \dots (3.10)$$

gde je $L_{\gamma e} = \frac{L_r L_s - L_m^2}{L_r}$ ekvivalentna induktivnost rasipanja asinhronog motora.

U bloku 'Inverse Inductance', podsistemu u okviru modela asinhronog motora, struje se dobijaju iz flukseva na sedeći, nešto jednostavniji (u smislu računskih operacija), način:

$$i_d = \frac{1}{2} \left(\frac{\Psi_d + \Psi_D}{L_m + L_s} + \frac{\Psi_d - \Psi_D}{L_{\gamma e} / 2} \right) \dots (3.11)$$

$$i_D = \frac{1}{2} \left(\frac{\Psi_d + \Psi_D}{L_m + L_s} - \frac{\Psi_d - \Psi_D}{L_{\gamma e} / 2} \right) \dots (3.12)$$

$$i_q = \frac{1}{2} \left(\frac{\Psi_q + \Psi_Q}{L_m + L_s} + \frac{\Psi_q - \Psi_Q}{L_{\gamma e} / 2} \right) \dots (3.13)$$

$$i_Q = \frac{1}{2} \left(\frac{\Psi_q + \Psi_Q}{L_m + L_s} - \frac{\Psi_q - \Psi_Q}{L_{\gamma e} / 2} \right) \dots (3.14)$$

Elektromagnetni moment motora dobija se iz izraza:

$$M_{em} = \frac{3}{2} p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_R} (\Psi_D i_q - \Psi_Q i_d) \dots (3.15)$$

Njutnova jednačina za vratilo rotora glasi:

$$J \frac{d\omega_R}{dt} = M_{em} - M_{load} \dots (3.16)$$

Kompletan model je realizovan u sistemu relativnih jedinica [p.u.]. Jednačine su nepromenjene, osim što je ispred integratora (bilo kontinualnih, bilo diskretnih) potrebno postaviti pojačanje jednako baznoj kružnoj učestanosti (ω_{nom}).

3.3 Indirektna vektorska kontrola

Na osnovu referenci za elektromagnetni momenat i rotorski fluks, izračunavaju se potrebne vrednosti statorskih struja vezanih za dq koordinanti sistem. Ako se pretpostavi da je u svakom trenutku poznat tačan položaj vektora rotorskog fluksa, odnosno orijentacija d -ose sinhronog koordinatnog sistema, može se smatrati da je komponenta rotorskog fluksa u prazu q -ose jednaka nuli, pa se izraz za moment (3.15) pojednostavljuje:

$$\Psi_Q = 0 \Rightarrow M_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_R} \Psi_D i_q \dots (3.17)$$

Pošto je kontura strujne regulacije mnogo većeg propusnog opsega od samog objekta upravljanja, ispravno je pretpostaviti da su stvarne vrednosti statorskih struja jednake njihovim zadatim vrednostima, pa je:

$$M_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_R} \Psi_D i_q^* \Rightarrow i_q^* = M_{em}^* \frac{2}{3p} \frac{L_R}{L_m} \frac{1}{\Psi_D} \dots (3.18)$$

Sada je potrebno proceniti stvarnu vrednost rotorskog fluksa. Ona je u stacionarnom stanju jednaka svojoj referenci, ali to nije slučaj u prelaznim procesima, jer je izraz koji opisuje dinamiku magnećenja asinhronog motora sledeći:

$$\Psi_D' + \frac{1}{T_R} \Psi_D = \frac{1}{T_R} L_m i_d^* = \frac{1}{T_R} \Psi_D^* \dots (3.19)$$

Ova diferencijalna jednačina u s -domenu glasi:

$$\Psi_D(s) = \Psi_D^*(s) \frac{1}{1 + sT_R}.$$

Njoj ekvivalentna jednačina u z -domenu (koja je ovde neophodna, jer se ovo izračunavanje izvršava u procesoru), na osnovu koje se vrši procena trenutne vrednosti rotorskog fluksa, je:

$$\hat{\Psi}_D(z) = \Psi_D^*(z) \frac{(1 - e^{-T_{PWM}/T_R})z}{z - e^{-T_{PWM}/T_R}} \dots (3.20)$$

Referenca za komponentu statorske struje u pravcu d -ose određuje se iz sledećeg izraza:

$$i_d^* = \frac{1}{L_m} \Psi_D^* \dots (3.21)$$

Da bi se odredili položaj i ugaona brzina rotorskog fluksa, potrebno je proceniti klizanje motora, odnosno razliku između ugaonih brzina obrtnog polja i rotora:

$$\omega_k = \frac{L_m i_q^*}{T_R \Psi_D} \dots (3.22)$$

Sada se pozicija d -ose, odnosno ugao θ_{dq} , izračunava na sledeći način:

$$\theta_{dq} = \theta_R + \theta_k, \dots (3.23)$$

$$\theta_k(n) = \theta_k(n-1) + \omega_k(n) \cdot T_{PWM} \dots (3.24)$$

Ugaona brzina rotorskog fluksa se dobija iz:

$$\omega_{dq} = \omega_R + \omega_k \dots (3.25)$$

$$\omega_R(n) = \frac{\theta_R(n) - \theta_R(n-1)}{T_{PWM}} \dots (3.26)$$

3.4 Strujni regulator

Kontura strujne regulacije sastoji se iz:

- Objekta upravljanja, odnosno statorske faze asinhronog motora, čija funkcija prenosa glasi:

$$W_O(z) = \frac{i_s(z)}{u_s(z)} = \frac{1 - \alpha_s}{R_s(z - \alpha_s)}, \quad \alpha_s = e^{-T_{PWM}/\tau_s}, \quad \tau_s = \frac{L_{\gamma e}}{R_s} \dots (3.27)$$

- Naponskog invertora, koji se sa stanovišta upravljanja ponaša kao pojačavač, pojačanja $\frac{U_{DC}}{U_m^{ramp}}$, $U_m^{ramp} = 1$, odnosno $\frac{U_{DC}}{U_{nom}}$ u [p.u.] jedinicama.
- Povratne sprege po statorskoj struji, čija se funkcija prenosa može predstaviti sa:

$$W_H(s) = W_{AD}(s) \cdot W_{LP}(s),$$

gde je $W_{AD}(s)$ funkcija prenosa A/D konvertora, a $W_{LP}(s)$ funkcija prenosa analognog strujnog filtra. Dalje je:

$$W_H(s) = \frac{1 - e^{-sT_{PWM}}}{s} \cdot \frac{1}{s\tau_F + 1}$$

$$W_H(z) = Z(W_H(s)) = (1 - z^{-1})Z\left(\frac{1}{s(s\tau_F + 1)}\right)$$

$$W_H(z) = \frac{1 - e^{-T_{PWM}/\tau_F}}{z - e^{-T_{PWM}/\tau_F}} = \frac{1 - \alpha_F}{z - \alpha_F}, \quad \alpha_F = e^{-T_{PWM}/\tau_F} \dots (3.28)$$

- Strujnog PI regulatora:

$$W_{PI}(z) = k_p + k_i \frac{z}{z-1} \dots (3.29)$$

Karakteristični polinom glasi:

$$f(z) = 1 + W_O(z)W_H(z)W_{PI}(z),$$

pa se iz (3.27), (3.28) i (3.29) dobija:

$$f(z) = 1 + \frac{1 - \alpha_S}{R_S(z - \alpha_S)} \cdot \frac{1 - \alpha_F}{z - \alpha_F} \cdot \left(k_p + k_i \frac{z}{z-1} \right),$$

$$f(z) = z^3 - (\alpha_F + \alpha_S + 1)z^2 + (\alpha_F\alpha_S + \alpha_F + \alpha_S + (k_p + k_i)\beta)z - (k_p\beta + \alpha_F\alpha_S),$$

odnosno:

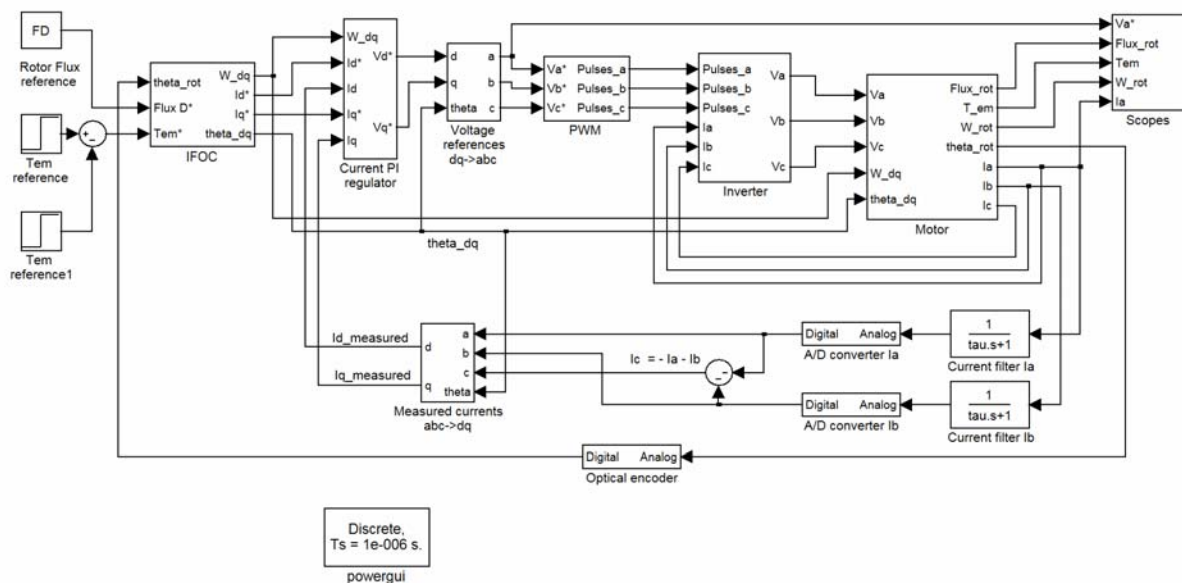
$$f(z) = z^3 - (\alpha_F + \alpha_S + 1)z^2 + (\alpha_F\alpha_S + \alpha_F + \alpha_S + p + i)z - (p + \alpha_F\alpha_S) \dots (3.30)$$

gde su p i i relativna pojačanja:

$$p = \beta k_p \text{ i } i = \beta k_i, \quad \beta = \frac{U_{DC}}{U_{nom}} \frac{(1 - \alpha_F)(1 - \alpha_S)}{R_S} \dots (3.31)$$

Pokretanjem određenih m-datoteka, a na osnovu karakterističnog polinoma i određenih kriterijumskih funkcija, određuju se optimalna (u smislu kvaliteta odziva na step-funkciju) relativna pojačanja iz (p, i) ravni.

4 OPIS GLAVNOG DIJAGRAMA



Slika 4. Model 'IFOC_IREG'

Glavni dijagram modela 'IFOC_IREG' je prikazan na Slici 4. Ceo sistem funkcioniše na sledeći način:

- U bloku 'IFOC' (Slika 5.1) se realizuje indirektna vektorska kontrola, odnosno na osnovu referenci za elektromagnetni moment i rotorski fluks i poznavanja izmerene pozicije rotora, određuju se reference statorskih struja u dq koordinatnom sistemu, kao i pozicija i ugaona brzina dq koordinatnog sistema, vezanog za rotorski fluks.

- Blok 'Current PI regulator' (Slika 5.2) predstavlja strujni regulator u dq koordinatnom sistemu. Ulazne veličine su sinhrona brzina i zadate i izmerene vrednosti statorskih struja. Izlazne veličine predstavljaju zadate vrednosti statorskih napona u dq koordinatnom sistemu.

- Da bi se realizovala impulsno-širinska modulacija, potrebno je prebaciti statorske napone iz dq sistema u abc , primenom inverzne Parkove i Klarkove transformacije.

- Blok 'PWM' (Slika 5.3) generiše upravljačke impulse ka trofaznom naponskom invertoru (Slika 5.4), a na osnovu poređenja naponskih referenci sa rampom. Model invertora ima mogućnost simulacije 'mrtvog vremena', a za to su mu potrebne informacije o smeru statorskih struja.

- Na inverter je priključen model asinhronog motora (Slika 5.5), čiji centralni deo je model asinhronog motora u dq koordinatnom sistemu. Zato su ovom bloku potrebne informacije o poziciji (za transformaciju statorskih napona iz abc u dq sistem i inverznu transformaciju statorskih struja) i ugaonoj brzini rotorskog fluksa (za modelovanje dinamičkog modela motora u dq sistemu). Veličine asinhronog motora koje je neophodno meriti su dve statorske struje i pozicija rotora.

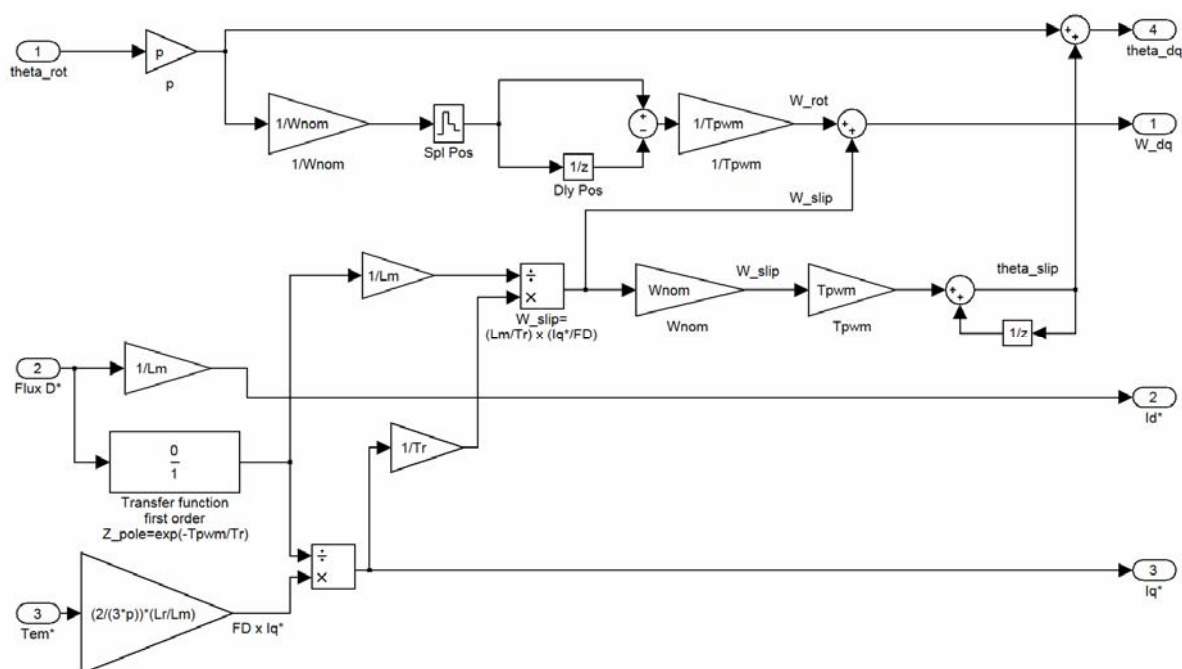
- Statorske struje se prvo propuštaju kroz analogni filter prvog reda, a zatim dovode na A/D konvertor podesive rezolucije. Pre dovođenja u diskretni strujni PI regulator, potrebno je izvršiti direktnu Klarkovu i Parkovu transformaciju izmerenih struja.

- Ugaona pozicija vratila rotora određuje se pomoću optičkog enkodera, a zatim prosleđuje bloku za indirektnu vektorsku kontrolu.

- U okviru bloka 'Scopes' (Slika 5.9) izvršava se snimanje karakterističnih signala simulacionog modela.

5 MODULI I PODSISTEMI

5.1 IFOC



Slika 5.1 Modul 'IFOC'

Ovaj blok služi za izračunavanje:

- strujnih referenci i_d^* i i_q^* (3.18, 3.20, 3.21), koje se dalje prosleđuju strujnom regulatoru;
- prostorne orijentacije rotorskog fluksa θ_{dq} (3.22, 3.23, 3.24), koja se koristi za prebacivanje električnih veličina motora iz 'abc' u 'dq' sistem i obrnuto (konkretno, za direktnu i inverznu Parkovu transformaciju);
- sinhronu brzinu ω_{dq} (3.25, 3.26), koju koristi model motora u dq sistemu, kao i strujni regulator za ukršteno integralno dejstvo.

Ulazi bloka su:

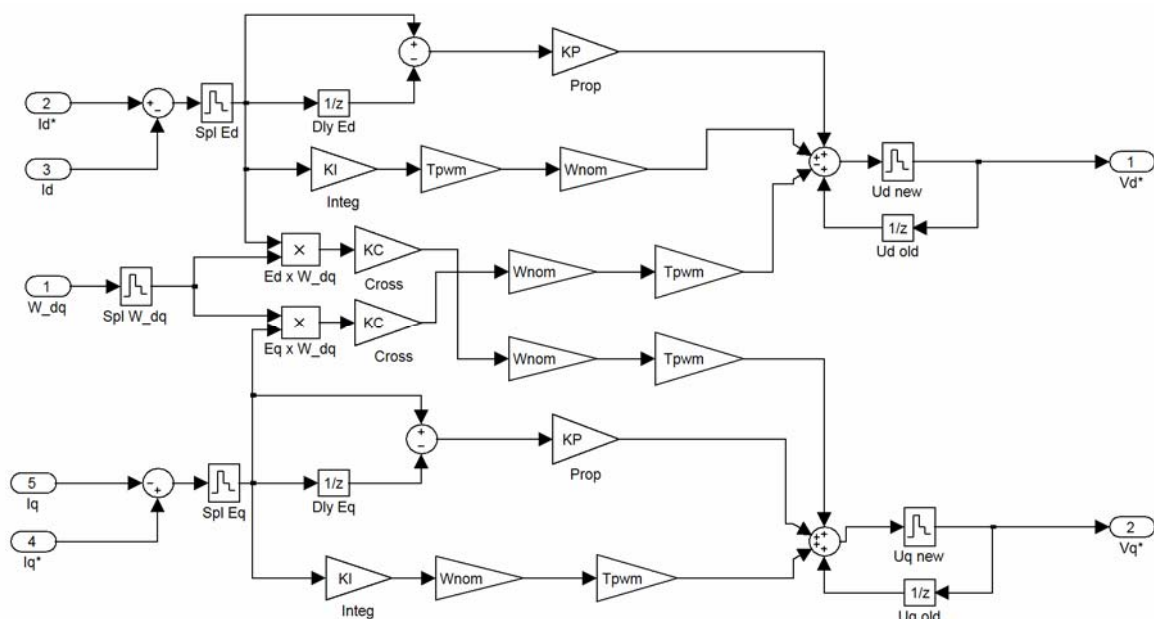
- zadata vrednost elektromagnetnog momenta, T_{em} ;
- zadata vrednost rotorskog fluksa, Ψ_D ;
- izmerena vrednost pozicije rotora (sa optičkog enkodera), θ_R .

Operacije u ovom bloku se izvršavaju sa periodom T_{PWM} , kao i kompletni diskretni deo konture strujne regulacije.

5.2 Current PI regulator

Strujni regulator je načinjen primenom teorije unutrašnjeg modela (*Internal Model Control*). Realizovan je u inkrementalnoj formi i pored proporcionalnog i integralnog dejstva, sadrži i ukršteno integralno dejstvo između grana d i q , čije je pojačanje jednako proizvodu

proporcionalnog pojačanja i sinhronne brzine (Slika 5.2). Na ovaj način je postignuto raspregnuto upravljanje statoskom strujom između d i q ose.



Slika 5.2 Modul 'Current PI regulator'

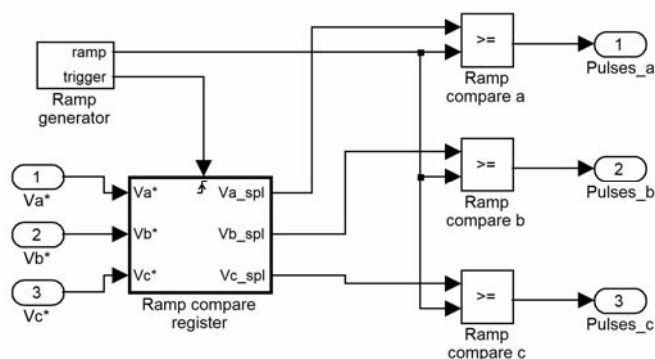
Perioda konture strujne regulacije je $T_{PWM} = 1/f_{PWM} = 10^{-4} s$, i može se menjati m-datotekom za zadavanje parametara.

Ulazi bloka su:

- strujne reference, i_d^* i i_q^* ;
- izmerene vrednosti struja, i_d i i_q ;
- sinhrona brzina, ω_{dq} , za potrebu ukrštenog integralnog delovanja.

Izlazi bloka su naponske reference, u_d^* i u_q^* .

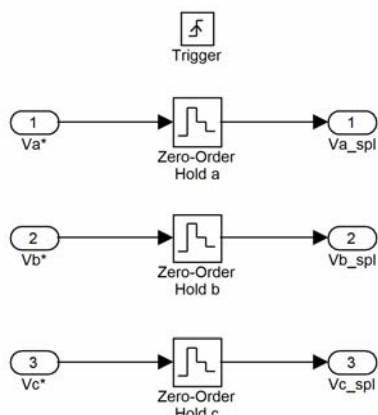
5.3 PWM



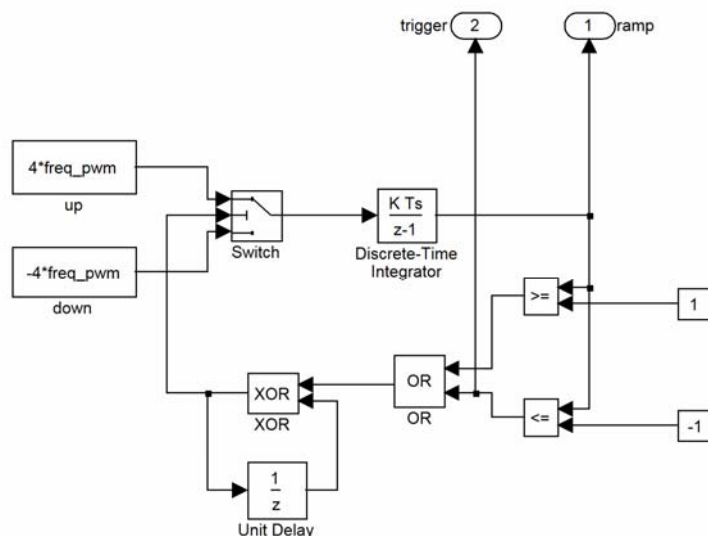
Slika 5.3 Modul 'PWM'

U bloku 'PWM' (Slika 5.3) izvršava se impulsno-širinska modulacija. Na osnovu referenci za statoske fazne napone (v_a^* , v_b^* , v_c^*), generišu se upravljački impulsi za trofazni naponski inverter ($pulses_a$, $pulses_b$, $pulses_c$). Naponske reference se sa periodom T_{PWM}

odabiraju i smeštaju u registar (Slika 5.3.1). Sadržaj ovog registra poredi se sa rampom sa dvostrukim nagibom (Slika 5.3.2). Perioda rampe je T_{PWM} , a amplituda je jednaka jedinici.



Slika 5.3.1 Modul 'Ramp compare register'

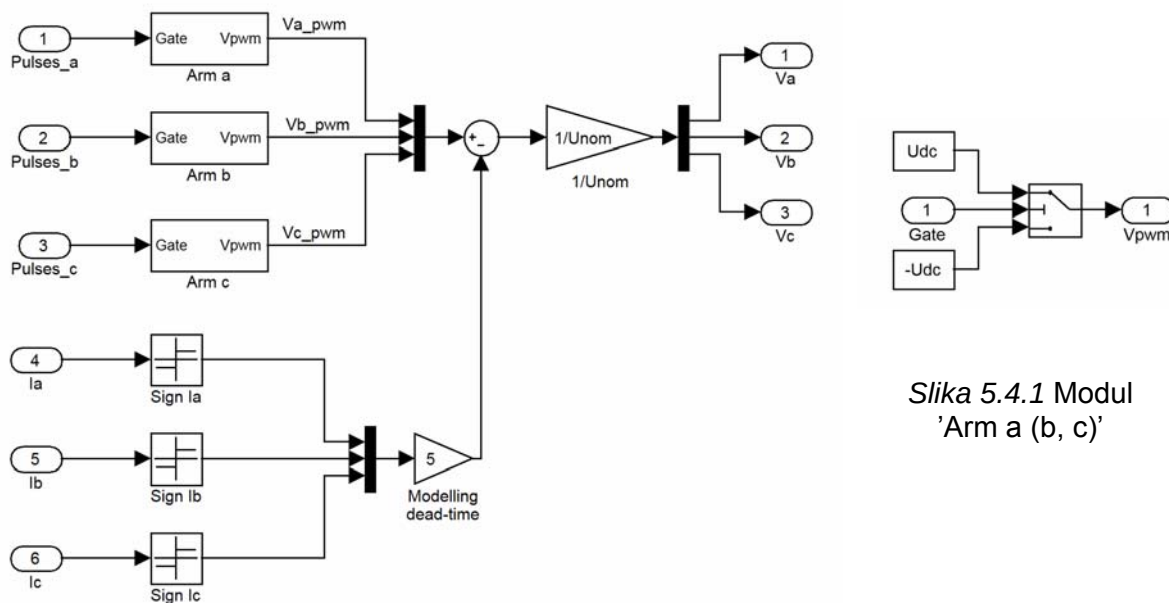


Slika 5.3.2 Modul 'Ramp generator'

5.4 Inverter

Blok 'Inverter' (Slika 5.4) predstavlja trofazni naponski inverter. Ulazni signali ($Pulses_a/b/c$) uključuju i isključuju odgovarajuće prekidače na granama mosta (Slika 5.4.1). U ovom bloku je modelovano i 'mrtvo vreme' invertora korišćenjem izraza:

$$U_{arez} = U_{a\,pwm} - 5V \cdot \text{sgn}(I_a).$$



Slika 5.4 Modul 'Inverter'

Slika 5.4.1 Modul 'Arm a (b, c)'

5.5 Motor

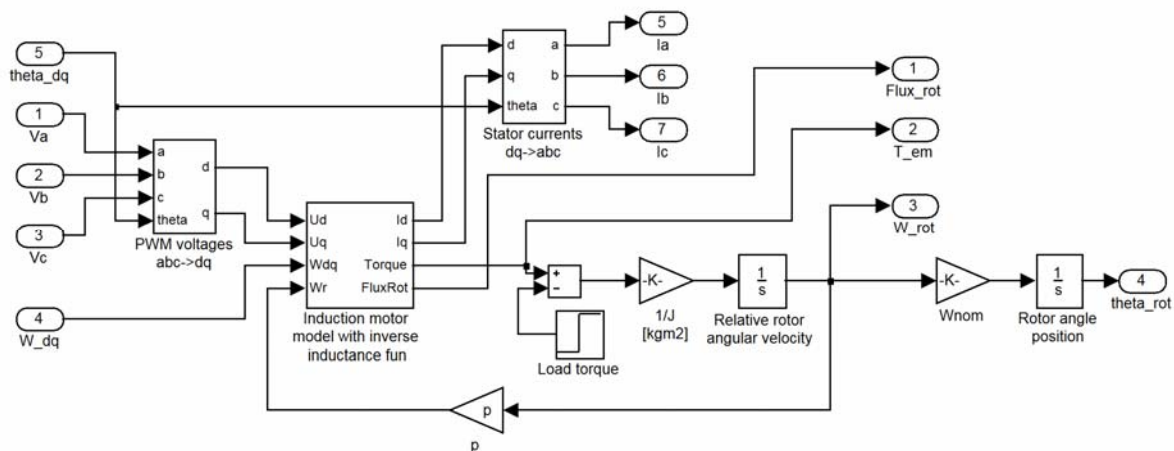
Ovaj blok predstavlja objekat upravljanja, trofazni asinhroni motor (Slika 5.5). Međutim, motor je modelovan u dq koordinatnom sistemu, pa je neophodno izvršiti konverziju odgovarajućih električnih veličina između abc i dq sistema.

Ulazne veličine ovog modula su:

- Naponi V_a , V_b i V_c sa naponskog invertora. Njih je neophodno transformisati u odgovarajuće napone u dq sistemu primenom direktne Klarkove i Parkove transformacije;
- Sinhrona brzina ω_{dq} , koja je potrebna za model motora u dq sistemu;
- Ugaona pozicija rotorskog fluksa θ_{dq} , potrebna za direktnu i inverznu Parkovu transformaciju.

Izlazne veličine su:

- Statorske struje I_a , I_b i I_c , dobijene inverznom Klarkovom i Parkovom transformacijom struja I_d i I_q ;
- Rotorski fluks $Flux_rot$;
- Elektromagnetni moment T_em ;
- Ugaona brzina rotora ω_{rot} , kao rešenje Njutnove jednačine (3.16) ;
- Pozicija rotora $\theta_{rot} = W_{nom} \int \omega_{rot} [p.u.] dt$.

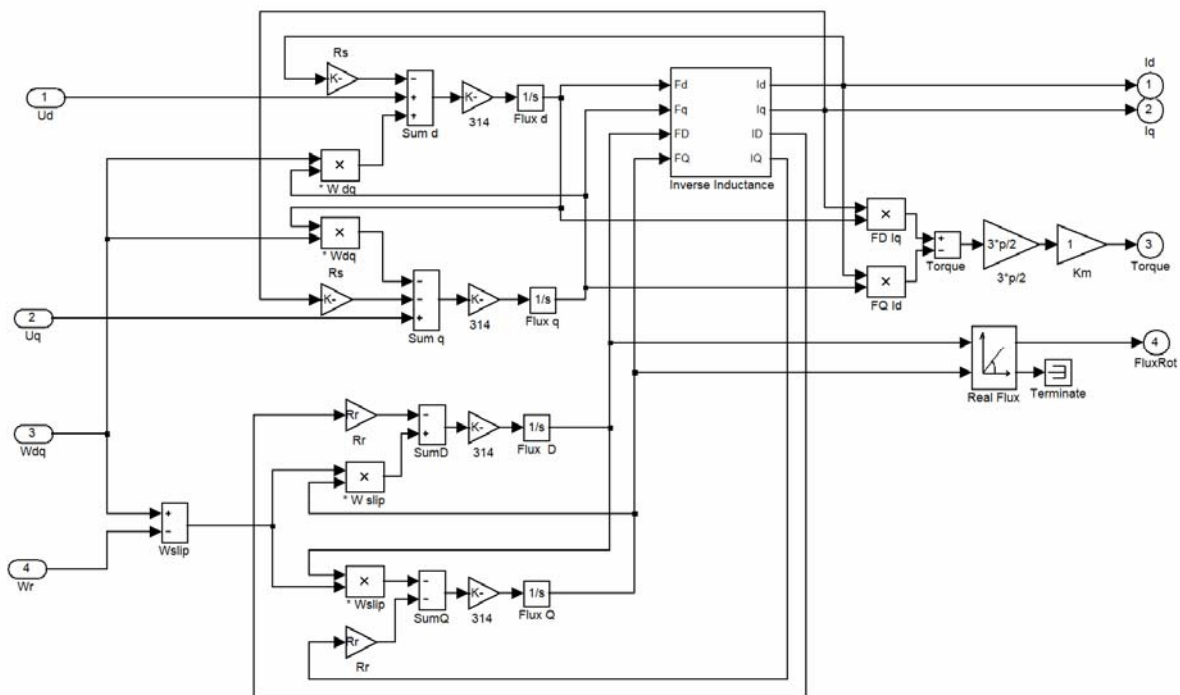


Slika 5.5 Modul 'Motor'

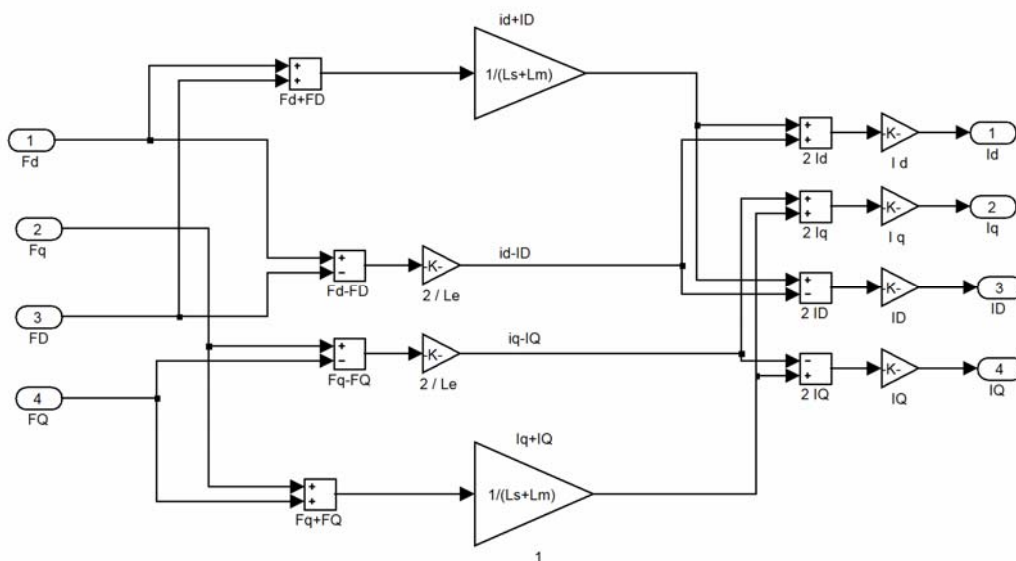
Na Slici 5.5.1 predstavljen je model motora u dq koordinatnom sistemu. Veza između električnih i magnetnih veličina statora i rotora data je jednačinama naponskog balansa (3.5 – 3.8).

Statorske i rotorske struje dobijaju se od flukseva iz bloka 'Inverse inductanse' korišćenjem jednačina 3.11 – 3.14.

Elektromagnetni moment se dobija iz izraza 3.15, ali ga je neophodno pomnožiti sa faktorom $K_m = \frac{0.92}{\eta \cos \varphi}$ zbog svođenja na relativne jedinice i uzimanja u obzir magnetnih gubitaka i trenja u motoru.



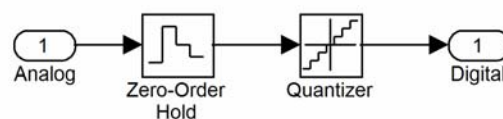
Slika 5.5.1 Modul 'Induction Motor Model with Inverse Induction Fun'



Slika 5.5.2 Modul 'Inverse Inductance'

5.6 A/D converter (Optical encoder)

Da bi se realizovale indirektna vektorska kontrola i strujna regulacija, potrebno je izmeriti statorske struje A/D konvertorom i poziciju rotora optičkim enkoderom. Oba merna modula imaju istu strukturu: kolo zadržke nultog reda i kvantizator.

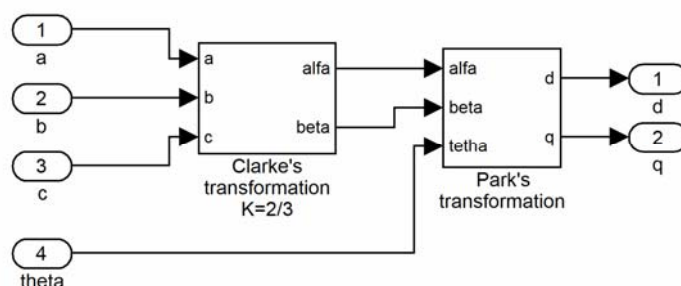


Slika 5.6 Modul 'A/D converter' ('Optical encoder')

A/D konverzija signala sa strujnih senzora (prethodno propuštenih kroz niskopropusni analogni filter, čija se vreneska konstanta zadaje preko m-datoteke) ima sledeće parametre: učestanost odabiranja iznosi $f_{PWM} = 10^4 \text{ Hz}$, a rezolucija je podesiva putem m-datoteke. Tačnije, zadaje se broj (N) bita A/D konvertora, što znači da kvantizacioni interval iznosi $\Delta = 2^{-(N-1)}$, jer je nulti bit – bit znaka.

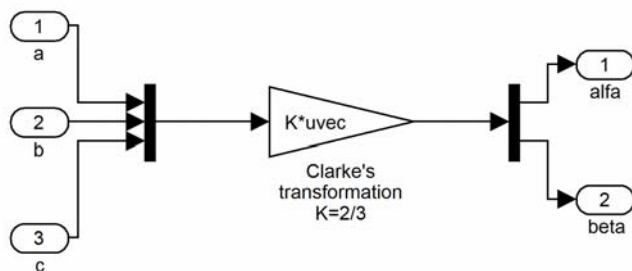
Princip očitavanja ugaone pozicije je sličan: sa periodom od $T_{PWM} = 1/f_{PWM} = 10^{-4} \text{ s}$ očitava se sadržaj brojača na čiji ulaz je dovedena povorka impulsa sa optičkog enkodera koji ima 1024 impulsa po punom krugu. Sadržaj brojača pomnožen za $2\pi/1024$ (interval kvantizatora) predstavlja poziciju rotora u radianima.

5.7 Currents/Voltages ABC to DQ

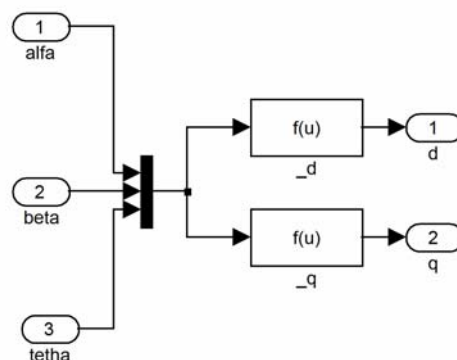


Slika 5.7 Modul 'Currents/Voltages ABC to DQ'

Ovaj blok, prikazan na Slici 5.7, koristi se za prebacivanje električnih veličina iz stacionarnog trofaznog sistema u sinhroni dq koordinatni sistem. Prvo se izvršava Klarkova transformacija sa invarijantnošću po amplitudama električnih veličina ($K = 2/3$), što je opisano matricnom jednačinom 3.1. Zatim se stacionarni $\alpha\beta$ sistem transformiše u rotirajući dq sistem primenom Parkove transformacije (3.2).



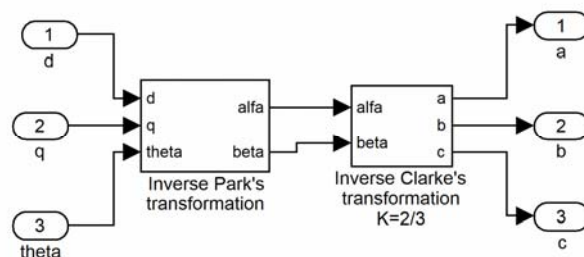
Slika 5.7.1 Modul 'Clarke's transformation'



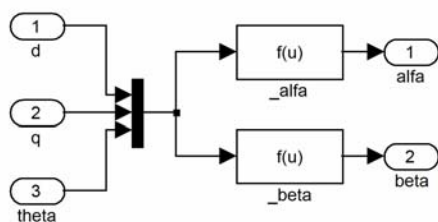
Slika 5.7.2 Modul 'Park's transformation'

5.8 Currents/Voltages DQ to ABC

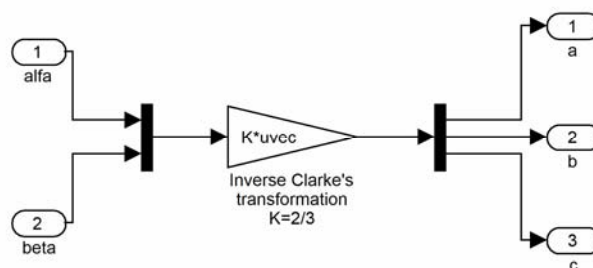
Ovaj blok, prikazan na Slici 5.8, koristi se za prebacivanje električnih veličina iz sinhronog dq koordinatnog sistema u stacionarni trofazni sistem, vezan za statorsche namotaje. Prvo se izvršava inverzna Parkova transformacija, $dq \rightarrow \alpha\beta$ (Slika 5.8.1, jednačina 3.3), a zatim inverzna Klarkova transformacija sa invarijantnošću po amplitudama električnih veličina ($K = 2/3$), što je opisano matricnom jednačinom 3.4 (Slika 5.8.2)



Slika 5.8 Modul 'Currents/Voltages DQ to ABC'



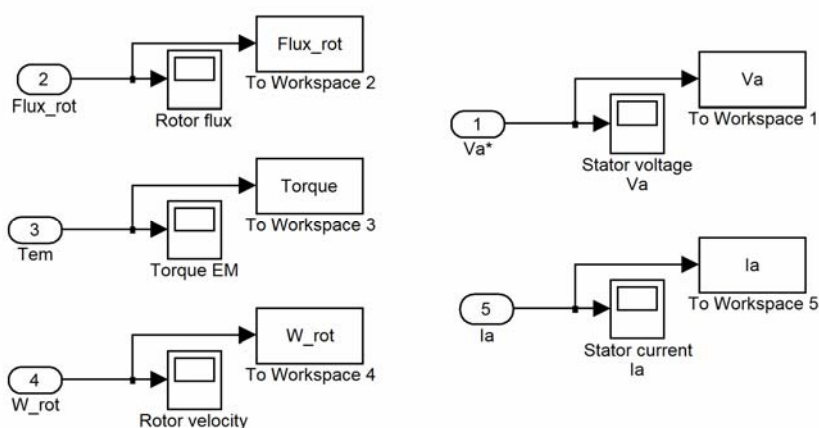
Slika 5.8.1 Modul
'Inverse Park's transformation'



Slika 5.8.2 Modul
'Inverse Clarke's transformation'

5.9 Scopes

Ovaj blok (Slika 5.9) se koristi za trenutno prikazivanje karakterističnih vremenskih dijagrama, kao i za čuvanje rezultata simulacije u vidu struktura sa vemenom. Veličine koje su ovde uzete u obzir su elektromagnetni moment, rotorski fluks, brzina rotora i po jedna statorska struja i napon.



Slika 5.9 Modul 'Scopes'

6 M-DATOTEKA ZA UNOŠENJE PARAMETARA

Parametri za motor, strujnu regulaciju i vektorsku kontrolu zadaju se pokretanjem m-datoteke *Parametri_modela.m*.

U prvom delu se definišu parametri samog motora: otpornosti i induktivnosti (sopstvene i međusobne) statorskih i rotorskih namotaja, nominalne vrednosti struje, napona, snage, momenta i klizanja motora. Sve veličine su date u relativnim jedinicama [p.u]. Podaci su uzeti iz kataloga za 4-polni motor Sever ZK132, 7.5kW .

Dalje se definišu parametri sistema kao što su: napon napajanja trofaznog invertora, vremenska konstanta strujnog filtera, broj bita A/D konvertora, kao i perioda sistema strujne regulacije, pa i korak simulacije kompletnog modela.

Na kraju se, pozivanjem m-datoteke *search*, pretražuje određeni deo (p, i) ravni, gde su p i i (3.31) relativno proporcionalno i integralno pojačanje strujnog regulatora. Za sve parove $p-i$, pozivom funkcije *radici* određuje se karakteristični polinom konture strujne regulacije (3.30) i njegovi koreni. Onda se poziva funkcija *performa* u kojoj se, na osnovu polova sistema i unapred definisane kriterijumske funkcije, određuje povoljnost položaja polova. Krajnji rezultat pretrage je par pojačanja $p-i$ za koji karakteristični polinom ima najbolji raspored polova i, samim tim, najkvalitetniji odziv na step-funkciju, koji se na kraju i prikazuje na grafiku. Konačno, od relativnih pojačanja, dobijaju se pravi koeficijenti proporcionalnog, integralnog i ukrštenog dejstva: $k_p = p / \beta$, $k_I = i / \beta$ i $k_C = k_p$ (3.31).

Nakon izvršene simulacije, pokretanjem m-datoteke *za_prikaz_slika*, dobijaju se vremenski grafici veličina koje su u toku simulacije sačuvane u radom prostoru: elektromagnetni moment, rotorski fluks, brzina rotora i po jedna statorska struja i statorski napon (faza 'a').

7 PODEŠAVANJE PARAMETARA SIMULACIJE

Sistem sadrži i kontinualne (motor, strujni filteri) i diskretne module (procesor – vektorska kontrola, strujni regulator, impulsno-širinska modulacija). Zbog kontinualnih modula, potrebno izabrati što manji korak simulacije. Vektorska kontrola, strujni regulator, A/D konverzija izvršavaju se sa periodom $T_{PWM} = 10^{-4} s$. Međutim, od koraka simulacije, u velikoj meri zavisi izgled rampe za impulsno-širinsku modulaciju. Ako se za korak simulacije izabere, na primer, $T_s = 2 \cdot 10^{-5} s$, jedna strana rampe (sa dvostrukim nagibom) imaće samo 10 'stepenika' na intervalu od -1 do 1 , što se direktno odražava na kvalitet PWM-a, jer se na taj način preko naponskog invertora može zadati samo 10 različitih srednjih vrenosti statorskog napona na nivou periode PWM-a. Pri tako velikom koraku, rezultati simulacije su takvi da pri zadatoj vrednosti momenta $T_{em}^* = 0$ postoje oscilacije momenta amplitude oko $0.2[p.u.]$. Zbog toga, korak simulacije mora biti manji. Tek pri $T_s = 10^{-6} s$ oscilacije merenog momenta prestaju (ili imaju amplitudu manju od $0.01[p.u.]$). Dalje smanjenje koraka dovelo bi do značajnog produženja trajanja (već previše velikog) simulacije.

Dakle, simulacija se vrši sa fiksnim korakom simulacije $T_s = 10^{-6} s$, a metoda koja je izabrana za rešavanje diferencijalnih jednačina kontinualnog dela sistema je Euler-ova "ode1". Pri promeni metode, nije primećena značajna promena ni u brzini ni u tačnosti simulacije.

Trajanje simulacije je podešeno na 2.5 sekundi. Referenca rotorskog fluksa je zadata u obliku konstante sa parametrom FD koji se zadaje preko m-datoteke (da bi se uočio uticaj promene ovog parametra na odziv momenta). Posle vremena od $t = 1s$, fluks dostiže referentnu vrednost, pa se nakon tog trenutka može zadati referenca elektromagnetnog momenta, koja ima oblik step-funkcije. U trenutku $t = 1s$ zadaje se $T_{em}^* = 1[p.u.]$, a u $t = 1.5s$ se zadaje $T_{em}^* = 0.5[p.u.]$. U trenutku $t = 2s$ počinje da deluje moment opterećenja

$T_{load} = 1[p.u.]$. Za potrebe simulacije, koeficijent $K_m = \frac{0.92}{\eta \cos \varphi}$ kojim se množi

elektromagnetni moment postavljen je na vrednost 1, da bi se lakše pratio odziv momenta, konkretno - greška u stacionarnom stanju.

8 PRIMER KORIŠĆENJA MODELA

Na sledećim graficima su prikazani snimici fluksa i momenta pri nekoliko simulacija modela IFOC_IREG. Pri svim simulacijama, parametri strujnog regulatora su isti, s tim što je u poslednjoj simulaciji prikazan odziv momenta i fluksa pri ukinutom ukrštenom integralnom dejstvu. Nakon pokretanja m-datoteke *Parametri_modela.m*, dobijene su sledeće vrednosti relativnih pojačanja strujnog regulatora $p = 0.225$, $i = 0.0255$, pri pretraživanju dela (p, i) ravni $0 \leq p \leq 0.3$, $0 \leq i \leq 0.03$. Njima odgovarajuća pojačanja diskretnog PI regulatora su (3.31) $k_p = 1.0428$, $k_i = 0.1182$, $k_c = k_p$ (ukršteno integralno dejstvo, koje se još množi sa sinhronom brzinom – Slika 5.1). Pri tim pojačanjima, polovi karakterističnog polinoma konture strujne regulacije su: $z_1 = 0.715$, $z_{23} = 0.707 \pm 0.058i$.

U ovim simulacijama menjane su vrednosti reference fluksa, kao i broja pari polova mašine. Referenca za moment je ista u svim slučajevima i zadata je na način opisan u prethodnom poglavlju. Što je referenca za fluks veća, veća je i referenca struje i_d^* (3.21), a manja referenca za i_q^* (3.18). Zbog obe činjenice, klizanje je pri većim vrednostima fluksa manje, i obrnuto (3.22). To čini da je odziv fluksa, a samim tim i momenta, više oscilatoran sa većim vrednostima klizanja, odnosno, sa manjim referencama rotorskog fluksa. Razlog za ovu činjenicu nalazi se u diferencijalnim jednačinama koje opisuju vezu između rotorskog fluksa i statorskih struja, odnosno njihovih referenci:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Psi_D + \frac{1}{T_R} \Psi_D - \omega_k \Psi_Q &= \frac{1}{T_R} L_m i_d^* , \\ \frac{d}{dt} \Psi_Q + \frac{1}{T_R} \Psi_Q + \omega_k \Psi_D &= \frac{1}{T_R} L_m i_q^* , \end{aligned}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_D \\ \Psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_R} & \omega_k \\ -\omega_k & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_D \\ \Psi_Q \end{bmatrix} + \frac{L_m}{T_R} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_R} & \omega_k \\ -\omega_k & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix}.$$

Karakteristični polinom glasi: $\det(sI - A) = s^2 + \frac{2}{T_R} s + \frac{1}{T_R^2} + \omega_k^2$.

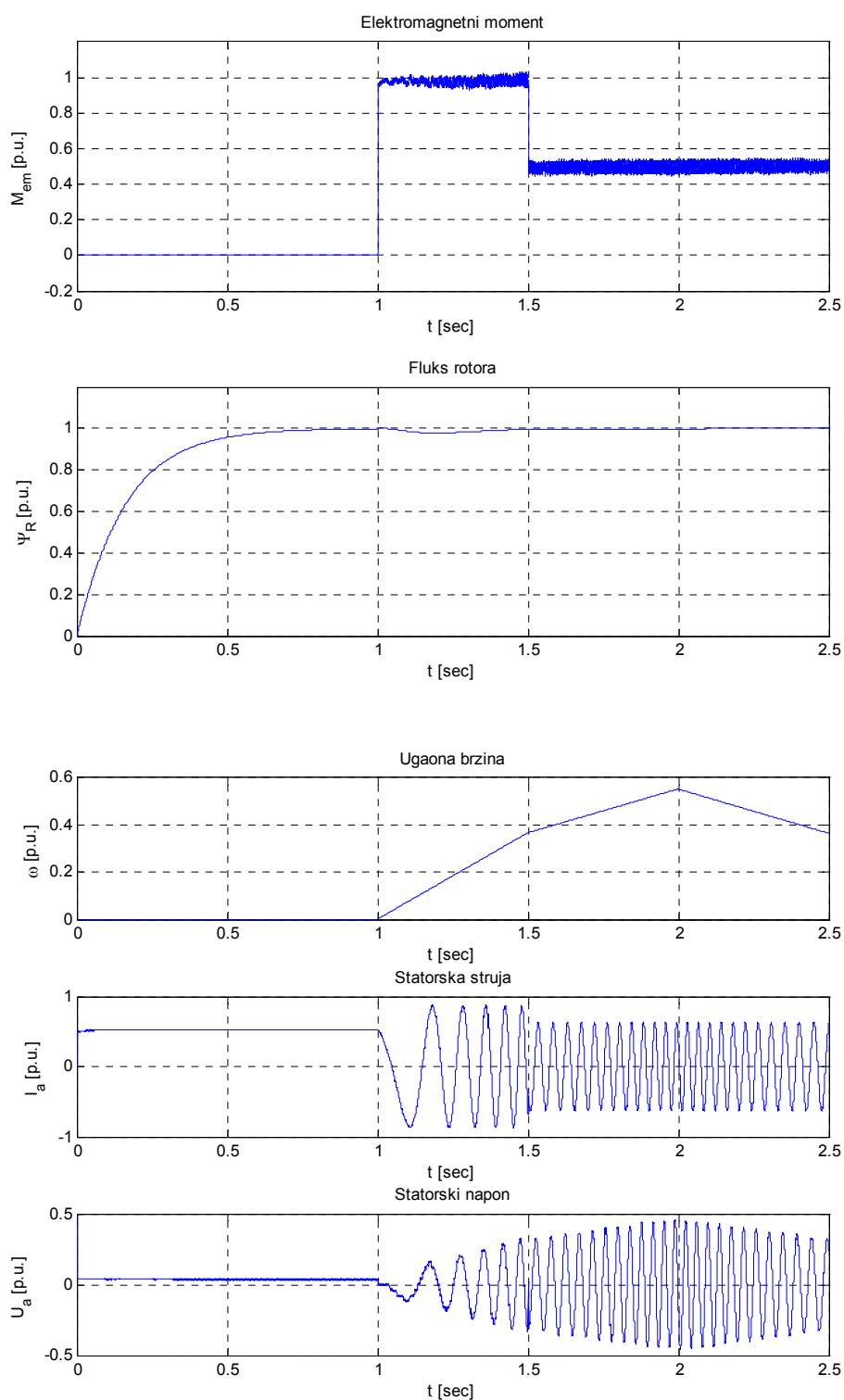
Polovi sistema (koreni karakterističnog polinoma) su $s_{12} = -\frac{1}{T_R} \pm j\omega_k$.

Uzmimo u razmatranje dvopolnu mašinu, $p = 1$. Ako je referenca za fluks $\Psi_D^* = 1[p.u.]$, a za moment $M_{em}^* = 1$. iz 3.18 dobijamo da je $i_q^* = 0.696$. Iz 3.21 se dobija $i_d^* = 0.522$, a iz 3.22 se dobija vrednost klizanja $\omega_k = 2.67 \cdot 10^{-2}$. Sada se može izračunati faktor prigušenja sistema: $\zeta = \frac{1/T_R}{\sqrt{\omega_k^2 + 1/T_R^2}} = 0.6$. Snimak momenta i fluksa je prikaza na Slici 8.1.

$$\zeta = \frac{1/T_R}{\sqrt{\omega_k^2 + 1/T_R^2}} = 0.6.$$

Ako se referenca fluksa smanji na $\Psi_D^* = 0.5[p.u.]$, dobija se $\omega_k = 10.67 \cdot 10^{-2}$ i $\zeta = 0.184$. Na Slici 8.3 se vidi oscilatoran odziv fluksa i momenta, koji je posledica značajno smanjenog faktora prigušenja.

1. $\Psi_D^* = 1[p.u.]$, $p = 1$

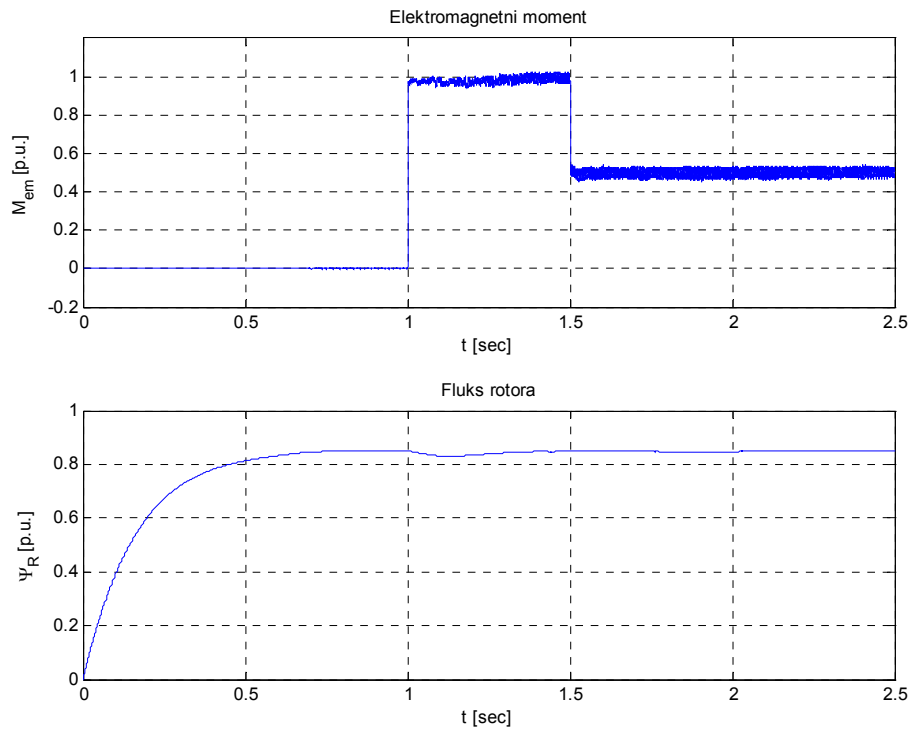


Slika 8.1

Sa ovih grafika mogu se uočiti sledeće karakteristične pojave:

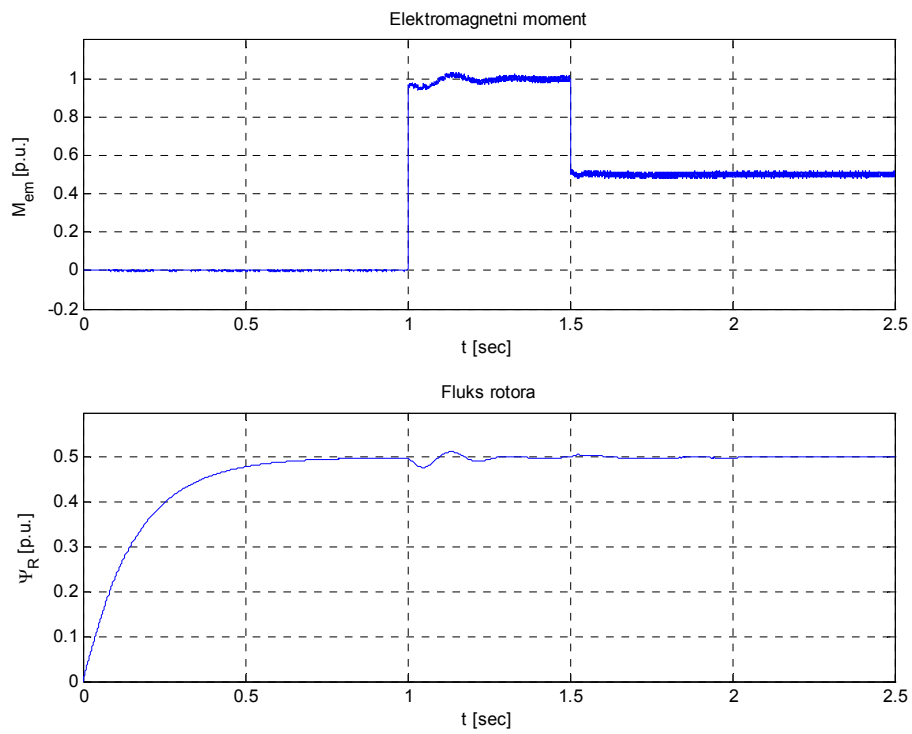
- pri konstantnoj referenci momenta, konstantna je amplituda statorskih struja;
- odnos amplitude i učestanosti statorskog napona je konstantan (srazmeran fluksu);
- učestanost električnih veličina je približno srazmerna brzini rotora;
- dok je referenca za moment jednaka nuli (uspostavlja se rotorski fluks), struja i napon su vremenski konstantne veličine.

2. $\Psi_D^* = 0.85[p.u.]$, $p = 1$



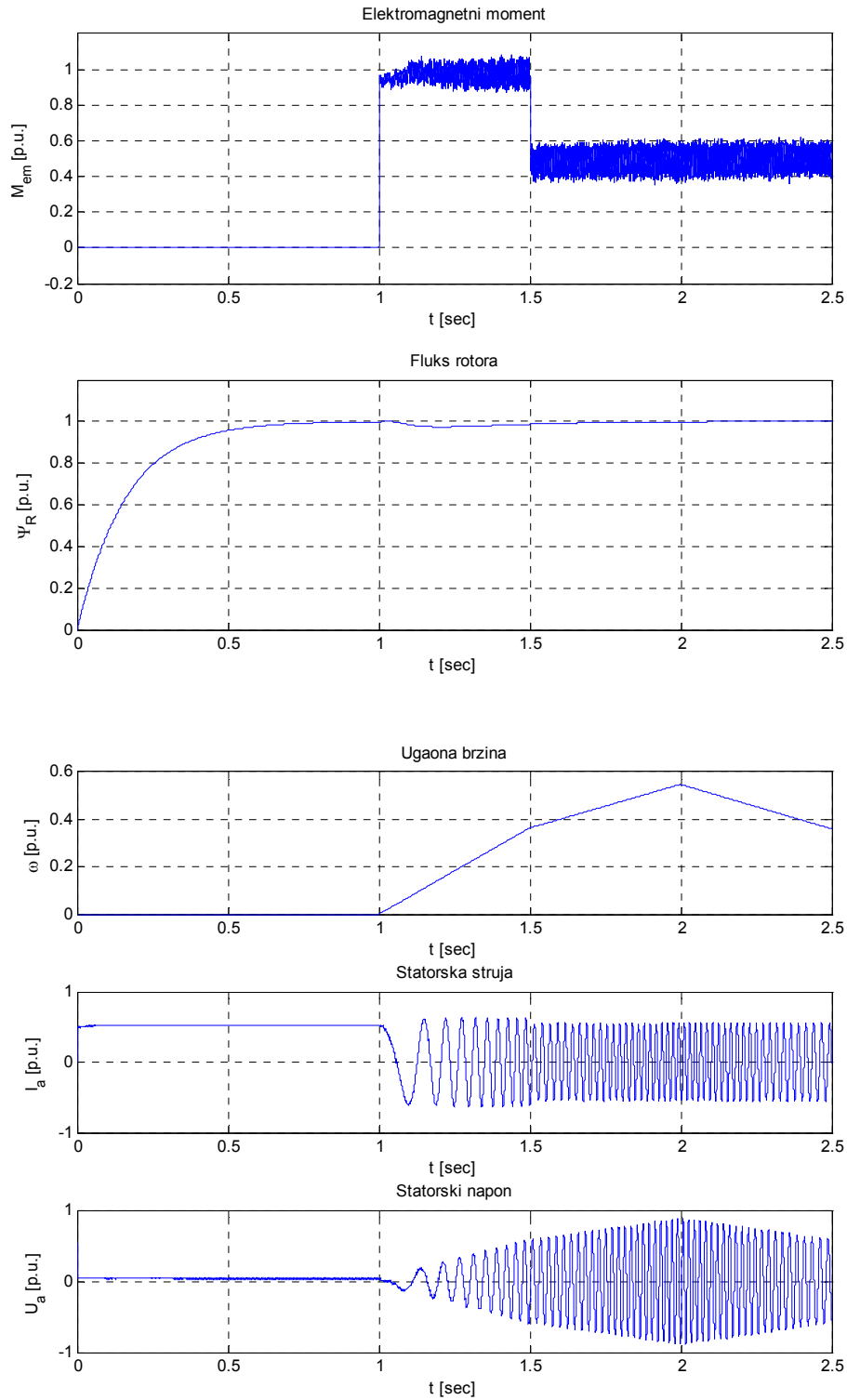
Slika 8.2

3. $\Psi_D^* = 0.5[p.u.]$, $p = 1$



Slika 8.3

4. $\Psi_D^* = 1[p.u.]$, $p = 2$

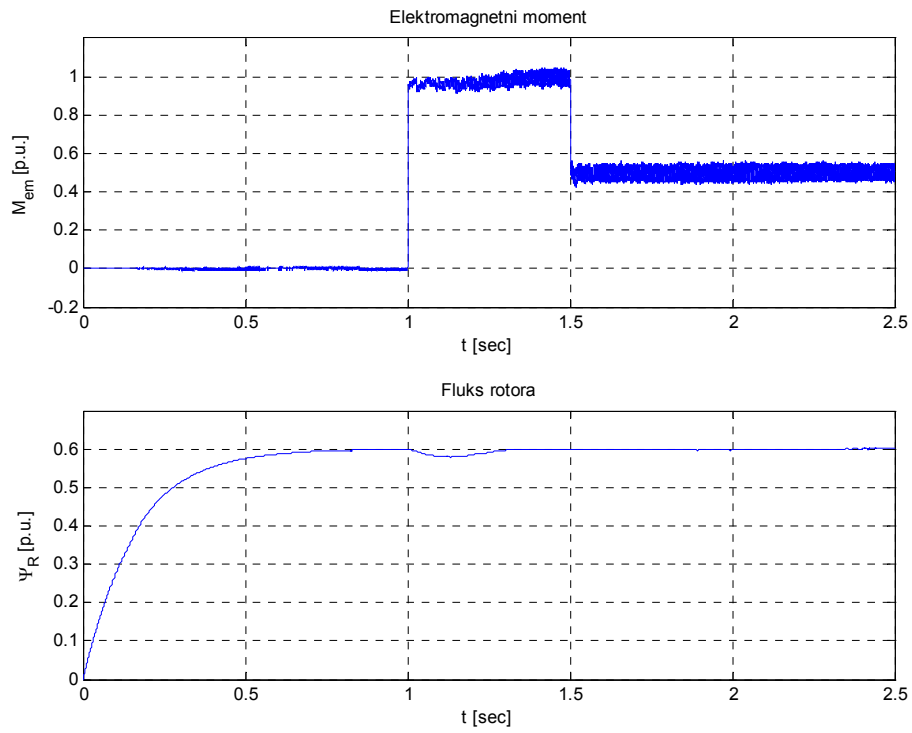


Slika 8.4

Ova simulacija je urađena za mašinu sa dva para polova, $p = 2$. Reference za fluks i moment su jednake jedinici. Kada se snimci uporede sa prvom simulacijom (Slika 8.1), mogu se uočiti sledeće razlike:

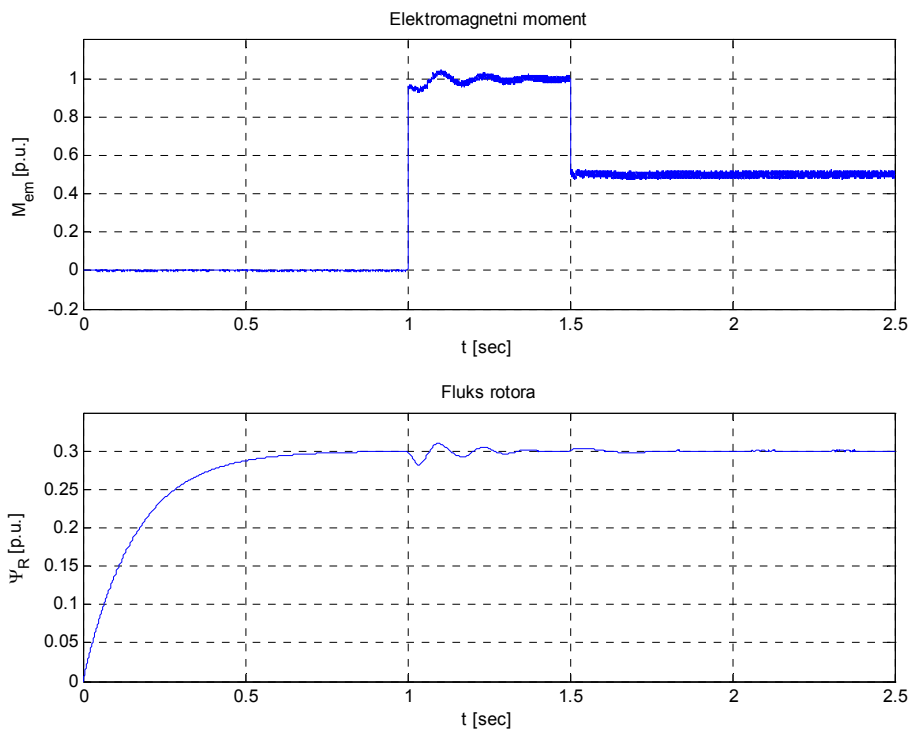
- približno duplo veća učestanost električnih veličina;
- niža vrednost statorske struje, zbog jednakosti 3.18;
- viša vrednost statorskog napona, zbog jednake snage ($P = M\omega$) i $U_S / \omega_S \sim \Psi_R = 1$.

5. $\Psi_D^* = 0.6[p.u.]$, $p = 2$



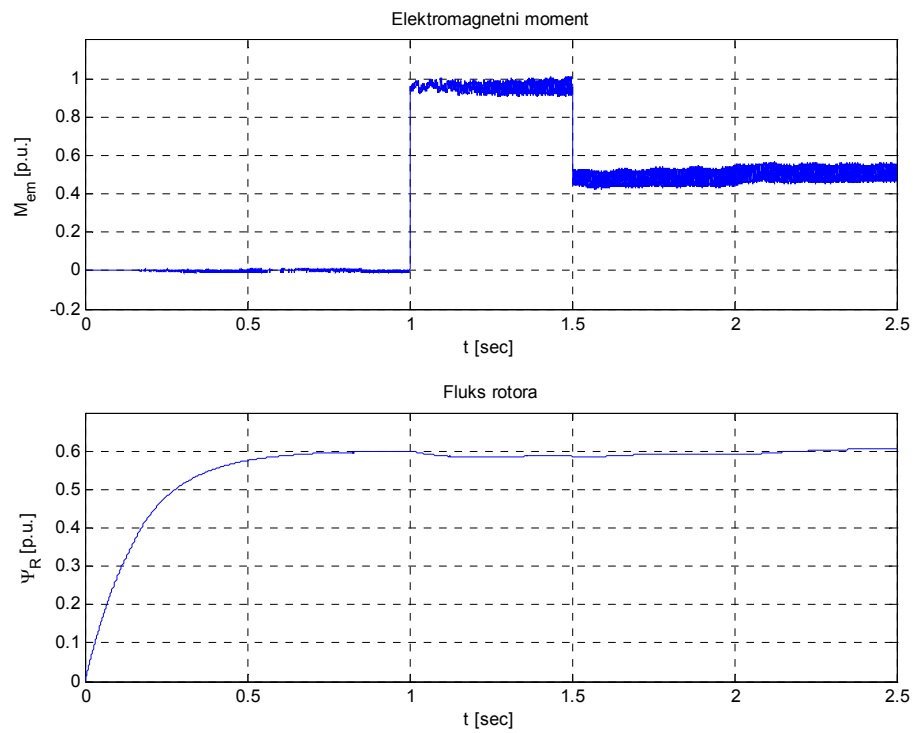
Slika 8.5

6. $\Psi_D^* = 0.3[p.u.]$, $p = 2$



Slika 8.6

7. $\Psi_D^* = 0.6[p.u.]$, $p = 2$, $k_C = 0$



Slika 8.7

Kada se ukine unakrsno integralno dejstvo, očigledan je lošiji odziv momenta i fluksa (Slika 8.5). Lako je uočljiva greška u stacionarnom stanju.