

LABORATORIJSKA VEŽBA

Ispitivanje dinamičkih svojstava digitalno regulisanog brzinskog servomehanizma putem računarskih simulacija

Beograd, 2000.

SADRŽAJ

	Strana
1. Uvod	
2. Zadatak	
3. Teorijski osnovi	
3.1 Komponente brzinskog servomehanizma	
3.2 Mehanički podsistem	
3.2.1 Modelovanje mehaničkog podsistema u SIMULINK-u	
3.3 Električni podsistem	
3.3.1 Modelovanje električnog podsistema u SIMULINK-u	
3.3.2 Kašnjenje električnog podsistema	
3.4 Davač	
3.4.1 Optički enkoder	
3.4.2 Modelovanje optičkog enkodera u SIMULINK-u	
3.4.3 Elektromagnetni rezolver sa sinhrokonvertorom	
3.4.4 Modelovanje sinhrokonvertora u SIMULINK-u	
3.4.5 Kašnjenje sinhrokonvertora	
3.5 Blok za merenje brzine	
3.5.1 Modelovanje bloka za merenje brzine u SIMULINK-u	
3.6 Regulator brzine	
3.6.1 Izbor upravljačke strukture regulatora brzine	
3.6.2 Modelovanje regulatora brzine u SIMULINK-u	
3.7 Optimalno podešavanje parametara regulatora brzine	
4. Priprema za vežbu	
4.1 SIMULINK model A.mdl	
4.2 SIMULINK model B.mdl	
4.3 SIMULINK model C.mdl	
5. Izveštaj	
6. Primer dobijenih rezultata	

1. Uvod

Vežba je namenjena studentima koji pohađuju nastavu iz predmeta Mikroprocesorsko upravljanje elektromotornim pogonima (TE5MUE). Cilj vežbe je da se putem računarskih simulacija ispituju dinamička svojstva digitalno regulisanog brzinskog servomehanizma. Kroz niz od 9 simulacionih eksperimenata analizira se uticaj parametara sistema i regulatora na karakter i tačnost regulisane brzine i robusnost sistema na dejstvo poremećaja.

Pre pristupanja vežbanju, preporučuje se da student pročita poglavlja 6 i 7 dokumenta http://galeb.etf.bg.ac.yu/epp/mpu_emp/dokt/asmotpos.htm (Projektovanje adaptivnog mikroprocesorskog upravljanja brzinom i pozicijom asinhronog motora) kao i rad <http://kiklop.etf.bg.ac.yu/~web1/te5mue/designof.pdf> (M. R. Stojic, S. N. Vukosavic: "Design of microprocessor-based system for positioning servomechanism with induction motor", IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol. 38, No. 5, October 1991, pp 369-378)

Vežba je organizovana u pet poglavlja.

Uvodne napomene date su u prvom poglavlju.

U drugom poglavlju, naznačen je zadatak vežbe.

U trećem poglavlju, dati su teorijski osnovi neophodni za razumevanje i uspešnu realizaciju vežbe. Prikazana je strukturna sinteza digitalno regulisanog brzinskog servomehanizma koja uvažava nesavršenosti električnog podsistema, mehaničkog podsistema i senzora za merenje položaja-davača. Svakoj komponenti brzinskog servomehanizma pridružen je odgovarajući SIMULINK model. Dobijeni model digitalne brzinske petlje sa uračunatim kašnjenjem upotrebljen je kao osnova za sprovođenje procedure optimalnog podešavanja parametara regulatora brzine.

U četvrtom poglavlju, opisani su SIMULINK model *A.mdl* i komandna datoteka *startA.m*. Pomenute datoteke biće upotrebljene kao polazna osnova u kreiranju SIMULINK modela *B.mdl* i *C.mdl* i komandnih datoteka *startB.m* i *startC.m*, neophodnih za realizaciju zadataka naznačenih u drugom poglavlju.

U petom poglavlju, date su smernice za formiranje Izveštaja.

Spisak referentne literature dat je u šestom poglavlju.

Za vežbanje je potrebno imati PC računar, programski paket MATLAB (verzija 5.1 i više), modul SIMULINK (Fixed-Point Toolbox) i kolekciju datoteka *A.mdl*, *startA.m* i *trace.m*. Pomenute datoteke su dostupne na WEB site-u:

<http://kiklop.etf.bg.ac.yu/~web1/te5mue/>

ali i serveru KIKLOP u direktorijumu:

<x:\publicwww\nastava\te5mue/>

2. Zadatak

U ovom poglavlju, naznačen je zadatak vežbe. Za vežbanje se koriste SIMULINK modeli *A.mdl*, *B.mdl* i *C.mdl*. Smernice za kreiranje modela *B.mdl* i *C.mdl* date su u Poglavlju 4. Rezultate vežbanja (slike A1-C1 i Tabele A1-C1) treba prikazati u Izveštaju. Smernice za kreiranje Izveštaja date su u Poglavlju 5.

- A) Pokrenuti SIMULINK model *A.mdl* (vidi Poglavlje 4.1).
- A1) Simulirati odziv brzinskog servomehanizma na odskočnu pobudu $\omega_{ref} = 40$ rad/s, pri dejstvu konstantnog momenta opterećenja $T_L = 5$ Nm. Uzeti da dejstvo referentnog ulaza počinje u trenutku $t_1 = 0.01$ s a dejstvo poremećaja u trenutku $t_2 = 0.05$ s. Rezultat simulacije prikazati na sl. A1. Posmatranjem talasnih oblika na sl. A1, odrediti vreme trajanja prelaznog procesa zaletanja i propad brzine pri dejstvu momenta opterećenja. Dobijene vrednosti uneti u Tabelu A1.
- A2) Ponoviti ogled zaletanja iz zadatka A1 za slučaj odskočne pobude $\omega_{ref} = 100$ rad/s. Rezultat simulacije prikazati na sl. A2. Odrediti vreme trajanja prelaznog procesa zaletanja i propad brzine pri dejstvu momenta opterećenja. Dobijene vrednosti uneti u Tabelu A2. Uporediti vrednosti iz Tabele A1 i Tabele A2. Komentarisati dobijene rezultate.
- A3) Simulirati odziv brzinskog servomehanizma na odskočnu pobudu $\omega_{ref} = 40$ rad/s, bez opterećenja. Uzeti da dejstvo referentnog ulaza počinje u trenutku $t_1 = 0.01$. Rezultat simulacije prikazati na sl. A3. Uočiti valovitost pokretačkog momenta. Izračunati u procentima koliko iznosi *peak-to-peak* valovitost momenta Δm [%] u odnosu maksimalno dozvoljenu vrednost momenta $T_{max} = 10$ Nm. Vrednosti parametara regulatora brzine (KP, KI) i izračunatu vrednost (Δm [%]) uneti u Tabelu A3.
- A4) Ne menjajući vrednost parametra KI, odrediti vrednost parametra KP tako da valovitost momenta bude $\Delta m \leq 10$ %. Dobijenu vrednost uneti u Tabelu A4. Za vrednosti parametara regulatora brzine iz Tabele A4, ponoviti ogled zaletanja iz zadatka A3. Rezultat simulacije prikazati na sl. A4.
- A5) Uočiti karakter odziva pokretačkog momenta i brzine na sl. A4. Ne menjajući vrednost parametra KP, odrediti vrednost parametra KI tako da odziv brzine bude kritično prigušen. Dobijenu vrednost uneti u Tabelu A5. Za vrednosti parametara regulatora brzine iz Tabele A5, ponoviti ogled zaletanja iz A3. Rezultat simulacije prikazati na sl. A5.
- B) Polazeći od SIMULINK modela *A.mdl*, načiniti SIMULINK model *B.mdl* tako tako da se umesto optičkog enkodera, kao davač koristi elektromagnetni rezolver sa sinhrokonvertorom, propusnog opsega $f_{bw} = 1$ kHz i rezolucije merenja položaja

12-bita. Uputstvo za kreiranje komandne datoteke *startB.m* i modela *B.mdl* dato je u Poglavlju 4.2.

Pokrenuti SIMULINK model *B.mdl*.

- B1) Simulirati odziv brzinskog servomehanizma na odskočnu pobudu $\omega_{ref} = 40$ rad/s, pri dejstvu konstantnog momenta opterećenja $T_L = 5$ Nm. Uzeti da dejstvo referentnog ulaza počinje u trenutku $t_1 = 0.01$ s a dejstvo poremećaja u trenutku $t_2 = 0.05$ s. Rezultat simulacije prikazati na sl. B1. Posmatranjem talasnih oblika na sl. B1, odrediti vreme trajanja prelaznog procesa zaletanja i propad brzine pri dejstvu poremećaja. Dobijene vrednosti uneti u Tabelu B1.
- B2) Ponoviti ogled zaletanja iz zadatka B1 za slučaj odskočne pobude $\omega_{ref} = 100$ rad/s. Rezultat simulacije prikazati na sl. B2. Odrediti vreme trajanja prelaznog procesa zaletanja i propad brzine pri dejstvu poremećaja. Dobijene vrednosti uneti u Tabelu B2. Uporediti vrednosti iz Tabele A1 i B1 i Tabele A2 i B2. Komentarisati dobijene rezultate.
- C) Polazeći od SIMULINK modela *B.mdl*, načiniti SIMULINK model *C.mdl* koji uvažava elastičnost osovine kojom su spregnuti električna mašina i opterećenje. Parametri mehaničkog podsistema sa elastičnom spojnicom dati su u Tabeli 1.

Tabela 1. Parametri mehaničkog podsistema sa elastičnom spojnicom.

J_m [kgm ²]	F_m [Nms/rad]	K_o [Nm/rad]	J_L [kgm ²]	F_L [Nms/rad]
0.0008	0.002	350	0.0002	0.002

Uputstvo za kreiranje komandne datoteke *startC.m* i modela *C.mdl* dato je u Poglavlju 4.3.

Pokrenuti SIMULINK model *C.mdl*.

- C1) Simulirati odziv brzinskog servomehanizma na odskočnu pobudu $\omega_{ref} = 40$ rad/s, pri dejstvu konstantnog momenta opterećenja $T_L = 5$ Nm. Uzeti da dejstvo referentnog ulaza počinje u trenutku $t_1 = 0.01$ s a dejstvo poremećaja u trenutku $t_2 = 0.05$ s. Rezultat simulacije prikazati na sl. C1. Posmatranjem talasnih oblika na sl. C1, odrediti vreme trajanja prelaznog procesa zaletanja i propad brzine pri dejstvu poremećaja. Dobijene vrednosti uneti u Tabelu C1. Uporediti vrednosti iz Tabele C1 i B1. Komentarisati dobijene rezultate.
- C2) Posmatranjem talasnih oblika na sl. C1, uočiti karakter brzine u procesu zaletanja (kada na sistem deluje referentni ulaz) i pri dejstvu poremećaja. Čime se može objasniti razlika u karakteru prelaznih procesa u ova dva slučaja?

3. Teorijski osnovi

U ovom poglavlju, dati su teorijski osnovi neophodni za razumevanje i uspešnu realizaciju vežbe. Prikazana je strukturna sinteza digitalno regulisanog brzinskog servomehanizma koja uvažava nesavršenosti:

- ☐ Mehaničkog podsistema
- ☐ Električnog podsistema
- ☐ Senzora za merenje položaja-davača.

Svakoj komponenti brzinskog servomehanizma pridružen je odgovarajući SIMULINK model. Dobijeni model digitalne brzinske petlje sa uračunatim kašnjenjem upotrebljen je kao osnova za sprovođenje procedure optimalnog podešavanja parametara regulatora brzine.

Poglavlje 3 sadrži sledeća podpoglavlja:

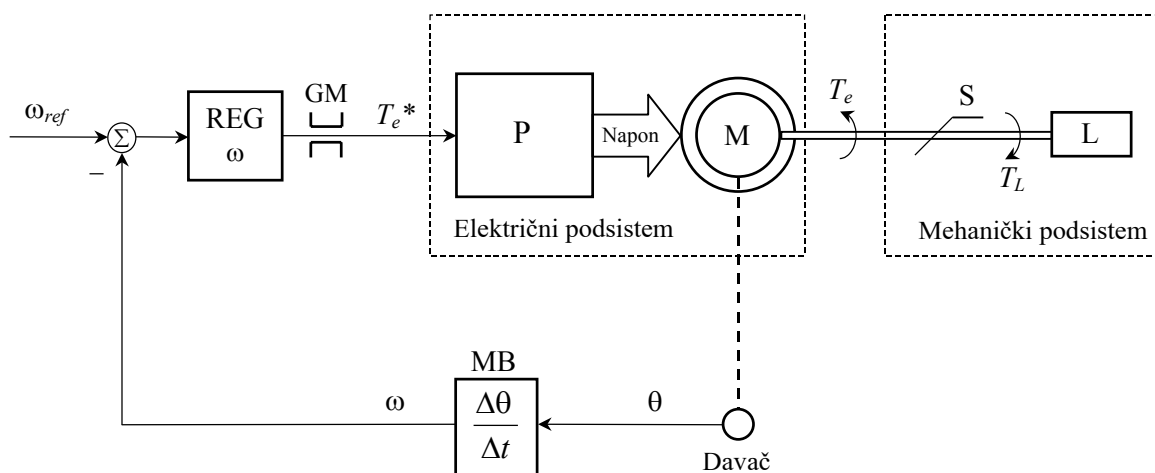
Tema:		Strana
3.1	Komponente brzinskog servomehanizma	5
3.2	Mehanički podsistem	7
3.3	Električni podsistem	11
3.4	Davač	14
3.5	Blok za merenje brzine	19
3.6	Regulator brzine	21
3.7	Optimalno podešavanje parametara regulatora brzine	26

3.1 Komponente brzinskog servomehanizma

Brzinski servomehanizam je regulacioni sistem sa zatvorenom povratnom spregom po brzini koji za izvršni organ koristi električnu mašinu. Njegov zadatak je da obezbedi visoko kvalitetno upravljanje brzinom električne mašine u svim radnim režimima. Pod time se podrazumeva upravljanje koje obezbeđuje željeni karakter brzine u prelaznom režimu, veliku tačnost u ustaljenom stanju i malu osetljivost regulisane brzine na dejstvo poremećaja. Brojne su primene koje zahtevaju ovakvu vrstu kontrole. U industriji, brzinski servomehanizmi se koriste kao izvršni organi u alatnim mašinama, robotskim mehanizmima, manipulatorima, pokretnim trakama, sistemima za grejanje, ventilaciju i klimatizaciju.

Strukturni blok dijagram digitalno regulisanog brzinskog servomehanizma prikazana je na sl. 1. Čine ga:

- **Mehanički podsistem:** Električna mašina (M) koja je elastičnom spojnicom (S) kuplovana sa opterećenjem (L)-najčešće sistem obrtnih masa
- **Električni podsistem:** Pogonski pretvarač (P) i električna mašina (M) kao aktuator elektromagnetnog momenta
- **Davač (D)**-senzor za merenje položaja
- **Blok za merenje brzine (MB)**
- **Regulator brzine (REG)** sa ograničavačem referentnog momenta (GM).



Slika 1. Strukturni blok dijagram digitalno regulisanog brzinskog servomehanizma.

Nomenklatura:

ω_{ref}	referentna brzina
T_e^*	referentni moment
T_e	izlazni moment električne mašine
T_L	moment opterećenja
θ	položaj vratila električne mašine
ω	ugaona brzina obrtanja vratila električne mašine

Pogonski pretvarač (P) generiše napon na priključnim krajevima električne mašine (M) tako da izlazni moment T_e sledi zadati referentni ulaz T_e^* . Preko elastične spojnice (S), izlazni moment T_e se prenosi do opterećenja gde izaziva obrtno kretanje sistema obrtnih masa (L). Pomoću davača (D) meri se položaj osovine motora θ . U bloku za merenje brzine (MB), ova informacije se koristi za procenu ugaone brzine ω . U diskriminatoru greške, referentna ulaz ω_{ref} se poredi sa procenjenom brzinom ω . Dobijeni signal greške vodi se na ulaz regulatora (REG) čije je zadatak da generiše referentni moment T_e^* tako da regulisana brzina prati referentni ulaz.

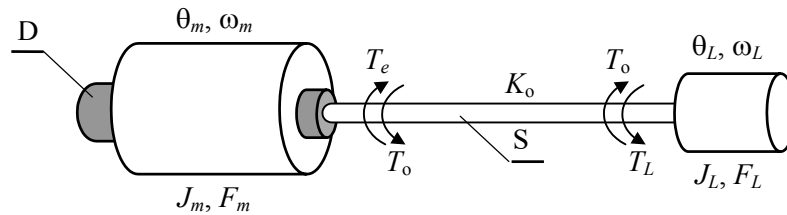
U poglavljima koja slede, izlaže se princip rada komponenti digitalno regulisanog brzinskog servomehanizma uz osvrt na nesavršenosti koje će biti modelovane i uvažene prilikom izbora parametara regulatora brzine.

3.2 Mehanički podsistem

Mehanički podsistem brzinskog servomehanizma čine:

- Električna mašina (M)
- Elastična spojnica (S)
- Opterećenje (L)-najčešće sistem obrtnih masa.

Bez gubitka u opštosti može se uzeti da je spojnica (S)-relativno duga osovina konačne krutosti K_o . U tom slučaju, mehanički podsistem sa elastičnom spojnicom ima izgled kao na sl. 2.



Slika 2. Mehanički podsistem sa elastičnom spojnicom.

Nomenklatura:

J_m, F_m	moment inercije i frikcija električne mašine
ω_m, θ_m	ugaona brzina obrtanja i pozicija vratila na strani električne mašine
T_o	moment osovine
ω_L, θ_L	ugaona brzina obrtanja i pozicija vratila na strani opterećenja
J_L, F_L	moment inercije i frikcija opterećenja

3.2.1 Modelovanje mehaničkog podsistema u SIMULINK-u

Mehanički podsistem prikazan na sl. 2 može se opisati sistemom jednačina:

$$J_m \ddot{\theta}_m = T_e - F_m \omega_m - T_o, \quad (1)$$

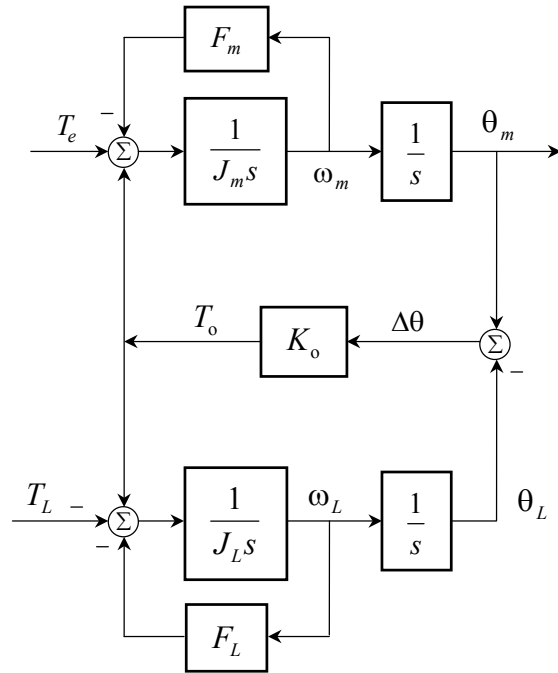
$$J_L \ddot{\theta}_L = T_o - F_L \omega_L - T_L, \quad (2)$$

$$T_o = K_o (\theta_m - \theta_L), \quad (3)$$

gde su,

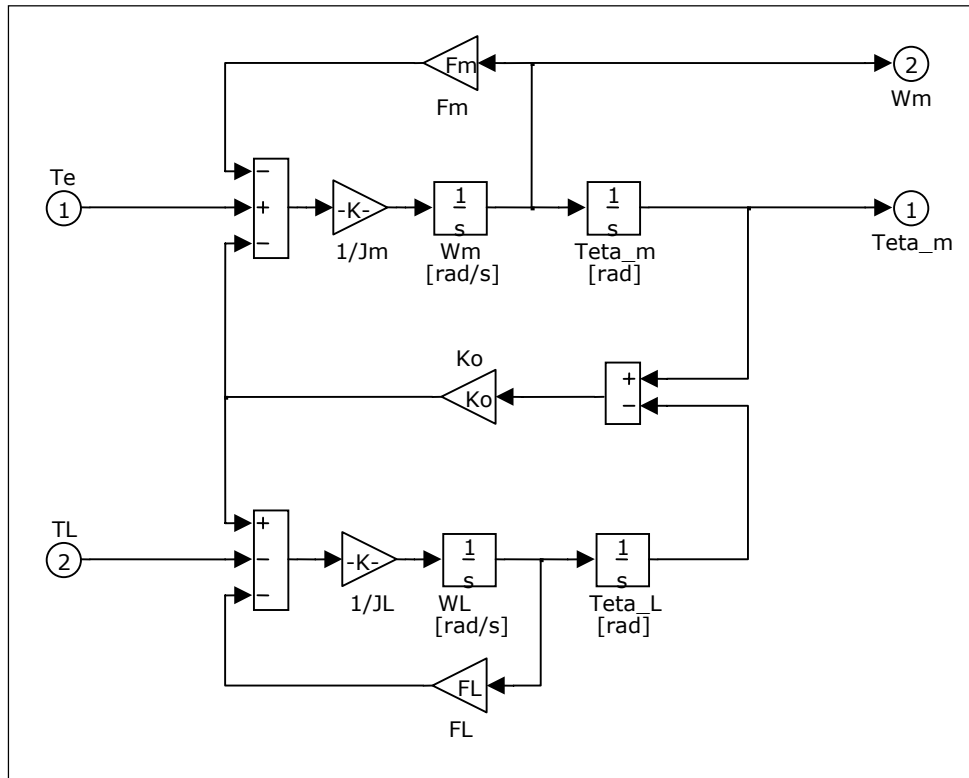
$$\omega_m = \dot{\theta}_m \text{ i } \omega_L = \dot{\theta}_L. \quad (4)$$

Moment osovine T_o na strani električne mašine (M) deluje kao opteretni moment a na strani opterećenja (L), kao pokretački moment. Jednačinama (1)-(4) u s -domenu odgovara struktura prikazana na sl. 3.



Slika 3. Model mehaničkog podsistema sa elastičnom spojnicom.

Strukturi na sl. 3 odgovara SIMULINK model prikazan na sl. 3a.



Slika 3a. SIMULINK model mehaničkog podsistema sa elastičnom spojnicom.

Funkcija prenosa mehaničkog podsistema sa sl. 3, od ulaza T_e do izlaza θ_m pri $T_L = 0$, data je izrazom

$$\frac{\theta_m(s)}{T_e(s)} = \frac{J_L s^2 + F_L s + K_o}{J_L J_m s^4 + (J_L F_m + J_m F_L) s^3 + (J_m K_o + F_m F_L + J_L K_o) s^2 + (F_m + F_L) K_o s}. \quad (5)$$

Ako se zanemari trenje ($F_m = F_L = 0$), izraz (5) postaje

$$\frac{\theta_m(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{(J_m + J_L) s^2} \frac{1 + \frac{J_L}{K_o} s^2}{1 + \frac{J_m J_L}{K_o (J_m + J_L)} s^2}. \quad (6)$$

Funkcija prenosa (6) poseduje par neprigušenih konjugovano-kompleksnih polova

$$p_{1,2} = \pm j \sqrt{(J_m + J_L) K_o / J_m J_L}, \quad (7a)$$

i par neprigušenih konjugovano-kompleksnih nula

$$z_{1,2} = \pm j \sqrt{K_o / J_L}. \quad (7b)$$

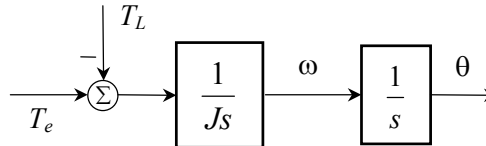
To ukazuje na mogućnost pojave slabo prigušenih oscilacija u trenucima zadavanja nove vrednosti referentnog momenta. Ova pojava je posebno izražena kod brzinskih servomehanizama koji za spregu sa opterećenjem koriste relativno duge osovine i ima izrazito negativno dejstvo na performanse servo pogona.

U slučaju kada je osovina kratka, funkciju prenosa (6) dodatno se može uprostiti. Smenom $K_o \rightarrow \infty$ u (6) dobija se

$$\frac{\theta_m(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{J s^2}, \quad (8)$$

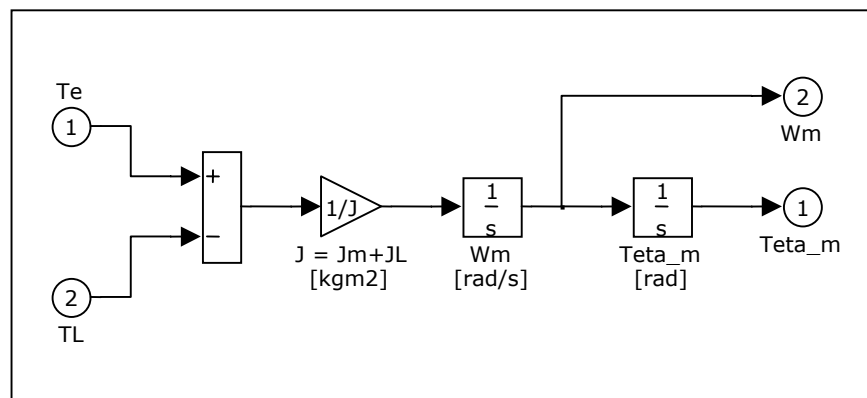
gde je $J = J_m + J_L$, ukupna inercija električne mašine i opterećenja. U opštem slučaju, J uključuje inerciju svih obrtnih delova mehaničkog podsistema.

Izrazu (8) odgovara struktura prikazana na sl. 4.



Slika 4. Model mehaničkog podsistema sa krutom spojnicom.

Strukturi na sl. 4 odgovara SIMULINK model prikazan na sl. 4a (naredna strana).



Slika 4a. SIMULINK model mehaničkog podsistema sa krutom spojnicom.

3.3 Električni podsistem

Električni podsistem brzinskog servomehanizma čine:

- Pogonski pretvarač (P)
- Električna mašina (M) kao aktuator elektromagnetnog momenta.

Pogonski pretvarač (P) generiše napon na priključnim krajevima električne mašine (M) tako da izlazni moment T_e sledi referentni ulaz T_e^* . Sa aspekta brzinske petlje, poželjno je da odskočni odziv izlaznog momenta T_e ima što bržu usponsku ivicu i što manje transportno kašnjenje. Na taj način, minimiziraju se negativni efekti konačne brzina odziva električnog podsistema na dinamiku brzinske petlje.

3.3.1 Modelovanje električnog podsistema u SIMULINK-u

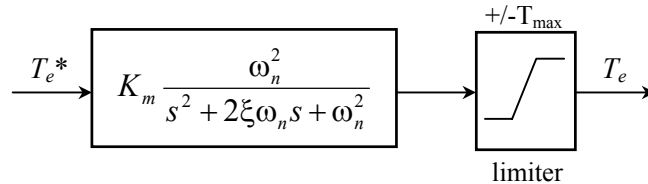
Brza usponska ivica i malo transportno kašnjenje odlike su električnog podsistema čija funkcija prenosa poseduje par dominantnih konjugovano-kompleksnih polova, malog faktora prigušenja ξ i velike neprigušene učestanosti ω_n . U tom slučaju, funkcija prenosa električnog podsistema data je izrazom

$$\frac{T_e(s)}{T_e^*(s)} = K_m \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (9)$$

gde je K_m , konstanta momenta.

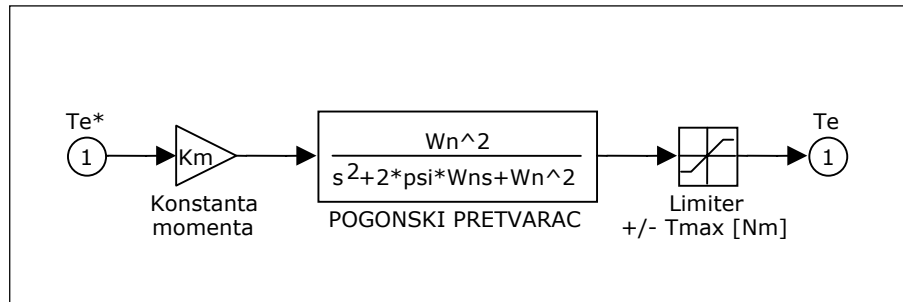
U nelinearnom režimu rada brzinske petlje, koji nastaje kada pogonski pretvarač (P) uđe u zasićenje usled strujnog limita, vrednost izlaznog momenta T_e se ograničava na $\pm T_{max}$.

Izrazu (9) odgovara struktura prikazana na sl. 5.



Slika 5. Model električnog podsistema.

Strukturi na sl. 5 odgovara SIMULINK model prikazan na sl. 5a (naredna strana).



Slika 5a. SIMULINK model električnog podsistema

3.3.2 Kašnjenje električnog podsistema

Funkciji prenosa (9) pridruženo je kašnjenje koje treba uvažiti prilikom strukturne sinteze brzinske petlje i pri izboru parametara regulatora brzine. U suprotnom, u odzivu regulisane brzine pojaviće se neželjeni prebačaji, a sistem će zbog smanjene margine stabilnosti, postati osetljiv da dejstvo poremećaja (momenta opterećenja).

U prvoj aproksimaciji, funkcija prenosa električnog podsistema može se modelovati vremenskim kašnjenjem prvog reda

$$\frac{T_e(s)}{T_e^*(s)} \cong \frac{K_m}{1 + s\tau_e}, \quad (10a)$$

gde je τ_e , dominantna vremenska konstanta električnog podsistema data izrazom

$$\tau_e \leq \frac{1}{\xi\omega_n}. \quad (10b)$$

Ostaje još da se da uputstvo za izbor dominantne vremenske konstante τ_e :

Dominantna vremenska konstanta τ_e bira se tako da kašnjenje odskočnog odziva električnog podsistema i odskočnog odziva modela prvog reda bude jednako.

Podsetimo, vreme kašnjenja je vreme za koje odskočni odziv posmatranog sistema dostigne 50% svoje nominalne vrednosti.

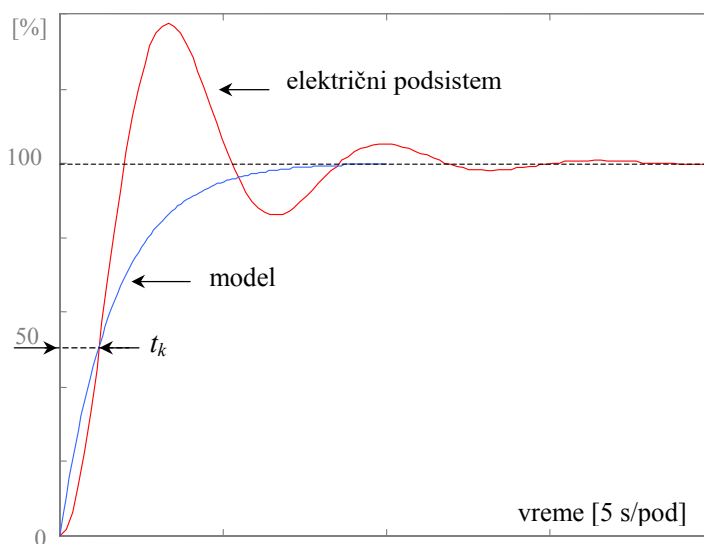
Naredna računarska simulacija ilustruje efekte modelovanja dinamike električnog podsistema. Na sl. 10 prikazani su:

- odskočni odziv električnog podsistema (9) sa parametrima:

$$K_m = 1; \xi = 0.3 \text{ i } \omega_n = 1 \text{ rad/s}$$

- odskočni odziv modela prvog reda (10) sa parametrima:

$$K_m = 1 \text{ i } \tau_e \cong 1/(2\xi\omega_n) \cong 1.7 \text{ s.}$$



Slika 6. Odskočni odziv električnog podsistema ($\xi = 0.3$, $\omega_n = 1 \text{ rad/s}$) i modela prvog reda ($\tau_e = 1.7 \text{ s}$).

Treba uočiti da je vreme kašnjenja t_k odskočnog odziva električnog podsistema i odskočnog odziva modela prvog reda jednako. U proceduri optimalnog podešavanja parametara regulatora brzine (Poglavlje 3.7), usvojeni model obezbeđuje striktnu aperiodičnost regulisane brzine. Manje vrednosti dominantne vremenske konstante τ_e za posledicu imaju propusni opseg brzinske petlje koji "vidi" prebačaje električnog podsistema i odziv brzine koji nije striktno aperiodičan. Veće vrednosti za posledicu imaju odziv brzine koji je nepotrebno spor.

3.4 Davač

Brzinski servomehanizmi visokog kvaliteta dinamičkog ponašanja zahtevaju senzore za merenje položaja-davače velike preciznosti. U praksi se najčešće koriste dva tipa davača:

- ❑ Optički enkoder (apsolutni ili inkrementalni)
- ❑ Elektromagnetni rezolver sa sinhrokonvertorom.

3.4.1 Optički enkoder

Kod apsolutnih optičkih enkodera, položaj osovine motora se dobija neposrednim očitavanjem kodovane pozicije sa diska. Za kodovanje se najčešće koristi Grayov ili binarno ciklični kod u kome se kodovane vrednosti bilo koja dva susedna broja razlikuju samo u jednom bitu. Na ovaj način, smanjuje se greška u detekciji ugla koja može biti najviše jedan priraštaj detektovane veličine. Detektovana vrednost se pre dovođenja u procesor mora prevesti iz binarno cikličnog u običan binarni kod.

Inkrementalni optički enkoder opremljen je prozračnim diskom na kome su gusto naneti neprozračni ekvidistantni markeri. Za očitavanje markera koristi se svetlosni detektor. U toku obrtanja diska, svetlosni detektor generiše povorku impulsa koja služi kao takt za punjenje dvosmernog brojača. Svakom impulsu inkrementalnog enkodera odgovara priraštaj ugla od jednog kvanta. Na taj način, pri svakom očitavanju, u brojaču se nalazi digitalni ekvivalent inkrementa pozicije. Sabiranjem sukcesivnih vrednosti brojača dobija se digitalni ekvivalent pozicije koja se meri.

Prednosti inkrementalnog u odnosu na apsolutni optički enkoder su brojne pa se on po pravilu koristi kao davač u servomehanizmima visokog kvaliteta dinamičkog ponašanja. Pre svega, rezolucija merenja položaj je znatno veća i ograničena je samo širinom prozirnih zazora na disku. Na dašnjem tehnološkom nivou, rezolucija merenja položaja kod većine inkrementalnih optičkih enkodera iznosi 10- ili 12-bita. Takođe, impulsi koji stižu sa enkoderskih faza mogu se uz upotrebu *capture-compare* brojačkog sistema u digitalnom kontroleru upotrebiti za realizaciju naprednih metoda merenja brzine.

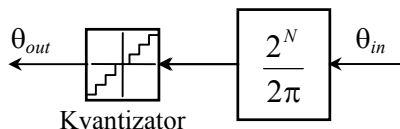
3.4.2 Modelovanje optičkog enkodera u Simulink-u

Proces pretvaranja kontinualne pozicije u njen digitalni ekvivalent u enkoderu može smatrati trenutnim zbog velike brzine rada diskretnih elektronskih kola. Otuda je za model optičkog enkodera opravdano uzeti prenosni odnos

$$\frac{\theta_{out}}{\theta_{in}}(s) = K_n = \frac{2^N}{2\pi}, \quad (11)$$

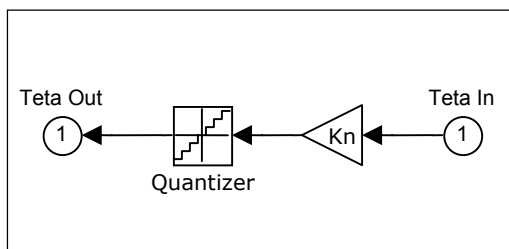
gde je N je broj bita brojača.

Izrazu (11) odgovara struktura prikazan na sl. 7.



Slika 7. Model optičkog enkodera.

Strukturi na sl. 7 odgovara SIMULINK model prikazan na sl. 7a.



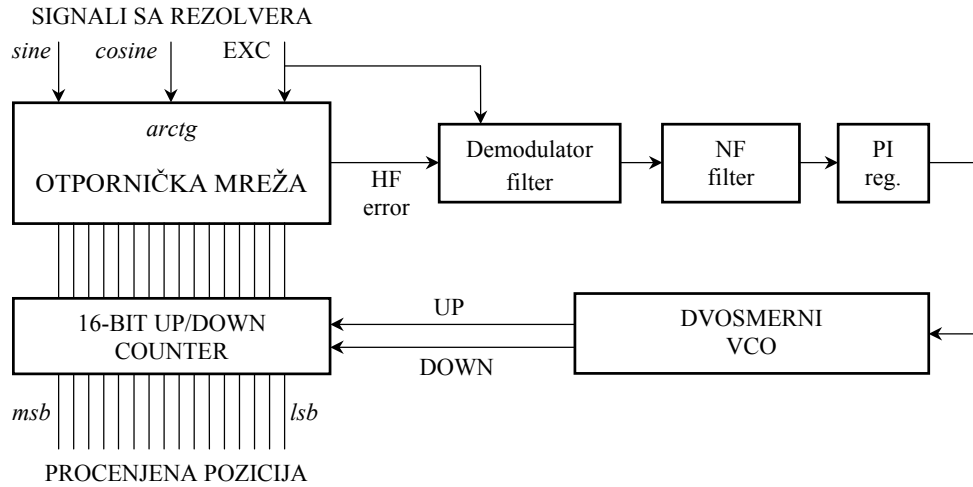
Slika 7a. SIMULINK model optičkog enkodera.

Napomena: U slučaju optičkog enkodera (sl. 7a), blok **Quantizer** uzima vrednost 1.

3.4.3 Elektromagnetni rezolver sa sinhro-konvertorom

Industrijsko okruženje davača često podrazumeva prisustvo uljnih para, prašine, mehaničkih vibracija i povišene temperature, što onemogućava upotrebu optičkih enkodera. U takvom okruženju, za davač redovno se bira robusni elektromagnetni rezolver sa sinhrokonvertorom.

Elektromagnetni rezolver ima formu električne mašine koja uključuje obrtni transformator i detekcioni komplet kojeg čine *SINE* i *COSINE* detekcioni namotaji. Prilikom obrtanja osovine motora, usled visokofrekventne pobude na rotoru (EXC), na detekcionim namotajima se indukuju analogni naponi *sine* i *cosine*. Amplitude i faze ovih napona sadrže informaciju o položaju osovine motora. Primenom ratiometrijske metode, u sinhrokonvertoru se na osnovu *sine* i *cosine* signala dobija procenjena pozicija u digitalnom obliku. Procenjena pozicija se nalazi u dvosmernom brojaču (sl. 8) u obliku digitalne reči sa 10-, 12- 14- ili 16-bitnom tačnošću.



Slika 8. Principijelni blok dijagram sinhro-konvertora.

Otpornička *arctg* mreža na ulazu je tako organizovana da se na njenom izlazu pojavljuje visokofrekventni signal greške (HF error). Ova greška je proporcionalna razlici između stvarne i procenjene pozicije koja se u digitalnom obliku nalazi u brojaču. Visokofrekventni signal greške se prvo demoduliše a zatim propušta kroz niskopropusni filter radi čišćenja od visokih učestanosti. Dobijeni analogni signal je proporcionalan razlici stvarne i procenjene pozicije i kao takav uvodi se u regulator. Signal dobijen na izlazu iz regulatora vodi se na ulaz dvosmernog naponski kontrolisanog oscilatora (BVCO). Impulsi generisani na izlazu BVCO konvertora (UP/DOWN) služe kao takt za punjenje 16-bitnog brojača, čime se obezbeđuje da procenjena pozicija sledi stvarni položaj osovine motora.

3.4.4 Modelovanje sinhro-konvertora u SIMULINK-u

Funkcija prenosa sinhrokonvertora od kontinualnog ulaza θ_{in} do digitalnog izlaza θ_{out} glasi (Analog Devices, 2S82 R/D converter)

$$\frac{\theta_{out}}{\theta_{in}}(s_n) = K_n \frac{14(1 + s_n)}{(s_n + 2.4)(s_n^2 + 3.4s_n + 5.8)}, \quad (12a)$$

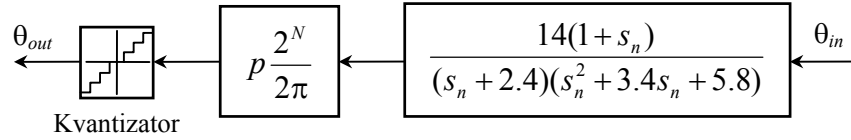
gde je K_n , prenosni odnos sinhrokonvertora

$$K_n = p \frac{2^{16}}{2\pi}, \quad (p\text{-broj pari polova rezolvera}) \quad (12b)$$

i gde je s_n , operator s -domena normalizovan u odnosu na graničnu učestanost propusnog opsega sinhrokonvertora f_{bw} [Hz]

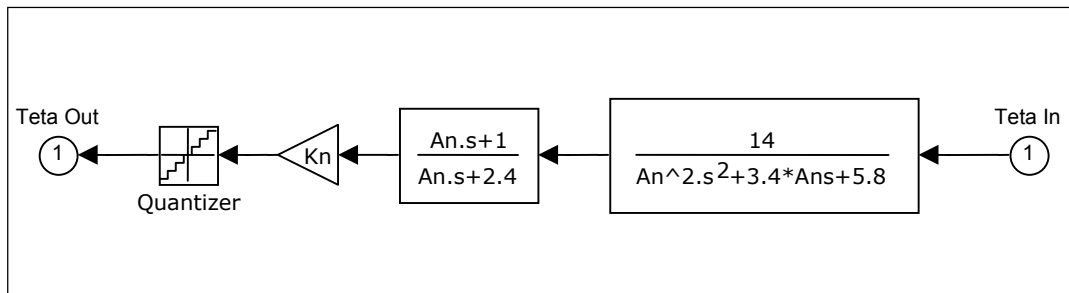
$$s_n = \frac{2}{\pi \cdot f_{bw}} s = A_n s. \quad (12c)$$

Izrazu (12) odgovara struktura prikazana na sl. 9.



Slika 9. Model sinhrokonvertora.

Strukturi na sl. 9 odgovara SIMULINK model prikazan na sl. 9a.



Slika 9a. SIMULINK model sinhrokonvertora.

Napomena: U slučaju sinhrokonvertora (sl. 9a), blok **Quantizer** uzima vrednost $2^{(16-N)}$, gde je N -rezolucija merenja položaja sinhrokonvertorom.

3.4.5 Kašnjenje sinhro-konvertora

Funkciji prenosa (12) pridruženo je kašnjenje koje treba uvažiti prilikom strukturne sinteze brzinske petlje i pri izboru parametara regulatora brzine. U suprotnom, u odzivu regulisane brzine pojaviće se neželjeni prebačaji, a sistem će zbog smanjene margine stabilnosti, postati osetljiv da dejstvo poremećaja (momenta opterećenja).

U prvoj aproksimaciji, kašnjenje sinhro-konvertora može se modelovati vremenskim kašnjenjem prvog reda

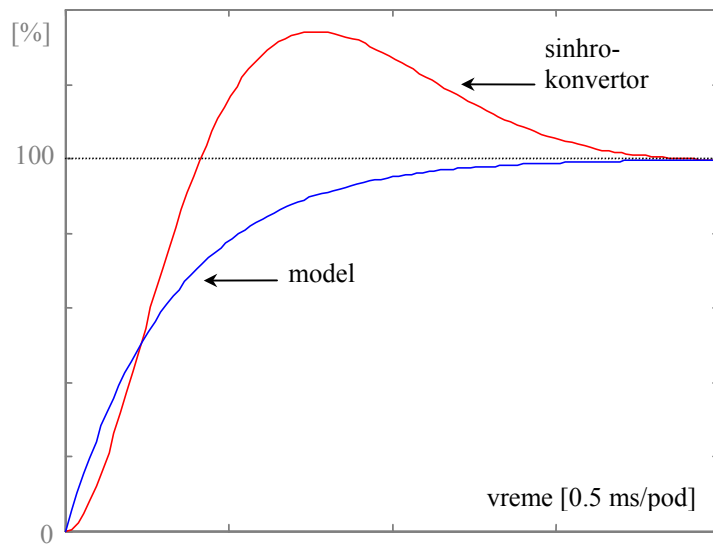
$$\frac{\theta_{out}}{\theta_{in}}(s_n) \cong \frac{K_n}{1 + \tau_{rd} s}, \quad (13a)$$

gde je τ_{rd} dominantna vremenska konstanta sinhrokonvertora data izrazom

$$\tau_{rd}[s] \cong \frac{1}{3f_{bw}[\text{Hz}]} \quad (13b)$$

Naredna računarska simulacija ilustruje efekte modelovanja dinamike sinhrokonvertora. Na sl. 10 prikazani su:

- odskočni odziv sinhrokonvertora (12) sa parametrima:
 $K_n = 1$, $f_{bw} = 1 \text{ kHz}$
- odskočni odziv modela prvog reda (13) sa parametrima:
 $K_n = 1$, $\tau_{rd} = 1/3 \text{ ms}$.



Slika 10. Odskočni odziv sinhrokonvertora ($f_{bw} = 1 \text{ kHz}$) i modela prvog reda ($\tau_{rd} = 1/3 \text{ ms}$).

Treba uočiti da je vreme smirenja odskočnog odziva sinhrokonvertora i odskočnog odziva modela prvog reda jednako. U proceduri optimalnog podešavanja parametara regulatora brzine (Poglavlje 3.7), usvojeni model obezbeđuje striktnu aperiodičnost regulisane brzine. Manje vrednosti dominantne vremenske konstante τ_{rd} za posledicu imaju propusni opseg brzinske petlje koji "vidi" prebačaj sinhrokonvertora i odziv brzine koji nije striktno aperiodičan. Veće vrednosti za posledicu imaju odziv brzine koji je nepotrebno spor.

3.5 Blok za merenje brzine

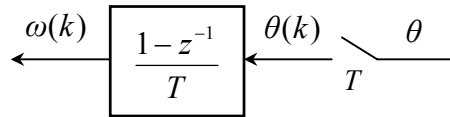
U digitalno regulisanom brzinskom servomehanizmu, informacija o brzini obrtanja vratila električne mašine dobija se posrednim putem. Prvi i najčešće korišćeni metod merenja brzine je diferencija pozicije. Pomoću davača (D) meri se položaj vratila električne mašine (EM) pa se primenom difference pozicije, u diskretnim intervalima sa periodom T , brzina određuje kao

$$\omega(k) = \frac{\theta(k) - \theta(k-1)}{T}. \quad (14)$$

Primenom Z-transformacije, jednačina (14) postaje

$$\omega(z) = \frac{1 - z^{-1}}{T} \theta(z). \quad (15)$$

Izrazu (15) odgovara struktura prikazana na sl. 11.



Slika 11. Model bloka za merenje brzine.

Zbog visokopropusnog karaktera prvog izvoda, diferencija pozicije jako je osetljiva na kvantovanje pozicije u davaču. Kao rezultat, procenjena brzina na izlazu iz bloka za merenje brzine može uzimati samo vrednosti iz skupa

$$\omega(k) = n \cdot \Delta\omega, \quad (n \text{ ceo broj}) \quad (16a)$$

gde je $\Delta\omega$, kvant brzine dat izrazom

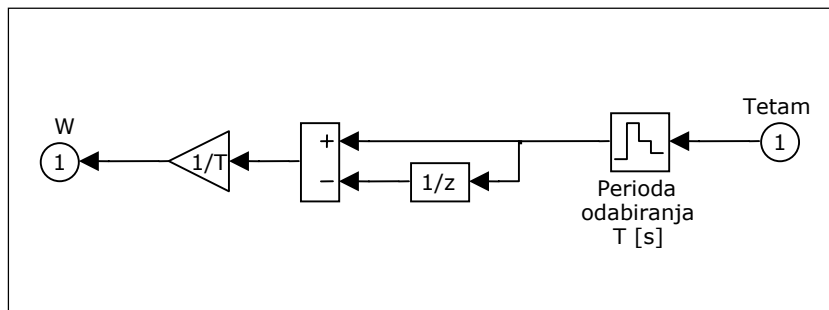
$$\Delta\omega[\text{rad/s}] = \frac{\Delta\theta}{T} = \frac{2\pi}{2^N T}. \quad (16b)$$

Kao posledica (16), u pokretačkom momentu se javljaju valovitost koja ima izrazito negativno dejstvo na performanse servo pogona. *Peak-to-peak* vrednost ovih oscilacija, za slučaj PI regulatora brzine sa sl. 14a, može se proceniti iz izraza

$$\Delta m[\text{Nm}] \cong (K_p + K_i) K_n \Delta\omega \quad (17)$$

3.5.1 Modelovanje bloka za merenje brzine u SIMULINK-u

Strukturi na sl. 11 odgovara SIMULINK model prikazan na sl. 11a.



Slika 11a. SIMULINK model bloka za merenje brzine.

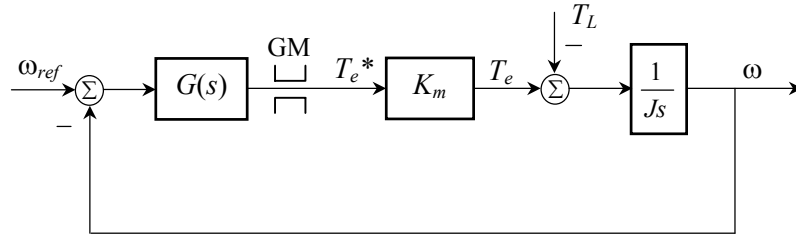
3.6 Regulator brzine

U brojnim primenama brzinskog servomehanizma, zahteva se da je pri konstantnom referentnom ulazu, statička greška brzine nula, da ne postoji uticaj konstantnog momenta opterećenja na tačnost brzine u stacionarnom stanju i da je odziv brzine na odskočnu pobudu striktno aperiodičan sa što kraćim vremenom smirenja.

Prva dva zahteva koja se odnose na tačnost regulisane brzine u stacionarnom stanju biće ostvarena izborom odgovarajuće strukture regulatora brzine.

3.6.1 Izbor upravljačke strukture regulatora brzine

Uprošćeni model brzinske petlje relevantan za izbor upravljačke strukture regulatora brzine prikazan je na sl. 12. Jednostavnosti radi, uzima se da je sprega električne mašine i opterećenja kruta i da nema kašnjenja u električnom podsystemu. U modelu na sl. 12, $G(s)$ označava funkciju prenosa regulatora brzine čiju strukturu treba odrediti.



Slika 12. Uprošćeni model brzinske regulacione petlje.

Regulacioni sistem na sl. 12 poseduje samo jedan integracioni član (usled mehaničke inercije) pa u obzir dolazi razmatranje primene najjednostavnijeg, proporcionalnog (P) regulatora brzine sa funkcijom prenosa

$$G(s) = K_p. \quad (18)$$

Sa (P) regulatorom, funkcija spregnutog kontinualnog prenosa od referentnog ulaza ω_{ref} i poremećaja T_L do izlaza ω glasi

$$\omega(s) = \frac{CK_p}{s + CK_p} \omega_{ref}(s) - \frac{1}{J} \frac{1}{s + CK_p} T_L(s), \quad (19)$$

gde je $C = K_m/J$, sintetički koeficijent kojim su obuhvaćeni parametri električnog i mehaničkog podsystema. Reč je o sistemu prvog reda sa vremenskom konstantom $1/CK_p$, što znači da se svaka prelazna pojava, potaknuta bilo od promene reference, bilo od promene opterećenja, odvija po jednostavnom eksponencijalnom zakonu. Međutim, ovaj sistem ne poseduje astatizam u odnosu

na poremećaj što ukazuje na pojavu statičke greške u regulisanoj brzini kada na sistem deluje konstantan moment opterećenja.

Saglasno graničnoj teoremi Laplasove transformacije, stacionarna vrednost brzine u sistemu na sl. 12 sa P regulatorom, pri dejstvu konstantnog referentnog ulaza $\omega_{ref}(t) = \omega_{ref}h(t)$ i konstantnog momenta opterećenja $T_L(t) = T_Lh(t)$ data je izrazom

$$\omega(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} [s\omega(s)] = \omega_{ref} - \frac{T_L}{K_m K_p}, \quad (20)$$

a greška brzine,

$$e(\infty) = \omega_{ref} - \omega(\infty) = \frac{T_L}{K_m K_p}. \quad (21)$$

Saglasno izrazu (21), greška brzine $e(\infty)$ se u dovoljnoj meri može smanjiti samo ako se pojačanje K_p učini velikim. Međutim, velikim vrednostima pojačanja K_p odgovara velika vrednost propusnog opsega brzinske petlje ($2\pi f_{bw} = CK_p$), pa se može desiti da nemodelovana dinamika izvede sistem iz oblasti stabilnosti. Osim toga, velike vrednosti pojačanja K_p nije moguće realizovati bez posebnih praktičnih problema.

Statička greška brzine se u potpunosti može eliminisati ako se za regulaciju brzine koristi regulator sa proporcionalno-integralnim (PI) dejstvom funkcije prenosa

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s}, \quad (22)$$

gde su K_p i K_i , pojačanje P- i I-dejstva, respektivno.

Sa PI regulatorom, funkcija spregnutog kontinualnog prenosa od referentnog ulaza ω_{ref} i poremećaja T_L do izlaza ω glasi

$$\omega(s) = \frac{CK_p s + CK_i}{f_{PI}(s)} \omega_{ref}(s) - \frac{1}{J} \frac{s}{f_{PI}(s)} T_L(s), \quad (23a)$$

gde je $f_{PI}(s)$, karakteristični polinom dat izrazom

$$f_{PI}(s) = s^2 + CK_p s + CK_i. \quad (23b)$$

Sistem na sl. 12 sa PI regulatorom poseduje potreban red astatizma u odnosu na konstantan poremećaj, pa je saglasno graničnoj teoremi Laplasove transformacije, stacionarna vrednost brzine

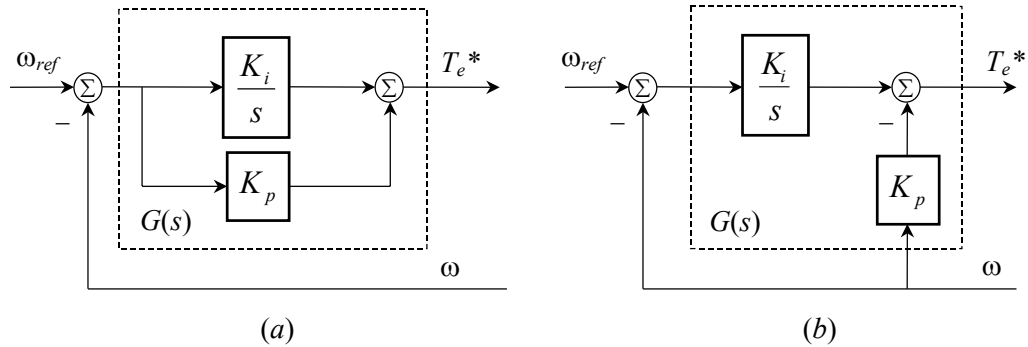
$$\omega(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} [s\omega(s)] = \omega_{ref}, \quad (24)$$

a greška brzine,

$$e(\infty) = \omega_{ref} - \omega(\infty) = 0. \quad (25)$$

Dakle, PI regulator omogućava praćenje konstantnog referentnog ulaza bez statičke greške i u slučaju kada na sistem deluje konstantan ili sporopromenljivi moment opterećenja.

Eliminacija prebačaja: Postojanje konačne nule u funkciji prenosa (23a) ukazuje da sa rednim PI regulatorom nije moguće postići striktno aperiodičan odziv, već da će u odzivu brzine biti prisutan i prebačaj. Prebačaj brzine se može izbeći malom modifikacijom PI regulatora kao što je prikazano na sl. 13.



Slika 13. Modifikacija PI regulatora brzine
(a) pre (b) posle modifikacije.

Modifikacija se sastoji u izmeštanju P-dejstva regulatora brzine u povratnu spregu čime se eliminiše pomenuta konačna nula. Nakon modifikacije, funkcija spregnutog kontinualnog prenosa od referentnog ulaza ω_{ref} i poremećaja T_L do izlaza ω glasi

$$\omega(s) = \frac{CK_i}{f_{PI}(s)} \omega_{ref}(s) - \frac{1}{J} \frac{s}{f_{PI}(s)} T_L(s). \quad (26)$$

Izmeštanjem P-dejstva, na putu signala greške sada se nalazi samo I-dejstvo. Na ovaj način, izbegava se nagli skok vrednosti referentnog momenta T_e^* u trenucima zadavanja nove vrednosti referentnog ulaza.

Diskretizacija: Diskretni oblik funkcije prenosa $G(s)$ dobija se diskretizacijom odgovarajućeg analognog ekvivalenta sa sl. 13. Modifikovani PI regulator sa sl. 13(b) realizuje zakon upravljanja

$$T_e^*(t) = K_i \int_0^t e(t) dt - K_p \omega(t), \quad (27)$$

gde je $e(t) = \omega_{ref}(t) - \omega(t)$ signal greške.

Pri maloj periodi odabiranja T , diskretni ekvivalent zakonu upravljanja (27) može se dobiti aproksimacijom integrala – sumom pravougaonika širine T i visine $e(iT)$ ($i = 0, 1, 2, \dots$). Tako se dobija

$$T_e^*(k) = K_i T \sum_{i=0}^k e(i) - K_p \omega(k). \quad (28)$$

Prethodna jednačina predstavlja nerekurzivni digitalni PI zakon upravljanja. Sa aspekta programske realizacije, mnogo je pogodniji rekurzivni ili *inkrementalni* zakon upravljanja koji se dobija ako se najpre smenom k sa $k - 1$ u (28) odredi

$$T_e^*(k-1) = K_i T \sum_{i=0}^{k-1} e(i) - K_p \omega(k-1), \quad (29)$$

pa zatim oduzme (29) od (28). Na taj način, digitalni inkrementalni PI zakon upravljanja postaje

$$\Delta T_e^*(k) = K_i T e(k) - K_p [\omega(k) - \omega(k-1)], \quad (30a)$$

gde je

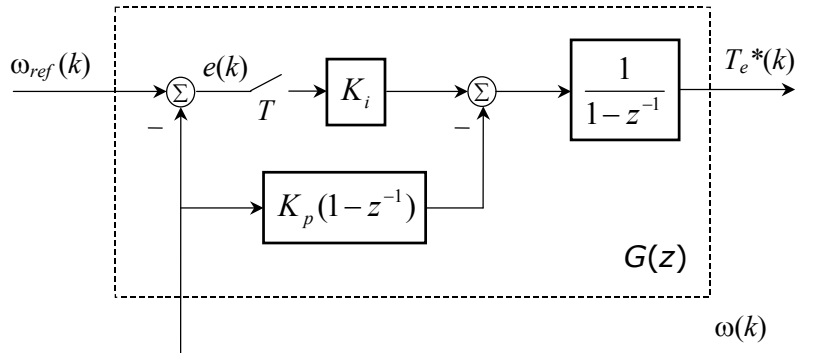
$$\Delta T_e^*(k) = T_e^*(k) - T_e^*(k-1). \quad (30b)$$

Primenom Z-transformacije, jednačine (30) postaju

$$\Delta T_e^*(z) = K_i E(z) - K_p (1 - z^{-1}) \Omega(z) \quad (31a)$$

$$\Delta T_e^*(z) = (1 - z^{-1}) T_e^*(z), \quad (31b)$$

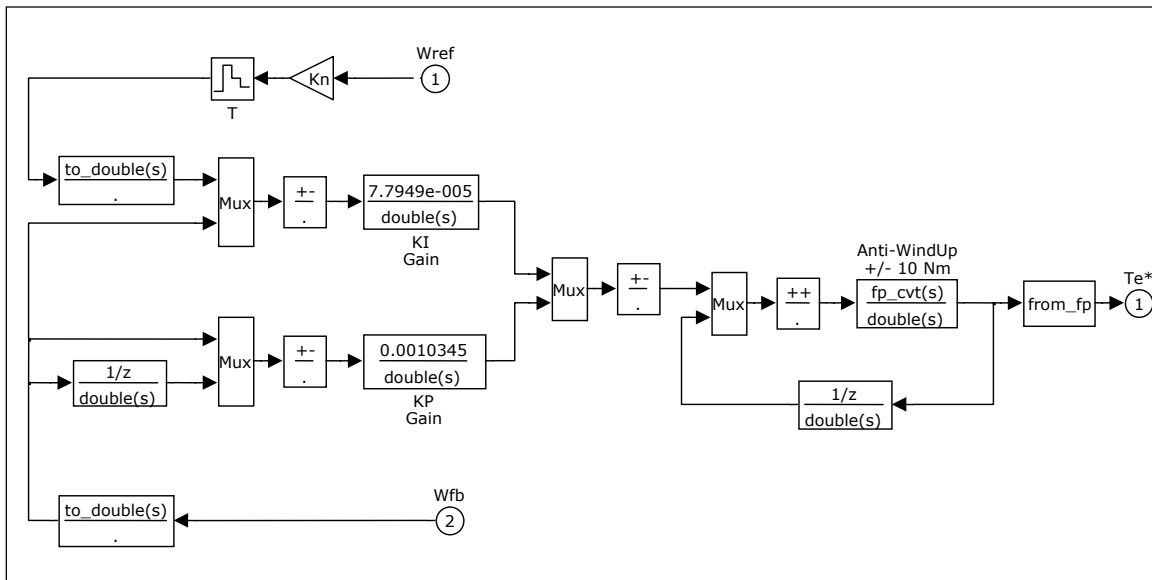
gde su K_p i K_i , P- i I-dejstvo digitalnog regulatora brzine, respektivno. Zakonu upravljanja (31) odgovara struktura prikazana na sl. 14.



Slika 14. Modifikovani digitalni PI regulator brzine.

3.6.2 Modelovanje regulatora brzine u SIMULINK-u

Strukturi na sl. 14 odgovara SIMULINK model prikazan na sl. 14a.



Treba uočiti da se na stazi referentnog ulaza nalazi prenosni odnos davača K_n . Time se obezbeđuje da referentni ulaz ima isti format kao i procesorski ekvivalent brzine koji stiže iz bloka za merenje brzine. Inkrementalna forma modifikovanog digitalnog PI regulatora upotrebljena je da se na jednostavan način realizuje mehanizam protiv prepunjavanja integratora (*Anti-Windup*). Vrednost u integratoru je ograničana tako da po ulasku pogonskog pretvarača u zasićenje, prestaje i dalji porast integralnog dejstva. Na ovaj način, izbegavaju se neželjeni prebačaji pokretačkog momenta i brzine u nelinearnom režimu rada brzinske petlje.

Za realizaciju modela na sl. 14a upotrebljen je *Fixed-Point Toolbox*. Time je data mogućnost da se detaljno modeluju nesavršenosti digitalnog procesora koji realizuje funkciju regulatora brzine. U tu svrhu, koriste se opcije *wsiz*e, *bp*, *rnd* i *check*. Njima se definiše:

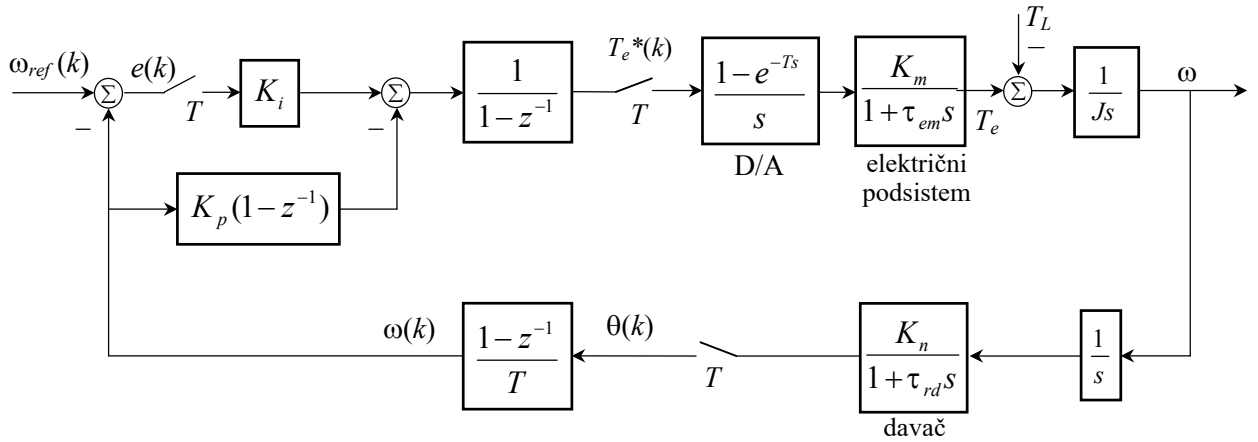
- *wsiz*e širina prihvatnog registra (8-, 16- ili 32-bita)
- *bp* pložaj binarne tačke u odnosu na bit najmanje težine
- *rnd* način formiranja rezultata (0-odsecanjem, 1-zaokruživanjem)
- *check* mod rada (1-sa, 0-bez kontrole prekoračenja opsega)

Pomenute opcije nemaju efekta ako se koristi opcija *use floating-point*.

3.7 Optimalno podešavanje parametara regulatora brzine

U Poglavlju 3.3.2 i 3.4.5 je pokazano da električni podsistem i davač (sinhrokonvertor) imaju konačnu brzinu odziva. Otuda je pri izboru parametara regulatora brzine u obzir neophodno uzeti kašnjenje koje električni podsistem i davač unose u brzinsku petlju. U suprotnom, u odzivu regulisane brzine pojaviće se neželjeni prebačaji a sistem će zbog smanjene margine stabilnosti, postati osetljiv na dejstvo poremećaja (momenta opterećenja).

Struktura digitalno regulisanog brzinskog servomehanizma koja uvažava kašnjenje električnog podsistema i davača prikazana je na sl. 15.



Slika 15. Struktura digitalno regulisanog brzinskog servomehanizma sa kašnjenjem u električnom podistemu i davaču.

Od interesa za dalje izlaganje je da se odredi z -kompleksni lik signala greške $E(z)$ kada je sistem pobuđen odskočnim signalom $\Omega_{ref}(z) = \Omega_{ref} / (1 - z^{-1})$. Iz strukturnog blok dijagrama na sl. 15, pri $T_L \equiv 0$, dobijamo

$$E(z) = \frac{z[z(z-1)(z-\beta) + K_p C(1-\beta)(z+1)]}{f(z)} \Omega_{ref}, \quad (33a)$$

gde je $f(z)$ karakteristični polinom dat izrazom

$$f(z) = z^3 + z^2[-2 - \beta + (K_p C + K_i C)(1 - \beta)] + z[1 + 2\beta + K_i C(1 - \beta)] - K_p C(1 - \beta) - \beta. \quad (33b)$$

i gde je C , sintetički koeficijent dat izrazom

$$C = \frac{K_m K_n T}{2J}. \quad (33c)$$

U izrazu (33), parametar β dat je izrazom

$$\beta = \exp(-T/\tau), \quad (34)$$

gde je τ vremenska konstanta data izrazom

$$\tau = \sqrt{\tau_e^2 + \tau_{rd}^2}. \quad (35)$$

Željeni karakter i dinamika odziva brzinske regulacione petlje u linearnom režimu rada postiže se odgovarajućim podešavanjem parametara regulatora brzine. S obzirom da usvojena struktura regulatora brzine omogućava postizanje striktno aperiodičnog odziva-bez prebačaja, optimalne vrednosti parametara K_p i K_i mogu se odrediti minimizacijom zbira odbiraka signala greške odnosno, optimizacijom sistema u odnosu na pokazatelj kvaliteta dinamičkog ponašanja

$$J_e = \min \sum_{k=0}^{+\infty} e(kT). \quad (36)$$

S obzirom da je po definiciji z -kompleksni lik signala greške

$$E(z) = \sum_{k=0}^{+\infty} e(kT)z^{-k}, \quad (37)$$

pokazatelj kvaliteta dinamičkog ponašanja (36) može se izračunati kao

$$J_e = \min E(z)|_{z=1}. \quad (38)$$

Primenom izraza (38) dobija se

$$J_e = \min \frac{2K_p C(1-\beta)}{f(1)} \Omega_{ref} = \min \frac{K_p}{K_i} \Omega_{ref}. \quad (39)$$

Dakle, optimalno podešavanje upravljačkih parametara K_p i K_i svodi se na određivanje minimalnog odnosa K_p / K_i uz uslov da pri dobijenom odnosu, sve nule karakterističnog polinoma (33b) leže na pozitivnom delu realne ose unutar jediničnog kruga sa centrom u koordinatnom početku z -ravni.

Ako su σ_1 , σ_2 i σ_3 , nule karakterističnog polinoma (33b) odnosno, polovi sistema sa zatvorenom povratnom spregom, tada se karakteristični polinom može prepisati u obliku

$$\begin{aligned} f(z) &= \prod_{i=1}^3 (z - \sigma_i) \\ &= z^3 - z^2(\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3) + z(\sigma_1\sigma_2 + \sigma_1\sigma_3 + \sigma_2\sigma_3) - \sigma_1\sigma_2\sigma_3. \end{aligned} \quad (40)$$

Izjednačavajući identički koeficijente polinoma (33b) i (40), dobija se

$$\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3 = 2 + \beta - (K_p C + K_i C)(1 - \beta) \quad (41a)$$

$$\sigma_1\sigma_2 + \sigma_1\sigma_3 + \sigma_2\sigma_3 = 1 + 2\beta + K_i C(1 - \beta) \quad (41b)$$

$$\sigma_1\sigma_2\sigma_3 = \beta + K_p C(1 - \beta) \quad (41c)$$

ili, sabiranjem jednačina (41),

$$\sigma_1\sigma_2\sigma_3 + \sigma_1\sigma_2 + \sigma_1\sigma_3 + \sigma_2\sigma_3 + \sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3 = 3 + 4\beta. \quad (42)$$

Posle zamene (33c) i (33b) u (39), pokazatelj kvaliteta dinamičkog ponašanja se može izraziti u zavisnosti od polova sistema sa zatvorenim povratnom spregom kao

$$J_e = \frac{\sigma_1\sigma_2\sigma_3 - \beta}{\sigma_1\sigma_2 + \sigma_1\sigma_3 + \sigma_2\sigma_3 - 1 - 2\beta} \Omega_{ref}. \quad (43)$$

Potreban uslov za egzistenciju minimuma funkcije (43) u oblasti $0 < \sigma_i < 1$ glasi

$$\frac{\partial J_e}{\partial \sigma_i} = 0, \quad (i = 1, 2, 3). \quad (44)$$

Nalaženjem naznačenih parcijalnih izvoda dobija se sistem simultanih jednačina iz kojih se zaključuje da pokazatelj kvaliteta dinamičkog ponašanja J_e ima minimum kada su polovi posmatranog brzinskog servomehanizma isti i nalaze se unutar jediničnog kruga z -ravni. Smenom $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_3 = \sigma_{opt}$ u (42), dobijamo

$$\sigma_{opt} = \sqrt[3]{4 + 4\beta} - 1. \quad (45)$$

Optimalne vrednosti parametra K_p i K_i određuju se iz jednačina (41c) i (41b) respektivno, ako se prethodno u ove dve jednačine uvrsti $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_3 = \sigma_{opt}$. Tako se dobija

$$K_p = \frac{\sigma_{opt}^3 - \beta}{(1 - \beta)C} \quad \text{i} \quad K_i = \frac{3\sigma_{opt}^2 - 1 - 2\beta}{(1 - \beta)C}. \quad (46)$$

Propusni opseg brzinske petlje sa optimalnim vrednostima parametara regulatora brzine dat je izrazom

$$f_{bw}[\text{Hz}] = \frac{-\ln \sigma_{opt}}{2\pi T}. \quad (47)$$

U slučaju kada $\beta \rightarrow 0$ (za $T/\tau \geq 6$), izraz (46) postaje

$$K_p = \frac{0.2022}{C} \quad \text{i} \quad K_i = \frac{0.0337}{C}. \quad (48)$$

4. Priprema za vežbu

Za vežbanje je potrebno imati PC računar sa programskim paketom MATLAB (verzija 5.1 i više), modul SIMULINK (Fixed-Point Toolbox) i kolekciju datoteka:

- SIMULINK model *A.mdl*
- MATLAB komandne datoteke *startA.m* i *trace.m*.

Pomenute datoteke su dostupne na WEB site:

<http://kiklop.etf.bg.ac.yu/~web1/te5mue/>

ali i serveru KIKLOP u direktorijumu:

<x://publicwww/nastava/te5mue/>

A.mdl i *startA.m* su polazane datoteke dok student u toku izrade vežbe, sam treba da načini simulacione modele *B.mdl* i *C.mdl* i komandne datoteke *startB.m* i *startC.m*.

U nastavku, dat je opis SIMULINK modela *A.mdl* i komandnih datoteka *startA.m* i *trace.m* kao i smernice za kreiranje SIMULINK modela *B.mdl* i *C.mdl* i komandnih datoteka *startB.m* i *startC.m*.

4.1 SIMULINK model A.mdl

Čine ga sledeći SIMULINK blokovi:

- Mehanički podsitem sa krutom spojnicom (sl. 4a)
- Električni podsistem (sl. 5a)
- Davač-enkoder (sl. 7a)
- Blok za merenje brzine (sl. 11a)
- Digitalni PI regulator brzine (sl. 14a)

Omogućava da se putem računarskih simulacija ispitaju dinamička svojstva digitalno regulisanog brzinskog servomehanizma sa:

- Kašnjenjem u električnom podsistemu.

Pokreće se izvršenjem komandne datoteke *startA.m* iz komandne linije MATLAB-a:

startA <Enter>

Rezultat simulacije-talasni oblik pokretačkog momenta i brzine jednovremeno se prikazuju u MATLAB radnom okruženju pokretanjem komandne datoteke *trace.m*:

trace <Enter>

Napomena: SIMULINK modeli i komandne datoteke moraju biti na stazi vidljivoj MATLAB-u.

4.2. SIMULINK model B.mdl

Treba ga kreirati polazeći od modela A.mdl. Čine ga sledeći SIMULINK blokovi:

- Mehanički podsistem sa krutom spojnicom (sl. 4a)
- Električni podsistem (sl. 5a)
- Davač-sinhrokonvertor (sl. 9a)
- Blok za merenje brzine (sl. 11a)
- Digitalni PI regulator brzine (sl. 14a)

Omogućava da se putem računarskih simulacija ispitaju dinamička svojstva digitalno regulisanog brzinskog servomehanizma sa:

- Kašnjenjem u električnom podsistemu
- Kašnjenjem u davaču.

Pokreće se izvršenjem komandne datoteke *startB.m* iz komandne linije MATLAB-a:

startB <Enter>

Komandna datoteka *startB.m* se dobija kada blok naredbi komandne datoteke *startA.m*

```
%-----%
%DAVAC-ENKODER
N = 12; %rezolucija [bita]
Kn = 2^N/(2*pi); %izraz (11)
kvant = 1;
%-----%
%DOMINANTNA VREMENSKA KONSTANTA
Tau = Te; %izraz (35)
%-----%

zamenimo blokom naredbi

%-----%
%DAVAC-SINHROKONVERTOR
N = 12; %rezolucija [bita]
Fbw = 1000; %propusni opseg u [Hz]
kvant = 2^(16-N);
An = 2/(pi*Fbw); %izraz (12c)
Kn = 2^16/(2*pi); %izraz (12b)
Trd = 0.33/Fbw; %izraz (13b)
%-----%
%DOMINANTNA VREMENSKA KONSTANTA
Tau = sqrt(Te^2 + Trd^2); %izraz (45)
%-----%
```


4.3. SIMULINK model C.mdl

Treba ga kreirati polazeći od modela B.mdl. Čine ga sledeći SIMULINK blokovi:

- Mehanički podsistem sa elastičnom spojnicom (sl. 3a)
- Električni podsistem (sl. 5a)
- Davač-sinhrokonvertor (sl. 9a)
- Blok za merenje brzine (sl. 11a)
- Digitalni PI regulator brzine (sl. 14a)

Omogućava da se putem računarskih simulacija ispitaju dinamička svojstva digitalno regulisanog brzinskog servomehanizma sa:

- Kašnjenjem u električnom podsistemu
- Kašnjenjem u davaču
- Elastističnom spojnicom.

Pokreće se izvršenjem komandne datoteke *startC.m* iz komandne linije MATLAB-a:

startC <Enter>

Komandna datoteka *startC.m* se dobija kada blok naredbi komandne datoteke *startB.m*

```
%-----%  
%PARAMETRI MEHANICKOG PODSISTEMA SA KRUTOM SPOJNICOM  
Jm = 0.0008;    %inercija elektricne masine u [kgm2]  
JL = 0.0002;    %inercija opterecenja u [kgm2]  
J = Jm + JL;    %ukupna inercija u [kgm2]  
%-----%
```

zamenimo blokom naredbi

```
%-----%  
%PARAMETRI MEHANICKOG PODSISTEMA SA ELASTICNOM SPOJNICOM  
Jm = 0.0008;    %inercija elektricne masine u [kgm2]  
JL = 0.0002;    %inercija opterecenja u [kgm2]  
J = Jm + JL;    %ukupna inercija u [kgm2]  
Fm = 0.002;     %frikcija elektricne masine u [Nm/rad/s]  
FL = 0.002;     %frikcija opterecenja u [Nm/rad/s]  
Ko = 350;       %krutost osovine u [Nm/rad]  
%-----%
```

5. Izveštaj

U ovom poglavlju, date su smernice za formiranje Izveštaja. Prikazana su polja u koja treba uneti rezultate simulacionih ogleda A1-A5, B1-B2 i C1-C2.

A-1)



Slika A1.

vreme smirenja [s]	propad brzine [rad/s]

Tabela A1.

A2)



Slika A2.

vreme smirenja [s]	propad brzine [rad/s]

Tabela A2.

KOMENTAR:

A3)



Slika A3.

KP	KI	Δm [%]

Tabela A3.

A4)



Slika A4.

KP	KI	Δm [%]

Tabela A4.

A5)



Slika A5.

KP	KI	Δm [%]

Tabela A5.

B1)



Slika B1.

vreme smirenja [s]	propad brzine [rad/s]

Tabela B1.

B2)



Slika B2.

vreme smirenja [s]	propad brzine [rad/s]

Tabela B2.

KOMENTAR:

C1)



Slika C1.

vreme smirenja [s]	propad brzine [rad/s]

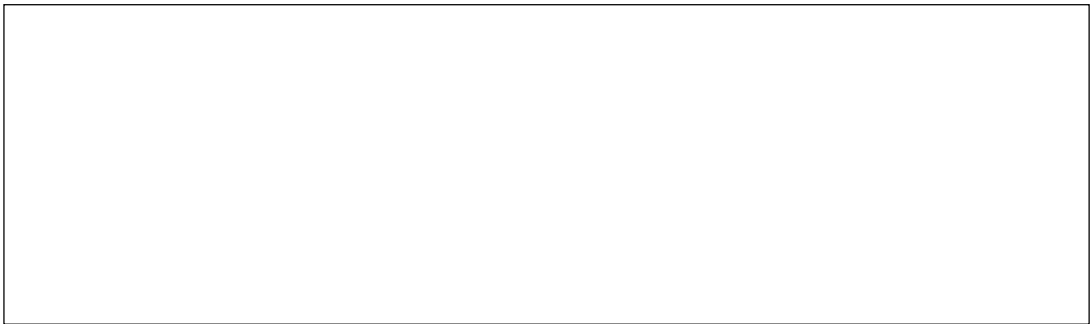
Tabela C1.

KOMENTAR:

A large, empty rectangular box with a thin black border, intended for a comment or answer.

C2)

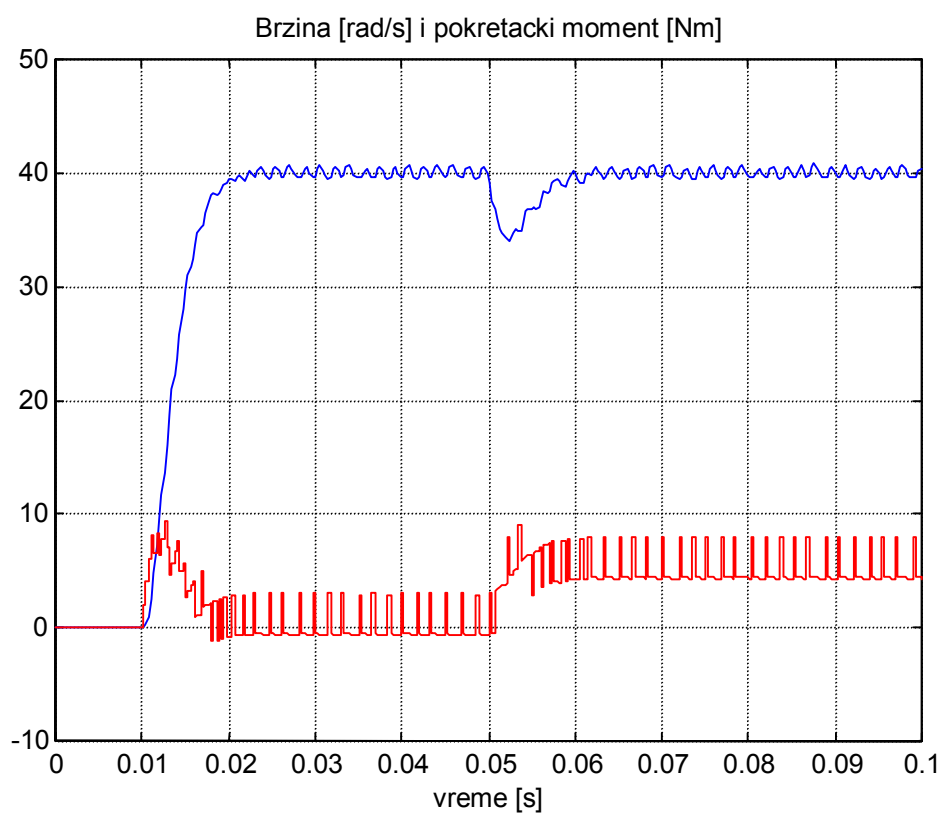
KOMENTAR:

A large, empty rectangular box with a thin black border, intended for a comment or answer.

6. PRIMER REZULTATA

Ovo je poglavlje koje ne bi trebalo čitati, ono sadrži korektne rezultate vežbanja koje bi student morao sam da dobije.

A-1)

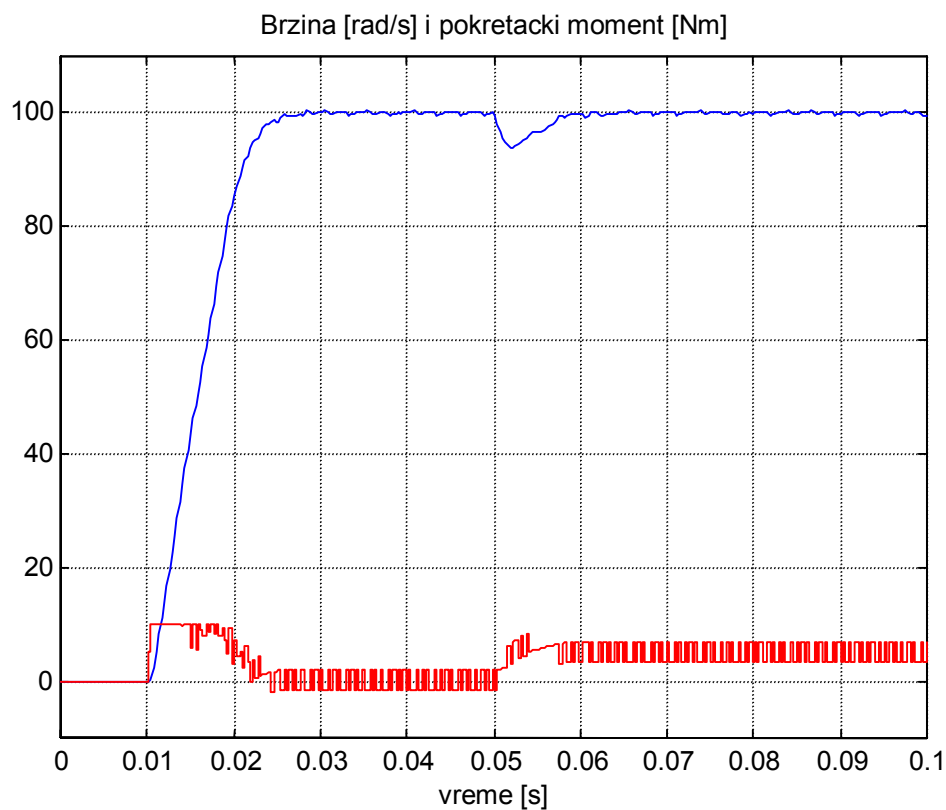


Slika A1.

vreme smirenja [s]	propad brzine [rad/s]
0.013	6

Tabela A1.

A2)



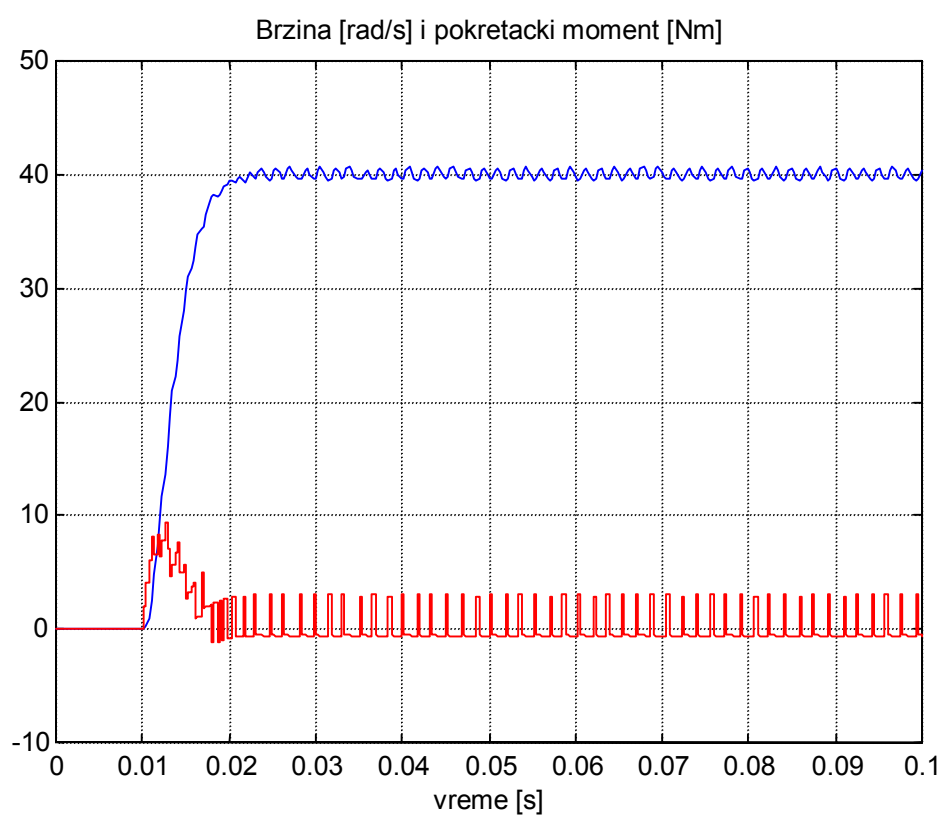
Slika A2.

vreme smirenja [s]	propad brzine [rad/s]
0.018	6

Tabela A2.

KOMENTAR: Trajanje prelaznog procesa zaletanja u ogledu A2 je duže za približno 0.005 s, koliko traje nelinearni režim rada brzinske petlje. . . .Propad brzine je isti, jer u oba slučajja, brzinska petlja radi u linearnom režimu. . . .

A3)

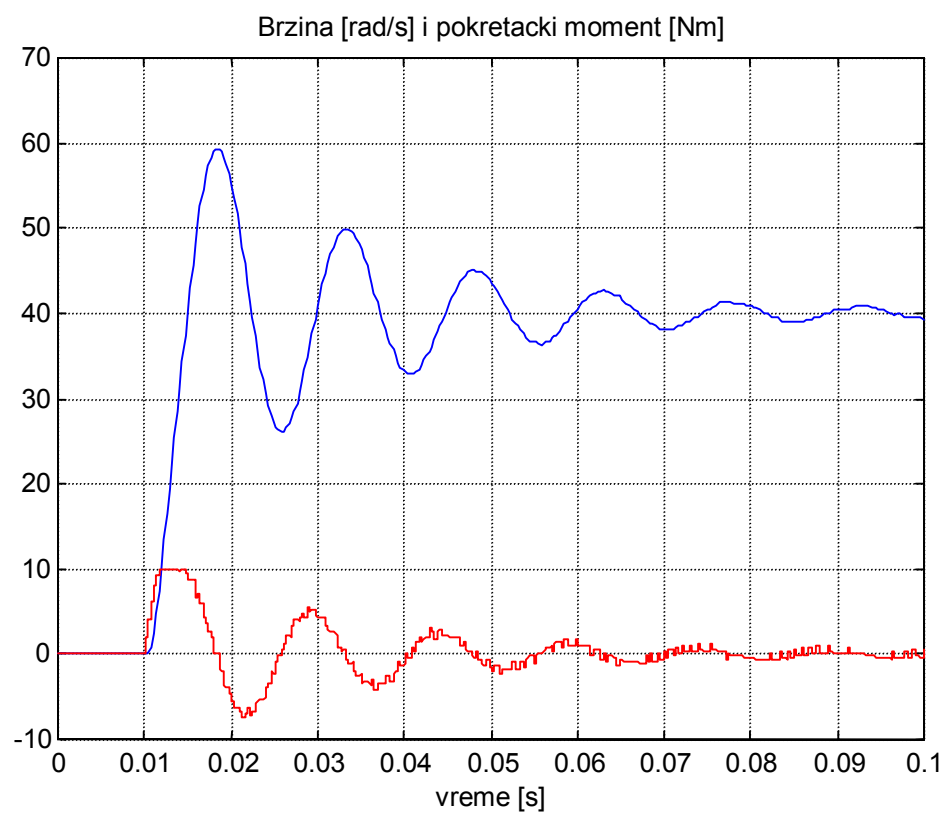


Slika A3.

KP	KI	Δm [%]
KPD	KID	37

Tabela A3.

A4)

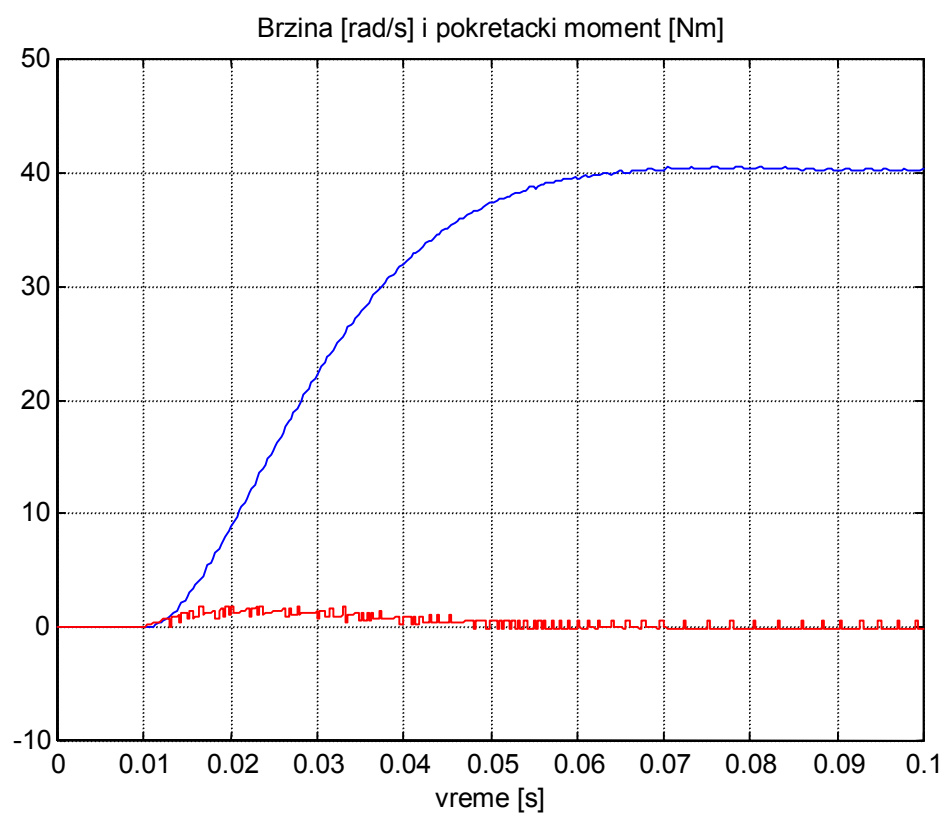


Slika A4.

KP	KI	Δm [%]
KPD/5	KI	9.5

Tabela A4.

A5)

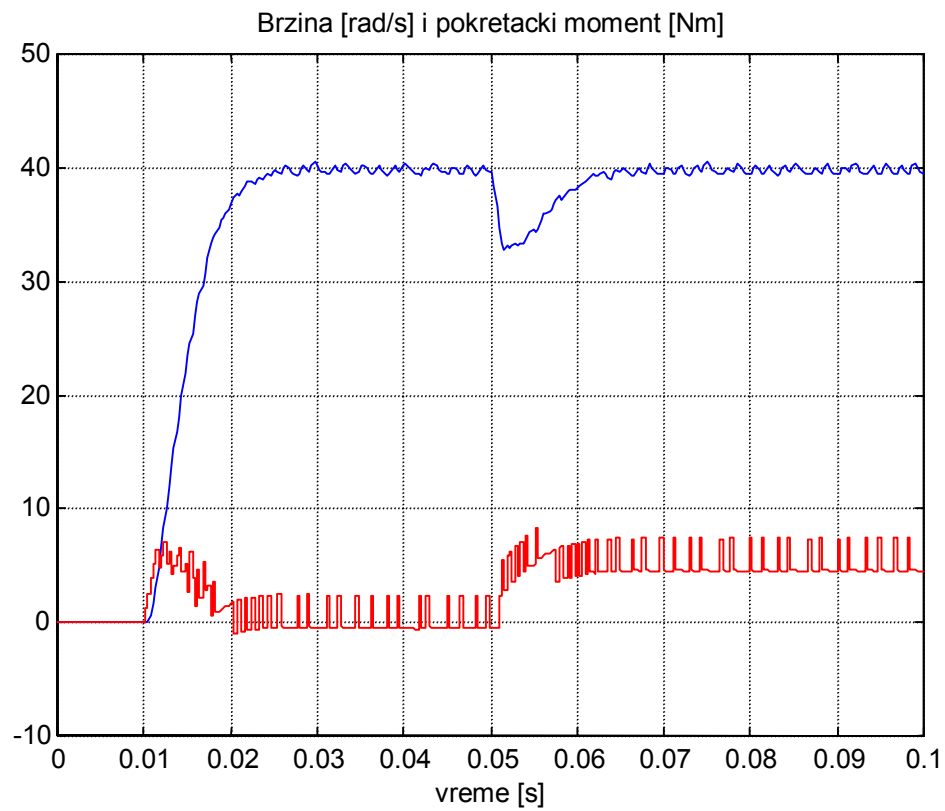


Slika A5.

KP	KI	Δm [%]
KPD/5	KID/25	9.5

Tabela A5.

B1)

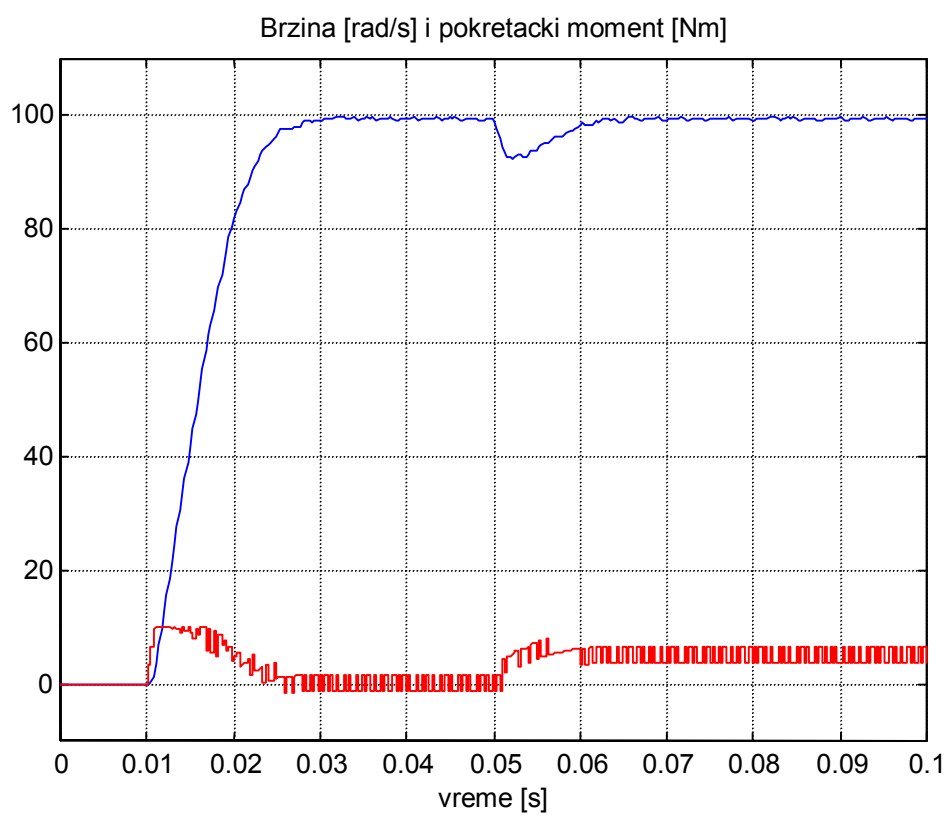


Slika B1.

vreme smirenja [s]	propad brzine [rad/s]
0.016	7.3

Tabela B1.

B2)



Slika B2.

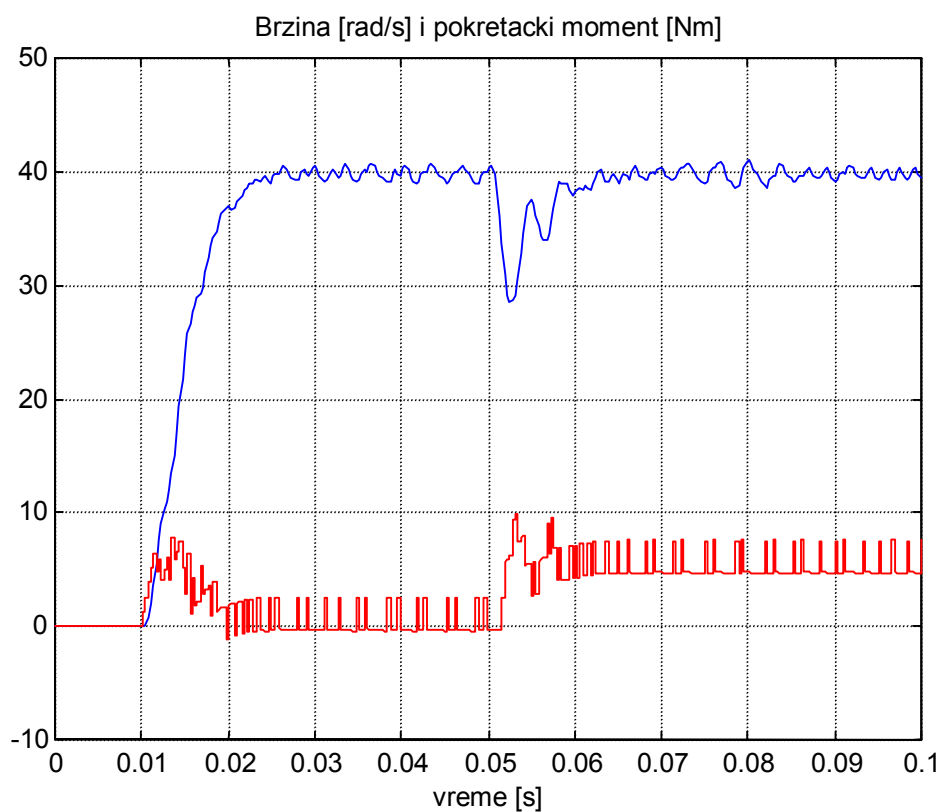
vrema smirenja [s]	propad brzine [rad/s]
0.022	7.3

Tabela B2.

KOMENTAR:

Kašnjenje koje sinhrokonvertor unosi u povratnu spregu po brzini za posledicu ima manji propusni opseg brzinske petlje i stoga, lošije performanse u linearnom i nelinearnom režimu rada...

C1)



Slika C1.

vreme smirenja [s]	propad brzine [rad/s]
0.016	11.4

Tabela C1.

KOMENTAR:

Oscilacije mehaničkog podsistema nemaju značajnijeg uticaja na karakter i dinamiku regulisane brzine u procesu zaletanja...

Pri dejstvu momenta opterećenja, dolazi do pojave slabo prigušenih oscilacija i propada brzine koji je veći nego u slučaju kada je sprega motora i opterećenja bila kruta.

C2)

KOMENTAR: