

# PLC-om upravljani dvomotorni pogon za simuliranje dinamičkog tereta

---

Čutura, Marko

Undergraduate thesis / Završni rad

2020

Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj: **University of Zagreb, Faculty of Mechanical Engineering and Naval Architecture / Sveučilište u Zagrebu, Fakultet strojarstva i brodogradnje**

Permanent link / Trajna poveznica: <https://urn.nsk.hr/urn:nbn:hr:235:576449>

Rights / Prava: [In copyright](#) / [Zaštićeno autorskim pravom.](#)

Download date / Datum preuzimanja: **2024-12-19**

Repository / Repozitorij:

[Repository of Faculty of Mechanical Engineering and Naval Architecture University of Zagreb](#)



SVEUČILIŠTE U ZAGREBU  
FAKULTET STROJARSTVA I BRODOGRADNJE

# ZAVRŠNI RAD

**Marko Čutura**

Zagreb, godina. 2020

SVEUČILIŠTE U ZAGREBU  
FAKULTET STROJARSTVA I BRODOGRADNJE

# ZAVRŠNI RAD

Mentori:

Prof. dr. sc. Danijel Pavković

Student:

Marko Čutura

Zagreb, godina. 2020

Izjavljujem da sam ovaj rad izradio samostalno koristeći znanja stečena tijekom studija i navedenu literaturu.

Zahvaljujem se profesoru i mentoru dr.sc. Danijelu Pavkoviću na pomoći pri rješavanju simulacijskih modela, asistentu Matiji Krznaru i kolegi Dominiku Vezmaru na pomoći pri izradi eksperimentalnog postava, te na sveukupnoj pristupačnosti i susretljivosti svih prethodno navedenih. Također se zahvaljujem i svojim roditeljima na neizmjerne podršci tokom studiranja.

Marko Čutura



SVEUČILIŠTE U ZAGREBU  
**FAKULTET STROJARSTVA I BRODOGRADNJE**



Središnje povjerenstvo za završne i diplomske ispite  
Povjerenstvo za završne ispite studija strojarstva za smjerove:  
proizvodno inženjerstvo, računalno inženjerstvo, industrijsko inženjerstvo i menadžment, inženjerstvo  
materijala i mehatronika i robotika

Sveučilište u Zagrebu Fakultet strojarstva i brodogradnje	
Datum	Prilog
Klasa:	
Ur.broj:	

## ZAVRŠNI ZADATAK

Student: **Marko Čutura**

Mat. br.: 0035212237

Naslov rada na hrvatskom jeziku: **PLC-om upravljan dvomotorni pogon za simuliranje dinamičkog tereta**

Naslov rada na engleskom jeziku: **PLC-controlled dual machine drive for dynamic load simulation**

Opis zadatka:

Simulacija dinamičkog tereta predstavlja pristup testiranju i validaciji ponašanja elektromotornih pogona u uvjetima bliskim realnim radnim uvjetima. Takva metoda može se koristiti za sintezu i validaciju regulacije brzine servo-pogona za različite uvjete opterećenja.


U radu je potrebno:

1. Proučiti relevantnu dokumentaciju trofaznog pretvarača snage MR-JE-10A, izmjeničnog servomotora HG-KN13J s prigradenim inkrementalnim davačem impulsa, programibilnog logičkog kontrolera FX5U-32MT/ESS i grafičkog operatorskog terminala GS2107-WTBD proizvođača tvrtke Mitsubishi Electric.
2. Na temelju poznatih parametara servomotora i pretvarača snage potrebno je izvesti odgovarajuće matematičke modele i realizirati simulacijske modele servosustava u nekom od standardnih programskih okruženja, kao na primjer Matlab/Simulink.
3. Projektirati sustav upravljanja (temeljen na PLC-u) za servo motore koji će uključiti regulator brzine vrtnje pogonskog izmjeničnog servomotora i regulator momenta opterećenog servomotora koji služi za simuliranje tereta.
4. Osmisliti i realizirati eksperimentalnu maketu dvomotornog pogona.

Zadatak zadan:

28. studenog 2019.

Zadatak zadao:

  
Izv. prof. dr. sc. Danijel Pavković

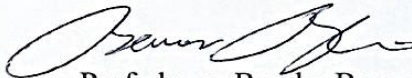
Datum predaje rada:

1. rok: 21. veljače 2020.
2. rok (izvanredni): 1. srpnja 2020.
3. rok: 17. rujna 2020.

Predviđeni datumi obrane:

1. rok: 24.2. – 28.2.2020.
2. rok (izvanredni): 3.7.2020.
3. rok: 21.9. - 25.9.2020.

Predsjednik Povjerenstva:

  
Prof. dr. sc. Branko Bauer

## Sadržaj

1. Uvod .....	1
2. Opis komponenti PLC sustava.....	2
2.1 PLC FX5U-32MT/ESS .....	2
2.2 Softverska podrška .....	4
2.3 Električni servo motor i pripadajuće komponente .....	6
2.4 Regulacijski krug servo sustava .....	8
3. Matematički model PMSM (SPM) motora .....	11
3.1 Jednadžbe sinkronog motora s permanentnim magnetima na rotoru.....	11
3.2 Clarke i Parke transformacije.....	14
4. Regulacija PMSM servo motora.....	16
4.1 Regulacija struje servo motora.....	16
4.2 Regulator momenta .....	19
4.3 Regulacija brzine vrtnje pomoću PI regulatora.....	20
4.4 Regulacija brzine vrtnje pomoću I-P regulatora .....	23
4.5 Mogućnost predkompensacije(Feedforward control).....	25
4.6 Diskretizacija izvedenih regulatora.....	27
4.7 Integrator wind-up.....	29
5. Implementacija regulacije na eksperimentalni postav .....	32
5.1 Izvedba eksperimentalnog postava .....	32
5.2 Implementacija regulacije brzine vrtnje i momenta servo motora.....	32
6. Rezultati simulacijskih i eksperimentalnih ispitivanja dvomotornog sustava.....	35
6.1 Simulacijski rezultati.....	35
6.2 Eksperimentalni rezultati .....	40
7. Zaključak .....	46

## Popis slika

Slika 1.	PLC FX5U-32MT/ESS u osnovnoj izvedbi [2] .....	2
Slika 2.	GX Works3 [4].....	4
Slika 3.	GT Designer3 [5].....	5
Slika 4.	MR Configurator2 [6] .....	6
Slika 5.	Pojednostavljena blokovska shema servo sustava.....	7
Slika 6.	Inkrementalni enkoder.....	7
Slika 7.	Blokovski dijagram servo pojačala [9].....	8
Slika 8.	Električna shema diodnog mosta (a) i valni oblici napona (b) [9] .....	9
Slika 9.	Trofazni izmjenjivač spojen na faze električnog motora .....	10
Slika 10.	Shematski prikaz PMSM motora [11].....	12
Slika 11.	Dinamički model PMSM motora [10].....	16
Slika 12.	Model PMSM motora u programskom paketu Simulink .....	18
Slika 13.	Odziv regulacijskog kruga struje armature .....	19
Slika 14.	Odziv momenta dobivenih pomoću PI regulatora u kontinuiranom području .....	19
Slika 15.	Regulacijski krug struje [10] .....	20
Slika 16.	Pojednostavljeni model brzine vrtnje uz PI regulator .....	21
Slika 17.	Odziv brzine vrtnje dobiven PI regulatorom .....	21
Slika 18.	Odzivi sustava u Nyquistovom dijagramu .....	23
Slika 19.	I-P regulator brzine vrtnje [14].....	23
Slika 20.	Model I-P regulatora brzine vrtnje .....	24
Slika 21.	Odziv brzine vrtnje uz karakteristične odnose $D_{2\omega} = 0.5$ i $D_{3\omega} = 0.5$ .....	24
Slika 22.	Odziv brzine vrtnje uz karakteristične odnose $D_{2\omega}=0.35$ i $D_{3\omega}=0.5$ .....	25
Slika 23.	Odziv brzine vrtnje na sinusni oblik tereta frekvencije 10 rad/s.....	25
Slika 24.	Odziv brzine vrtnje na sinusni oblik tereta frekvencije 100 rad/s.....	25
Slika 25.	Model predkompenzatora u programskom paketu Simulink .....	27
Slika 26.	Model sustava uz predkompenzator .....	27
Slika 27.	Zero-order hold [12].....	28
Slika 28.	Diskretizirani I-P regulator.....	28
Slika 29.	Regulacijski krug brzine vrtnje .....	28
Slika 30.	Odziv brzine vrtnje.....	29
Slika 31.	Odzivi momenta dobivenih pomoću PI diskretnog regulatora uz $T_{si} = 0.0002$ ....	29
Slika 32.	<i>Integrator wind-up</i> [14].....	30
Slika 33.	<i>Integrator wind-up</i> u ovom radu .....	30
Slika 34.	I-P regulator uz implementirani <i>anti wind-up</i> mehanizam.....	31
Slika 35.	Dvomotorni sustav .....	32
Slika 36.	PLC makete sa servo pojačalima i HMI sučeljem .....	32
Slika 37.	Čitanje zadane vrijednosti sa HMI-a i upisivanje u analogne registre [9] .....	33
Slika 38.	HMI sučelje za regulaciju brzine (a) i regulaciju momenta (b) [9].....	34
Slika 39.	Simulacijski model eksperimentalnog postava u Simulink-u .....	35
Slika 40.	Odzivi brzine i momenta – Slučaj 1 .....	36
Slika 41.	Odzivi brzine i momenta – Slučaj 2 .....	36
Slika 42.	Odzivi brzine i momenta – Slučaj 3 .....	37
Slika 43.	Odzivi brzine i momenta – Slučaj 4 .....	37
Slika 44.	Odzivi brzine i momenta – Slučaj 5 .....	38
Slika 44.	Odzivi brzine i momenta – Slučaj 6 .....	38
Slika 46.	Odzivi brzine i momenta – Slučaj 7 .....	39

---

Slika 47.	Odzivi brzine i momenta – Slučaj 8 .....	39
Slika 48.	Odzivi brzine i momenta – Slučaj 9 .....	40
Slika 49.	Mjerenje odziva pri 10% nazivnog momenta i 100 o/min .....	41
Slika 50.	Mjerenje odziva pri 20% nazivnog momenta i 100 o/min .....	41
Slika 51.	Mjerenje odziva pri 30% nazivnog momenta i 100 o/min .....	42
Slika 52.	Mjerenje odziva pri 10% nazivnog momenta i 300 o/min .....	42
Slika 53.	Mjerenje odziva pri 20% nazivnog momenta i 300 o/min .....	43
Slika 54.	Mjerenje odziva pri 30% nazivnog momenta i 300 o/min .....	43
Slika 55.	Mjerenje odziva pri 10% nazivnog momenta i 500 o/min .....	44
Slika 56.	Mjerenje odziva pri 20% nazivnog momenta i 500 o/min .....	44
Slika 57.	Mjerenje odziva pri 30% nazivnog momenta i 500 o/min .....	45



## Popis tablica

Tablica 1. Specifikacije FX5U-32MT/ESS [3]. .....	3
Tablica 2. Parametri motora HG-KN13J i pretvarača MR-JE-10A .....	17
Tablica 3. Izvedeni parametri modela za regulaciju struje.....	17
Tablica 4. Izvedeni parametri modela za regulaciju brzine vrtnje .....	21
Tablica 5. Reference brzina i momenta.....	35

## Popis oznaka

Oznaka	Jedinica	Opis
$i_q$	A	direktna komponenta struje PMSM motora
$D_2, D_3..$		karakteristični odnosi
$J_m$	kgm <sup>2</sup>	inercija motora
$K_a$	V/V	proporcionalno pojačanje kruga armature
$K_{cd}, K_{cq}$	V/V	Proporcionalna pojačanja regulatora struje
$K_{c\omega}$	rad/Vs	proporcionalno pojačanje regulacijskog kruga brzine vrtnje
$K_p, K$		proporcionalno pojačanje
$K_t$		konstrukcijska konstanta momenta motora
$K_v$	Vs/rad	konstrukcijska konstanta EMS motora
$L$	H	električki induktivitet armature statora
$L_i$	A	granica struje armature
$M_m$	kg	masa motora
$R$	$\Omega$	električki otpor armature statora
$T_N$	Nm	nazivni moment motora
$T_a$	A/V	integralna vremenska konstanta kruga armature
$T_{ch}$	s	vremenska konstanta pretvarača
$T_{cd}, T_{cq}$	s	integralna vremenska konstanta regulatora struje
$T_{ce}$	s	ekvivalentna vremenska konstanta regulacijskog kruga struje
$T_{c\omega}$	s	integralna vremenska konstanta regulatora brzine vrtnje
$T_m$	s	nadomjesna vremenska konstanta regulacijskog kruga struje i momenta
$T_{max}$	Nm	maksimalni moment motora
$T_{\Sigma}..$	s	parazitske vremenske konstante
$e_1, e_2, e_3$	V	fazne protuelektromotorne sile
$f_{ch}$	Hz	frekvencija pretvarača
$i_1, i_2, i_3$	A	fazne struje armature statora
$i_d$	A	ortogonalna komponenta struje PMSM motora
$i_{qR}$	A	referenca struje motora

$m_{mR}$	Nm	referenca momenta motora
$u_1, u_2, u_3$	V	fazni naponi armature statora
$u_d$	V	direktna komponenta napona PMSM motora
$u_q$	V	ortogonalna komponenta napona PMSM motora
$\alpha, \beta$	°	kutevi nepomičnog $\alpha - \beta$ koordinatnog sustava
$\alpha_1, \beta_1$	°	kutevi sinusnog poučka
$\alpha_e$	°	električki kut rotora
$\omega$	rad/s	kutna brzina magnetskog polja statora
$\omega_1, \omega_2$	rad/s	kutne brzine osovina motora 1 i 2
$\omega_m$	rad/s	kutna brzina osovine rotora
$\omega_n$	rad/s	nazivna frekvencija sustava
$\omega_n$	rad/s	vlastita frekvencija sustava
$\omega_s$	rad/s	kutna brzina sinkronog stroja
$\phi_r$	Wb	amplituda toka magnetskog polja statora
$e$	V	inducirana elektromotorna sila
$B$		faktor trenja
$G(s)$		različite prijenosne funkcije u Laplaceovom području
$P$	W	snaga motora
$f$	Hz	frekvencija
$m, T$	Nm	razvijeni moment motora
$p$		broj parova polova
$\gamma$		faktor preslikavanja
$\zeta$		stupanje prigušenja sustava
$\varphi$	°	fazni pomak

## Sažetak

U ovom radu osmišljen je i realiziran eksperimentalni dvomotorni pogon za simuliranje dinamičkog tereta temeljen na opremi proizvođača Mitsubishi. Opisani su potrebni podsustavi za realizaciju eksperimentalnog postava (trofazni pretvarač snage, motor, inkrementalni davač impulsa), te je opisan upravljački sklop koji je realiziran pomoću PLC (*engl.* Programmable logical controller) sustava. Obrađena je nužna matematička formulacija za definiranje dinamike sinkronog motora s permanentnim magnetima (*engl.* Permanent magnet synchronous motor), uz izrađene simulacijske modele u programskom paketu Matlab/Simulink™. Nadalje, projektirani su sustavi regulacije momenta/struje i brzine vrtnje pogona korištenjem principa metode optimuma dvostrukog odnosa i simetričnog optimuma uz primjenu različitih struktura regulatora brzine vrtnje (PI, I-P). U svrhu validacije predložene metodologije ispitani su simulacijski modeli i eksperimentalni postav u karakterističnim režimima rada, odnosno kombinacijama momenta opterećenja i brzine vrtnje pogona.

Ključne riječi: sinkroni motora s permanentnim magnetima, servo pojačalo, programibilni logički kontroler, vektorsko upravljanje, regulacija momenta, regulacija brzine vrtnje, dvomotorni sustav

## **Summary**

In this paper, an experimental two-motor dynamic load simulator based on Mitsubishi equipment was designed and implemented. The necessary subsystems for the implementation of the experimental setup (three-phase power converter, motor, incremental impulse encoder) are described, including a controller system implemented with the PLC (Programmable logical controller). The necessary mathematical formulation for defining the dynamics of a Permanent magnet synchronous motor was elaborated, with simulation models developed in the Matlab/Simulink™ software package. Furthermore, torque / current control and drive speed control systems have been designed using the principles of the dual ratios optimum and symmetric optimum methods using different structures of the speed controller (PI, I-P). For the purpose of validation of the proposed methodology, simulation models and experimental setup in characteristic operating modes, i.e. combinations of load torque and drive speed were tested.

Keywords: synchronous motors with permanent magnets, power amplifier, programmable logical controller, vector control, torque control, speed control, two-motor system

## 1. Uvod

Servo sustavi predstavljaju jedno od najznačajnijih područja industrijske automatike, te se koriste u različitim proizvodnim sustavima poput transportnih traka, strojeva za namatanje, prehrambene industrije, poluvodičke industrije i ostalo. Servo sustav sastoji se od upravljačke elektronike (servo pojačalo) i servo motora. U osnovi servo motore dijelimo na izmjenične i istosmjernne motore. Izmjenični servo motor je najčešće korištena vrsta pogona u automatizaciji postrojenja. Kako se u realnim uvjetima mogu javljati različita i često nepredvidiva opterećenja odnosno poremećaji, od interesa je razviti sustav gdje bi se mogla ocjeniti kvaliteta regulacije brzine na način da se poremećaju simuliraju putem opteretnog motora (koji radi u režimu regulacije momenta) vezanog za osovinu primarnog motora koji radi u režimu regulacije brzine.

Rad je organiziran kako slijedi:

Poglavlje 2 daje detaljan opis i pregled komponenti koje su korištene prilikom izrade završnog rada.

Poglavlje 3 daje potrebne matematičke formulacije za izvođenje dinamičkog modela motora kako bi se mogla izvršiti sinteza regulacijskog sustava.

U poglavlju 4 razrađena je regulacija struje, momenta i brzine vrtnje motora – u kontinuiranom i diskretnom području.

U poglavlju 5 razrađena je izvedba eksperimentalnog postava i implementacija sustava regulacije na isti.

Poglavlje 6 prikazuje dobivene simulacijske i eksperimentalne rezultate.

Poglavlje 7 daje zaključak završnog rada.

## 2. Opis komponenti PLC sustava

### 2.1 PLC FX5U-32MT/ESS

Mitsubishi Electric prisutan je preko trideset godina na europskom tržištu kompaktnih PLC sustava, te je ostvarena prodaja više od 18 milijuna kompaktnih PLC-ova na globalnom nivou. Svojim malim dimenzijama i povoljnom cijenom kompaktni kontroleri otvorili su nove mogućnosti na području industrijske automatizacije, gdje je upotreba skupljih sustava bila ekonomski neopravdana [1].

Mitsubishi Electric nudi dvije serije kompaktnih kontrolera: FX5 (iQ-F) i FX3. U ovom radu koristi se vrsta MELSEC iQ-F koju odlikuju napredne funkcije, unaprijeđena sigurnost i intuitivno programiranje. [2]



Slika 1. PLC FX5U-32MT/ESS u osnovnoj izvedbi [2]

Neke od glavnih karakteristike ovog PLC-a su [2]:

- Podrška za analogne signale, ulaze i izlaze (engl. *Analog signals I/O support*)

FX5U-32MT/ESS je opremljen s mogućnostima upravljanja analognim signalima bez upotrebe „*ladder*“ logike u postavkama parametara.

- Podrška za memorijske kartice (engl. *SD Card slot*)

Mogućnost vanjske memorije što pruža spremanje podataka sa PLC-a te, jednostavno prenošenje podataka na različite uređaje, daljnju analizu i razradu spremljenih podataka.

- RUN/STOP/RESET sklopka

PLC može biti isključen bez isključivanja glavnog napajanja za učinkovito traženje greški.

- MRS-485(MODBUS®) komunikacija

Podržava pouzdano i efikasno spajanje s ostalim PLC-ima, sensorima i slično.

Sistemska sabirnica visoke brzine (engl. *High-speed System Bus*) pruža brzi prijenos podataka između računala i PLC-a.

- Ethernet priključak

Za mrežnu komunikaciju i spajanje za povezivanje s HMI-jem (engl. *Human Machine Interface*).

- Pozicioniranje

Mogućnost nezavisnog pozicioniranja u četiri osi za servo i step motore.

- Sigurnosne značaje

Ograničavanje prisupa PLC-u pomoću zaporke.

Tehničke specifikacije prikazane su u tablici 1.

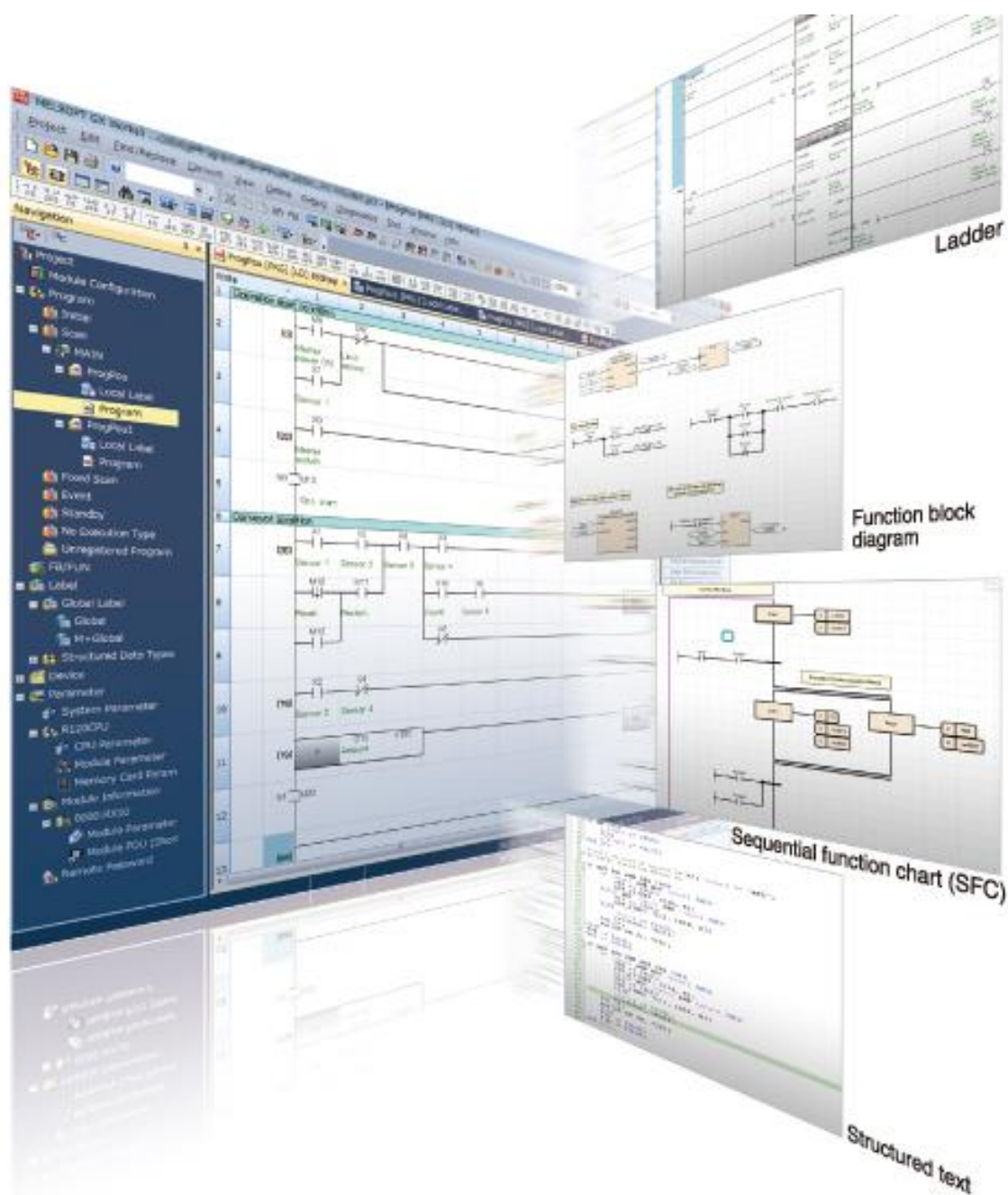
Napajanje		100–240 VAC
Integrirani inputi		16
Integrirani outputi		16
Tip outputa		Transistorski ( <i>source tip</i> )
Potrošnja energije		30 W
Masa	kg	0.7
Dimenzije (ŠxVxD)	mm	150x90x83

**Tablica 1. Specifikacije FX5U-32MT/ESS [3].**



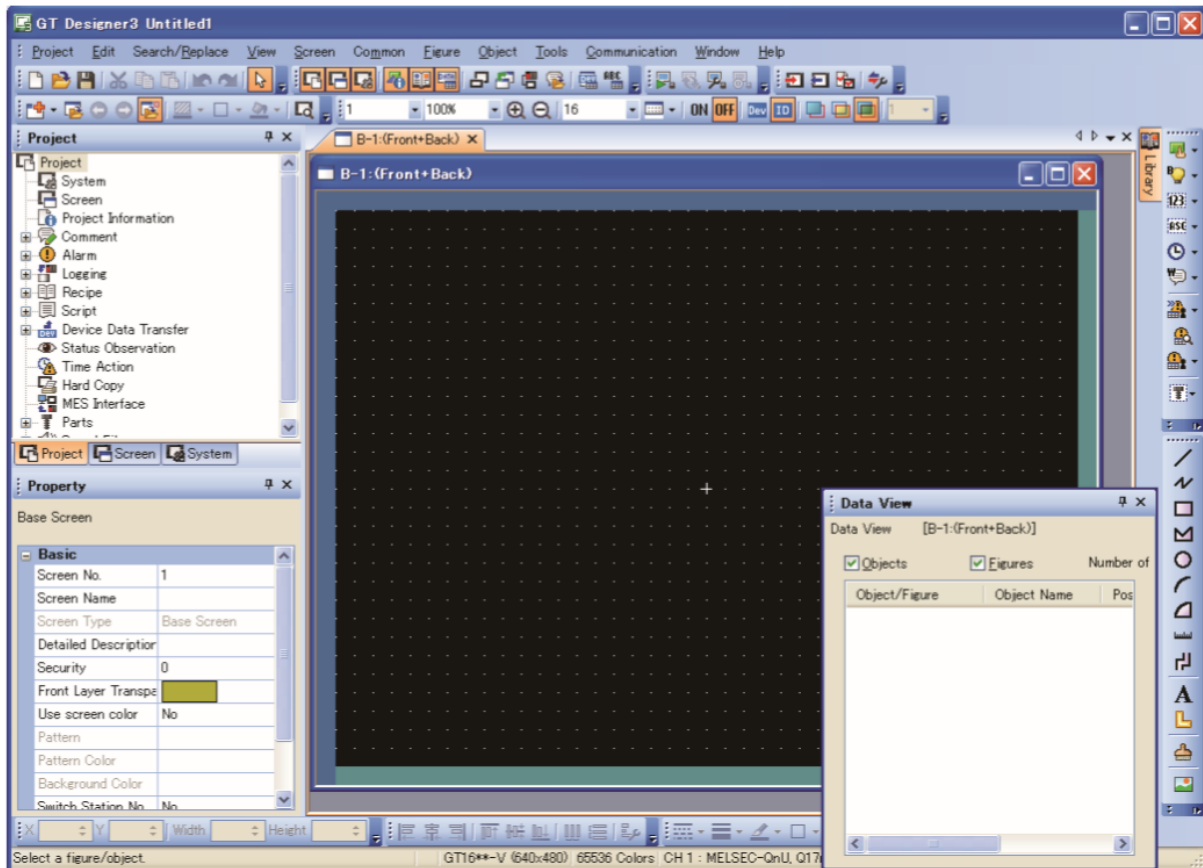
## 2.2 Softverska podrška

Glavni alati za programiranje PLCa su *GX Works3*, *GT Designer3* i *MR Configurator 2*. *GX Works3* je softverski paket koji služi za programiranje različitih serija PLC-a proizvođača Mitshubishi. Podržava većinu IEC jezika za programiranje uz mogućnost korištenja različitih jezika unutar istog projekta. Također, omogućena je jednostavna promjena parametara, uz napredne mogućnosti ispravljanja greški i prikaza stanja u PLC-u (engl. *Debugging*) [4].



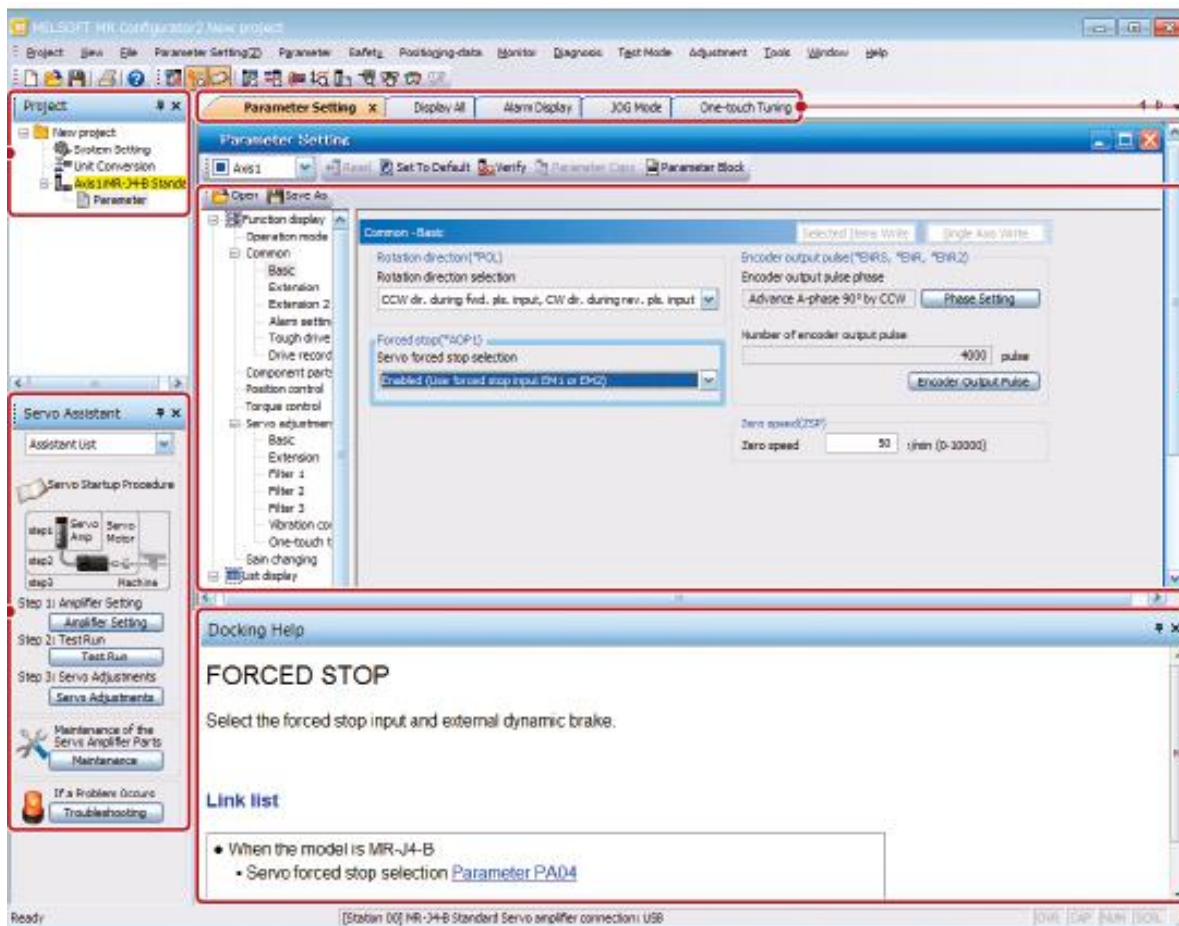
Slika 2. GX Works3 [4]

GT Designer3 služi za programiranje zaslona HMI-a, te uspostavljanje veze sa drugim uređajima. Na izbor se nudi veliki broj gotovih primjera zaslona za napredne servo, robotske i općenito automatizacijske sustave, što je prednost jer se skraćuje vrijeme programiranja i izrade sustava [5].



Slika 3. GT Designer3 [5]

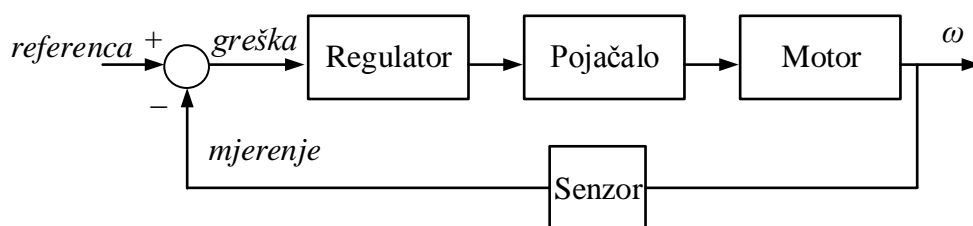
MR Configurator2 služi za podešavanje servo sustava odnosno servo pojačala. Pomoću komunikacije funkcije servo pojačala izvršava promjenu parametara, prikaz grafa, testne operacije i slično [6].



Slika 4. MR Configurator2 [6]

### 2.3 Električni servo motor i pripadajuće komponente

Električni servo motor se primjenjuje kada postoji potreba za preciznim pozicioniranjem rotora, brzine vrtnje ili ubrzanja. Da bi se ostvarile takve karakteristike koristi se princip povratne veze. Ukoliko postoji razlika između signala reference i mjenog signala, tada se generira signal greške (engl. *error*) koji služi kao ulazni signal u regulator. Temeljem djelovanja regulatora dobivaju se potrebni signali koji u servo pojačalu generiraju odgovarajuće napone za rad električnog motora (vidi sliku 5).

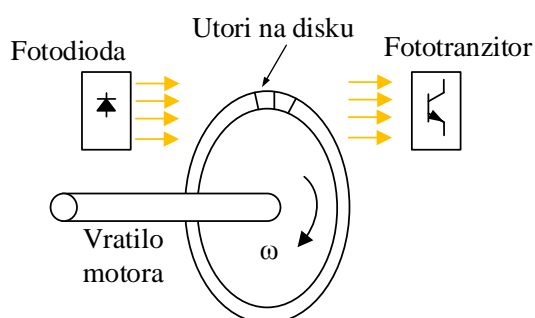


**Slika 5. Pojednostavljena blokovska shema servo sustava**

Najjednostavniji način izvođenja povratne veze može se ostvariti pomoću potencimetra i histereznog regulatora, poznatog još i pod nazivom *bang-bang* regulator. Takva izvedba je rijeđe u primjeni budući da su potencimetri podložni trošenju i histerezna regulacija nema dobre performanse kada se traži visoka točnost po pitanju brzine/akceleracije motora. Sofisticiraniji servo motori najčešće koriste enkodere ili nešto rijeđe tahogeneratore kao senzorski sustav za mjerenje brzine osovine.

Enkoder je vrsta senzora koji služi za mjerenje brzine vrtnje. Izvedbe se mogu razlikovati prema tipu izlaznih signala, te postoje apsolutni i inkrementalni enkoderi. Apsolutni enkoderi za razliku od inkrementalnih imaju sposobnost memoriranja pozicije osovine i nakon nestanka napajanja, što može biti prednost jer se time eliminira inicijalizacija pogona (utvrđivanje početnog položaja rotora). Ukoliko to svojstvo nije potrebno može se primjeniti inkrementalni enkoder koji ima prednost manje cijene i bolje robustnosti.

Inkrementalni enkoder radi pomoću svjetlosnih signala. Izvodi se pomoću fototranzistora, rotirajućeg diska i svjetleće diode. Svjetleća dioda emitira svjetlost koja prolazi kroz zareze jednoliko raspoređene po cijelom opsegu rotirajućeg diska. S druge strane se nalazi fototranzistor koji svjetlosne zrake pretvara u električni signal primjenjiv za daljnju obradu (vidi sliku 6).



**Slika 6. Inkrementalni enkoder**

Frekvencijski pretvarač se u praksi učestalo naziva servo pojačalo (engl. *Servo Amplifier*), te temeljem ulaznih signala senzora generira fazne napone koji napajaju motor. Servo motor može predstavljati različite vrste motora, prema najjednostavnijoj izvedbi to može biti običan *brushed*

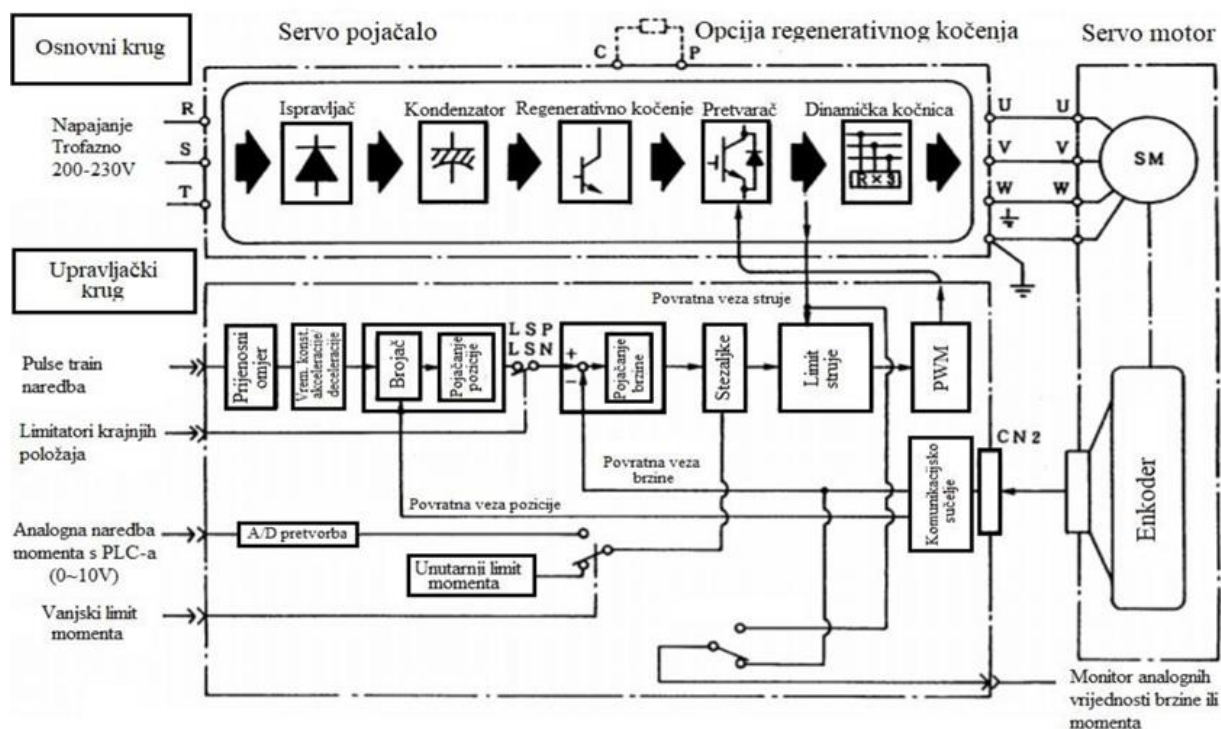
DC motor zbog svoje cijene i jednostavnosti. Za najbolje performanse koriste se indukcijski *brushless* AC motori s permanentnim magnetima [7,8].

U ovom radu korišteni su PMSM (engl. *Permanent Magnet Synchronous Motor*) motori izvedeni sa permanentnim magnetima i integriranim enkoderom, te pripadajuća serija servo pojačala koja podržava regulaciju momenta, brzine i pozicije.

## 2.4 Regulacijski krug servo sustava

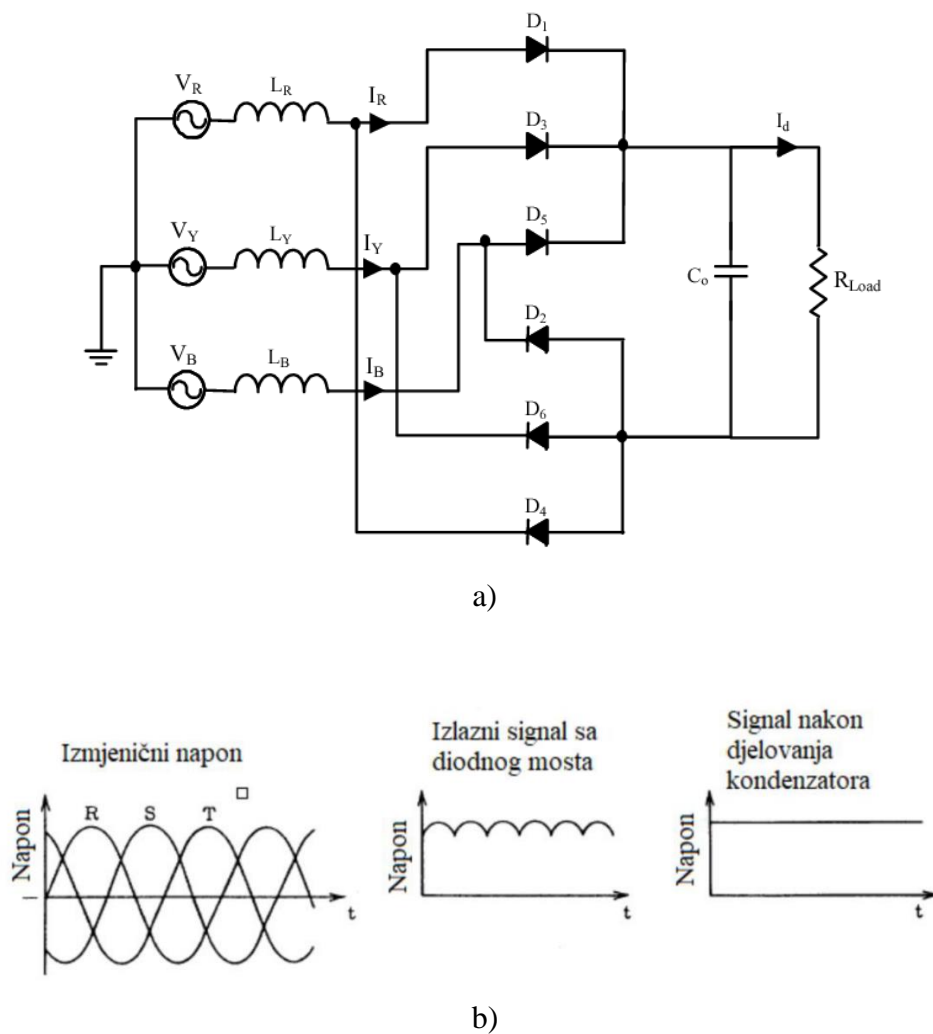
Regulacijski krug integriran je u samom servo pojačalu (slika 7). PLC zadaje referentnu vrijednost na ulazu u regulacijski krug, dok servo pojačalo reagira na način da nastoji postići zadanu vrijednost pozicije motora preko enkodera kao povratne veze. Enkoder ima mogućnost mjerenja pomaka, brzine i smjera čime zatvara dvije od tri regulacijske petlje, brzine i pozicije. Ako pozicioniranje nije izvršeno prema naredbi PLC-a ili ako PLC nema točnu vrijednost pozicije na ulazu, započinje se sekvenca gdje se dovodi sustav u početnu poziciju.

Servo pojačalo sastoji se od osnovnog sklopa frekvencijskog pretvarača uz dodatak regulacijskog kruga [9].



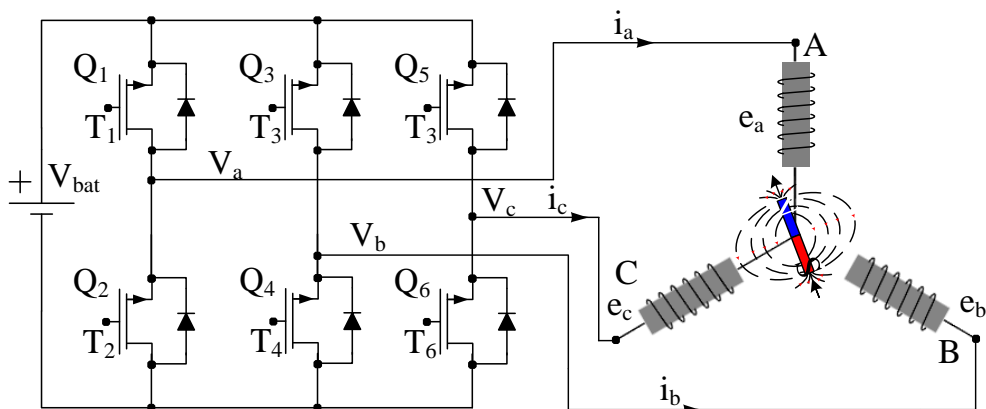
Slika 7. Blokovski dijagram servo pojačala [9]

Frekvencijski pretvarač sastoji se od tri dijela: ispravljač, DC međukrug i izmjenjivač. Ispravljač ispravlja trofazni sinusoidalni napon u istosmjerni napon pomoću diodnog mosta koji propušta struju samo u jednom smjeru, uz korištenje kondenzatora koji valoviti napon izravnava na približno konstantan napon na izlazu. Rad ispravljača i valni oblici napona prikazani su na slici 8.



**Slika 8.** Električna shema diodnog mosta (a) i valni oblici napona (b) [9]

DC međukrug koristi kondenzatore i zavojnice za izravnavanje napona prije nego što uđe u krug izmjenjivača, također može sadržavati filtre koji potiskuju izobličenja zbog utjecaja viših harmonika [10].



**Slika 9.** Trofazni izmjenjivač spojen na faze električnog motora

Izmjenjivač koristi tri seta brzih tranzistora da bi se generirale tri faze izmjeničnog sinusnog vala. Navedeni pulsevi uz napon diktiraju i frekvenciju izlaznog signala. Amplituda i period trajanja impulsa tranzistora ovise o pulsno širinskoj modulaciji (PWM) [10].

### 3. Matematički model PMSM (SPM) motora

SPM (engl. *Surface Permanent Magnet Motor*) motori spadaju u PMSM vrstu motora kod kojih su permanentni magneti pričvršćeni na površinu rotora čime se postiže jednolik radijalni induktivitet po cijelom obodu rotora. Takva konstrukcija omogućava jednostavnu detekciju pozicije koordinatnog sustava polja budući da je proporcionalna poziciji rotorskog koordinatnog sustava uvećanog za faktor  $p$ .

Osnovni model motora orijentiran je prema troosnom koordinatnom sustavu statora ( $a - b - c$ ) koji je nelinearan i neprijemljiv za upravljanje. Da bi se doskočilo tom problemu koristi se Clarke-ova transformacija u mirujući dvoosni sustav ( $\alpha - \beta$ ). Nadalje da bi se dobio koordinatni sustav koji je mirujući u odnosu na rotor koristi se Park-ova transformacija čime se dobiva  $d - q$  koordinatni sustav [9, 15].

#### 3.1 Jednadžbe sinkronog motora s permanentnim magnetima na rotoru

Trofazni motor s permanentnim magnetima (PMSM) ima prostornu razdiobu toka magnetskog polja rotora u zračnom rasporu koja je približno harmoničkog karaktera. Na temelju te činjenice, pomoću električne sheme na slici 10 moguće je izvesti sljedeće jednadžbe (uz pretpostavku jednakosti faznih otpora i induktiviteta):

$$u_1 = Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} + p\omega_m \phi_r \sin(\alpha_e) \quad (3.1)$$

$$u_2 = Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} + p\omega_m \phi_r \sin\left(\alpha_e - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.2)$$

$$u_3 = Ri_3 + L \frac{di_3}{dt} + p\omega_m \phi_r \sin\left(\alpha_e - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (3.3)$$

Pod pretpostavkom vanjskih permanentnih magneta na rotoru jednadžbe 3.1 – 3.3 mogu se transformirati u:

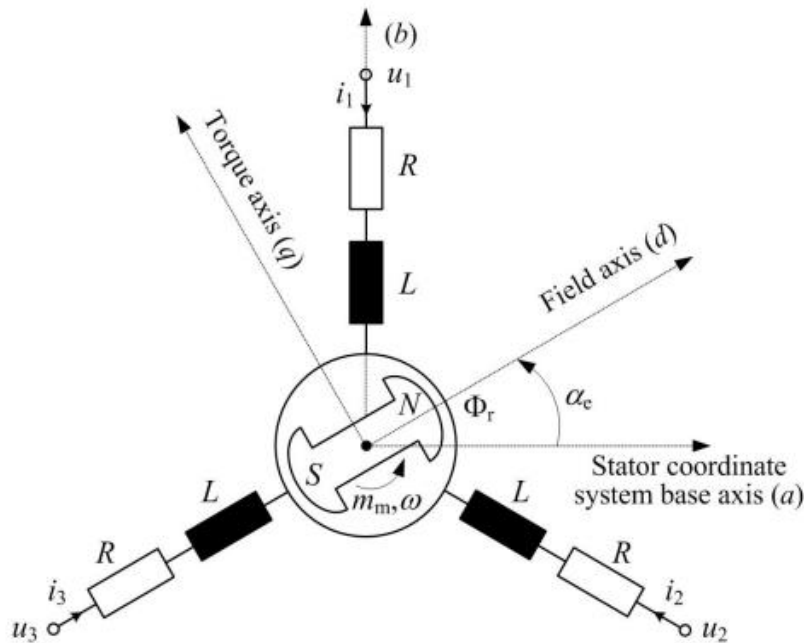
$$u_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - p\omega_m Li_q \quad (3.4)$$

$$u_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + p\omega_m Li_d + p\omega_m \phi_r \quad (3.5)$$

Gdje su:



- $i_1, i_2, i_3$  – fazne struje armature statora  
 $u_1, u_2, u_3$  – fazni naponi armature statora  
 $p$  – broj parova polova  
 $\omega$  – kutna brzina magnetskog polja statora  
 $\omega_m$  – kutna brzina osovine rotora  
 $\alpha_e$  – električki kut rotora  
 $\phi_r$  – amplituda toka magnetskog polja statora  
 $R$  – otpor faze armature  
 $L$  – induktivitet faze armature



Slika 10. Shematski prikaz PMSM motora [11]

Okretni moment motora se može izraziti kao omjer snage na osovini i brzine vrtnje rotora:

$$m = \frac{P}{\omega_m} = p \frac{e_1 i_1 + e_2 i_2 + e_3 i_3}{\omega} \quad (3.6)$$

Da bi se izbjegla nula u nazivniku koja je problem prilikom simuliranja na računalu, moment se može izraziti kao:

$$m = p \phi_r \left[ i_1 \sin(\alpha_e) + i_2 \sin\left(\alpha_e - \frac{2\pi}{3}\right) + i_3 \sin\left(\alpha_e - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (3.7)$$

Struje i naponi faznih namota armature statora su razmaknuti za  $120^\circ$  i imaju sljedeći matrični zapis:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = I_{ph} \begin{bmatrix} \sin(\omega_m t + \varphi) \\ \sin(\omega_m t - \frac{2\pi}{3} + \varphi) \\ \sin(\omega_m t - \frac{4\pi}{3} + \varphi) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = I_{ph} \begin{bmatrix} \sin(\omega_m t + \varphi) \\ \sin(\omega_m t - \frac{2\pi}{3} + \varphi) \\ \sin(\omega_m t - \frac{4\pi}{3} + \varphi) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Koristeći poučak o sinus:

$$\sin(\alpha_1) \sin(\beta_1) = \frac{1}{2} [\cos(\alpha_1 - \beta_1) - \cos(\alpha_1 + \beta_1)] \quad (3.10)$$

Dobiva se sljedeći izraz za moment:

$$m = \frac{3}{2} p \phi_r I_{ph} \cos(\varphi) \quad (3.11)$$

Uvodeći relaciju:

$$K_t = \frac{3}{2} p \phi_r \quad (3.12)$$

Konačno dobivamo izraz za moment:

$$m = K_t I_{ph} \cos(\varphi) \quad (3.13)$$

### 3.2 Clarke i Parke transformacije

Prvi korak prilagođavanja trofaznog sustava je korištenje Clarke transformacije koja će trofazni  $a - b - c$  sustav transformirati u dvofazni  $\alpha - \beta$  koordinatni sustav korištenjem transformacijskog faktora  $y = e^{-2j\pi/3}$ .

Prilikom izvođenja jednadžbi fazne veličine  $a - b - c$  referirat će se na način 1 - 2 - 3 da bi se održala dosljednost s prethodnim dijelom rada.

Može se primjeniti direktna Clark transformacija [8-10] koja glasi:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Nakon primjene Clarke transformacije dobiva se sljedeći sustav dvoosnog oblika:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} + p\omega_m \phi_r \begin{bmatrix} -\sin(\alpha_e) \\ \cos(\alpha_e) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Dobivene su jednadžbe koje opisuju vremenski ovisne veličine (neprikladno za regulaciju), dakle potrebno je upravljati s dvijema konstantnim veličinama. Taj se problem rješava transformiranjem  $\alpha - \beta$  sustava u rotirajući  $d - q$  koordinatni sustav korištenjem direktne Park transformacije [8-10,15]:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_e & -\sin \alpha_e \\ \sin \alpha_e & \cos \alpha_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Veze između pravog  $a - b - c$  sustava i virtualnog  $q - d$  sustava su sadržane u direktnim (jednadžba 3.17) i inverznim (jednadžba 3.18) Clarke i Park-ovim jednadžbama transformacije [8-10,15]:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha_e & \sin \alpha_e \\ -\sin \alpha_e & \cos \alpha_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 3\sqrt{3} & -3\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \alpha_e & \sin \alpha_e \\ -\sin \alpha_e & \cos \alpha_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Navedenim izvodima dobiven je rotirajući dvoosni koordinatni sustav koji je moguće regulirati pomoću dvije konstante referentne vrijednosti što ga čini idealnim za za PI i PID regulaciju,

dok bi kod pristupa bez korištenja navedenih transformacija regulaciju trebalo izvesti sa tri fazno pomaknute sinusoidalne funkcije. Sređivanjem jednadžbi 3.15 i 3.16 dobiva se konačna formulacija modela u  $d - q$  koordinatnom sustavu:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L_a \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} + p\omega_m L_a \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p\omega_m \phi_r \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Ako se član  $p\phi_r$  iz jednadžbe 3.19 izrazi kao  $K_v$  moguće je prepoznati da se član elektromotorne sile pojavljuje samo u  $q$  osi, samim time je i djelovanje motora vidljivo samo u  $q$  osi:

$$m = \frac{3}{2} p \phi_r i_q \quad (3.20)$$

Iz navedenog proizlazi da  $i_d$  komponenta struje služi za smanjenje ukupnog toka magnetskog toka polja, budući da je magnetskog polje rotora konstantno, jedini način da se smanji ukupno magnetsko polje je pomoću elektromagnetskog polja suprotnog predznaka, koje stvara struja  $i_d$ .

Navedena struja  $i_d$  će smanjiti ukupni magnetski tok u osi  $d$  tj. smanjit će se ukupni magnetski tok statora. Nadalje, da bi se ostvario maksimalni moment  $m$  potrebno je težiti što većem faktor  $\cos(\varphi)$  odnosno približiti ga jedinici što je više moguće. U stacionarnom stanju faktor  $\cos(\varphi)$  iznosi 1, te vrijede jednakosti:

$$i_d \approx 0 \quad (3.21)$$

$$i_q \approx I_{ph} \quad (3.22)$$

Referenca struje može se odrediti jednadžbom:

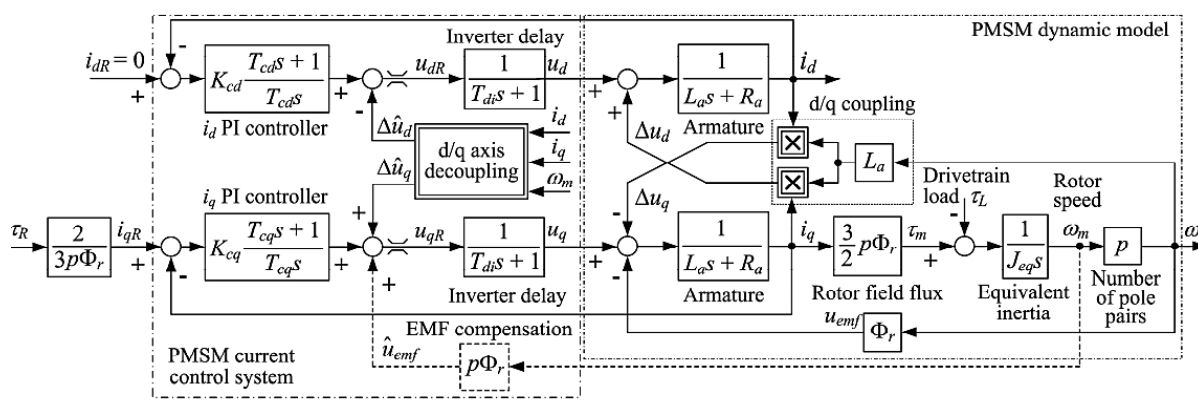
$$i_{qR} = \frac{m_{mR}}{K_t} \quad (3.23)$$

## 4. Regulacija PMSM servo motora

Da bi se uklonila greška u stacionarnom stanju koristi se PI regulator. Koristeći  $d - q$  koordinatni sustav uz pretpostavke iz jednadžbi 3.19 i 3.20 PMSM motor se može regulirati slično kao i klasični DC motor ako se razdvoji regulacija  $d$  i  $q$  osi.

Drugim riječima, regulacija  $d$  osi definira stanje magnetskog polja dok regulacija  $q$  osi definira stanje momenta rotora: Budući da se u takvom slučaju zasebno upravljaju vektori  $d$  i  $q$ , takav pristup se naziva vektorsko upravljanje (engl. *Vector Control*).

Sustav je prikazan na slici 11. Na lijevoj strani se nalaze PI kontroleri koji upravljaju vektorima struja  $i_q$  i  $i_d$ . Parametri regulatora računaju se na isti način kao i kod standardnog DC motora sa nezavisnom uzбудom. Referenca  $i_q$  se postavlja ovisno o željenom izlaznom momentu prema jednadžbi 3.20 koja proizlazi iz jednadžbe 3.11 uz pretpostavku da je referenca  $i_d$  jednaka nuli. Kompenzacija kašnjenja zbog raspredanja  $d$  i  $q$  vektora izvršava se pomoću unaprijednog upravljanja članovima  $\Delta\hat{u}_d$  i  $\Delta\hat{u}_q$  koji su ovisni o mjerenim strujama i brzini rotora. Kašnjenje PWM pretvarača uzima se u obzir kao član s kašnjenjem prvog reda  $T_{ch}$  [10,15].



Slika 11. Dinamički model PMSM motora [10]

### 4.1 Regulacija struje servo motora

Regulacija struje servo motora se izvodi isto kao i kod DC motora budući je dinamički model armature PMSM motora vrlo sličan modelu armature DC motora. Izrazi za proporcionalna pojačanje  $K_a$  i vremenske konstante  $T_a$  su jednaki i glase:

$$K_a = \frac{1}{R_a}, \quad T_a = \frac{L_a}{R_a} \quad (4.1)$$

Postavlja se zasebni PI regulator za  $q$  i zasebno za  $d$  os. Sinteza se primjenom sljedećih izraza:

$$T_{ei} = \frac{T_{di}}{D_{2i}} \quad (4.2)$$

$$T_{cd} = T_{cq} = \frac{L}{R}, \quad K_{cd} = K_{cq} = \frac{T_{cq}}{T_{ei}} R \quad (4.3)$$

Gdje su:

$T_{ei}$  – ekvivalentna vremenska konstanta kruga armature motora

$T_{di}$  – parazitska vremenska konstanta

$D_{2i}$  – parametar optimuma dvostrukog odnosa, 0.5

$T_{cq}, T_{cd}$  – integralne vremenske konstante PI regulatora

$K_{cd}, K_{cq}$  – pojačanje PI regulatora struje

$L, R$  – induktivitet armature motora, otpor armature motora

Parametri motora HG-KN13J i pretvarača MR-JE-10A prikazani su u tablici 2.

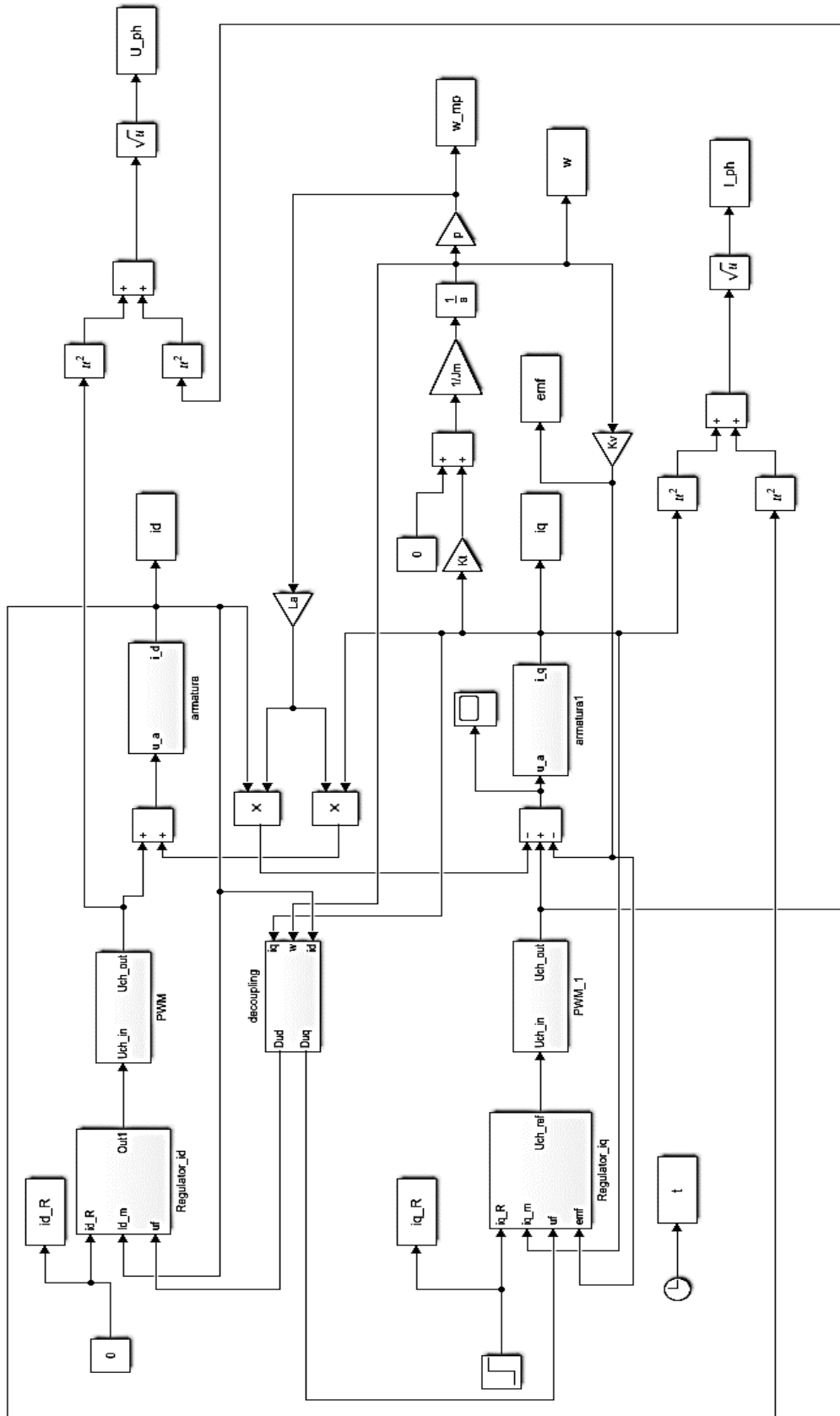
Veličina	Iznos
Masa motora $M_m$	0.57 kg
Inercija motora $J_m$	0.07832e-04 kgm <sup>2</sup>
Konstruktivska konstanta EMS $K_v$	0.24 Vs/rad
Konstruktivska konstanta momenta $K_t$	0.4 Nm/A
Otpor armature $R$	23.4 $\Omega$
Induktivitet armature $L$	20.6e-03 H
Nazivni moment motora $T_N$	0.32 Nm
Maksimalni moment motora $T_{max}$	0.95 Nm
Frekvencija pretvarača $f_{ch}$	2 kHz

**Tablica 2. Parametri motora HG-KN13J i pretvarača MR-JE-10A**

Izvedeni parametri modela:

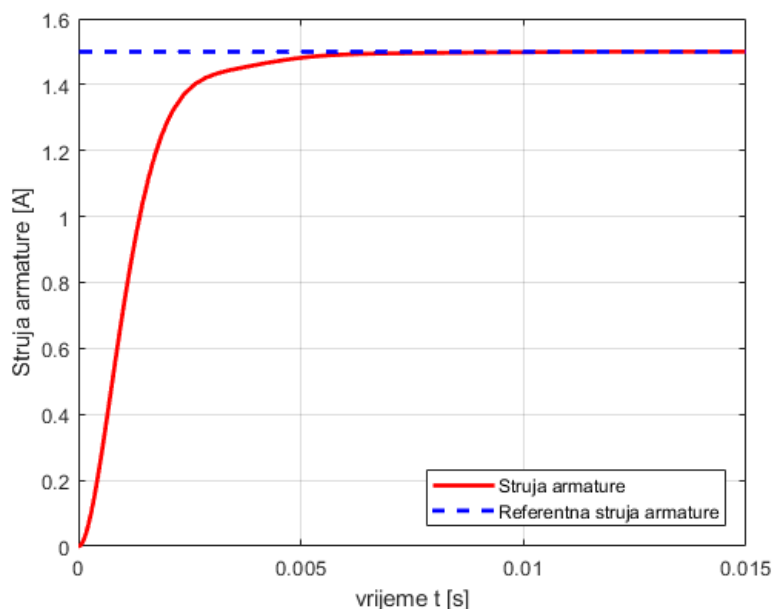
Veličina	Iznos
Pojačanje armaturnog kruga $K_a$	0.0427 $\Omega^{-1}$
Vremenska konstanta armaturnog kruga $T_a$	8.8034e-04 s
Pojačanje PI regulatora struje $K_{cq}, K_{cd}$	20.6 V/V
Vremenska konstanta integratora PI regulatora struje $T_{cqi}, T_{cdi}$	8.8034e-04 s
Ekvivalentna vremenska konstanta kruga regulacije struje $T_{ce}$	0.001 s
Kašnjenje, vremenska konstanta frekvencijskog pretvarača $T_{ch} = f_{ch}^{-1}$	5e-04 s

**Tablica 3. Izvedeni parametri modela za regulaciju struje**



Slika 12. Model PMSM motora u programskom paketu Simulink

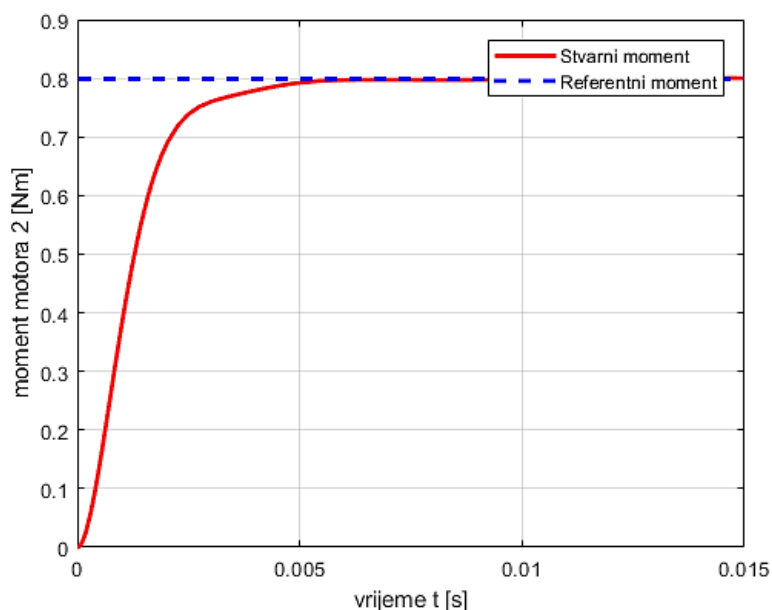
Dobiveni odziv regulacijskog kruga struje armature iz modela PSMS motora (slika 12) za referencu struje od 1.5 A prikazan je na slici 13. Dobiven je aperiodski odziv sa brzim rastom struje uz prijelaznu pojavu od približno 5 ms.



Slika 13. Odziv regulacijskog kruga struje armature

## 4.2 Regulator momenta

Budući da je moment proporcionalan struji, regulator momenta se izvodi se jednako kao i regulator struje. Temeljem simulacijskog modela (slika 12) i dobivenih parametara regulatora (tablica 3) na slici 14 prikazan je odziv za referencu momenta od 0.8 Nm. Dobiven je brzi aperiodski odziv sa prijelaznom pojavom od približno 5 ms.

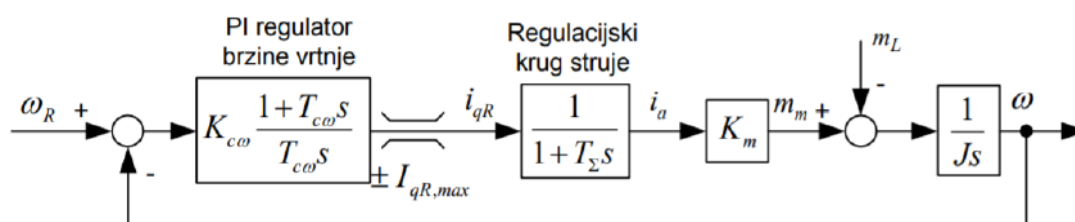


Slika 14. Odziv momenta dobivenih pomoću PI regulatora u kontinuiranom području



### 4.3 Regulacija brzine vrtnje pomoću PI regulatora

Sinteza regulatora brzine vrtnje ista je kao i kod istosmjernih DC motora [10].



Slika 15. Regulacijski krug struje [10]

Sinteza regulatora brzine vrtnje daje sljedeće parametre regulatora:

$$K_{c\omega} = \frac{J_m}{D_{2\omega} T_{e\omega} K_t} \quad (4.4)$$

$$T_{c\omega} = T_{e\omega} = \frac{T_{\Sigma\omega}}{D_{3\omega} D_{2\omega}} \quad (4.5)$$

Za parametre  $D_{2\omega}$  i  $D_{3\omega}$  koristi se simetrični optimum. Simetrični optimum postavlja parametre  $D_{2\omega}$  i  $D_{3\omega}$  na način da za integralnu vremensku konstantu  $T_{c\omega}$  pojačanje  $K_{c\omega}$  mora biti takvo da je lomna frekvencija  $1 / T_{c\omega}$  zrcalno raspoređena oko frekvencije kritične faze čime se dobiva maksimalna fazna rezerva. Za simetrični optimum parametri  $D_{2\omega}$  i  $D_{3\omega}$  jednaki su 0.5. Nakon uvrštavanja karakterističnih odnosa jednačbe 4.6 i 4.7 glase:

$$T_{c\omega} = T_{e\omega} = 4T_{\Sigma\omega} \quad (4.6)$$

$$K_{c\omega} = \frac{J_m}{4 \cdot T_{\Sigma\omega} K_t} \quad (4.7)$$

Gdje su:

$T_{\Sigma\omega}$  – parazitska vremenska konstanta regulacijskog kruga brzine vrtnje (u ovom slučaju kašnjenje regulacijskog kruga struje armature)

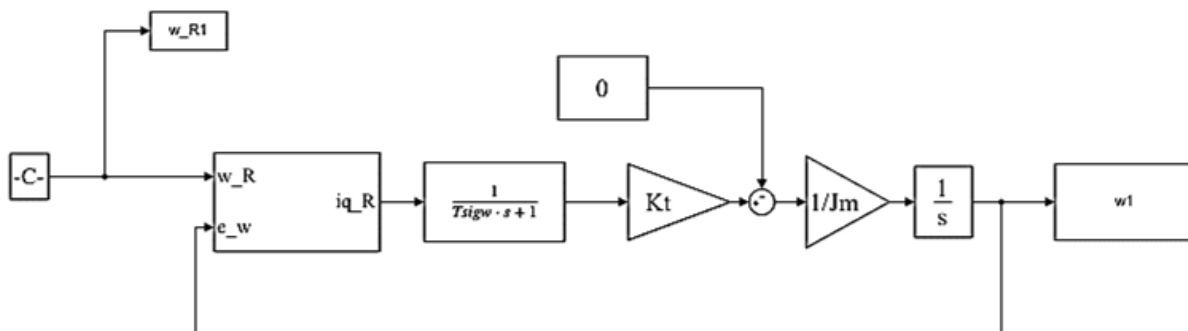
$T_{c\omega}$  – integralna vremenska konstanta integratora PI regulatora brzine vrtnje

$K_{c\omega}$  – proporcionalno pojačanje PI regulatora brzine vrtnje

$J_m$  – inercija motora

Također postoji mogućnost promjene karakterističnog odnosa  $D_{2\omega}$  na nešto nižu vrijednost, u ovom slučaju 0.35, da bi se uklonio prebačaj i povećala robustnost regulacijskog kruga na moguće smetnje i zanemarenja podređenog regulacijskog kruga struje.

Realizacija modela u Simulink-u prikazana je na slici 16.

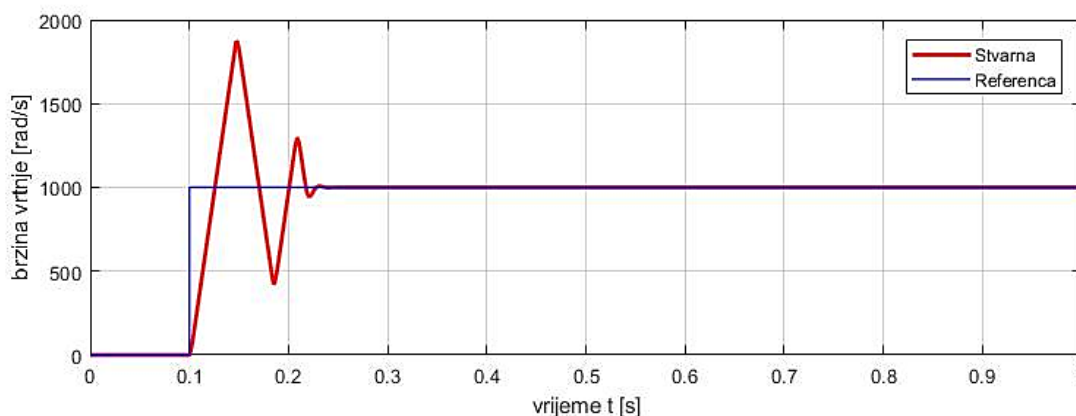


Slika 16. Pojednostavljeni model brzine vrtnje uz PI regulator

Izvedeni parametri regulacijskog kruga brzine vrtnje uz PI regulator:

Veličina	Iznos
Proporcionalno pojačanje PI regulatora $K_{c\omega}$	0.0075
Vremenska konstanta integratora PI regulatora brzine vrtnje $T_{c\omega}$	0.0052
Parazitska vremenska konstanta regulacijskog kruga brzine vrtnje $T_{\Sigma\omega}$	0.0013 s
Proporcionalno pojačanje PI regulatora $K_{c\omega}$ ( $D_{2\omega} = 0.35$ )	0.0075
Vremenska konst. integratora PI regulatora brzine vrtnje $T_{c\omega}$ ( $D_{2\omega} = 0.35$ )	0.0074 s

Tablica 4. Izvedeni parametri modela za regulaciju brzine vrtnje



Slika 17. Odziv brzine vrtnje dobiven PI regulatorom

Dobiveni su prebačaji brzine vrtnje i do 80% (slika 17). Iako se postiže statička točnost nakon prijelazne pojave, navedena izvedba regulatora je neprihvatljiva s obzirom na prebačaje.

Da bi se analizirao problem ovog načina regulacije i pronašlo adekvatno rješenje potrebno je promotriti prijenosnu funkciju zatvorenog kruga regulacije brzine vrtnje koja glasi:

$$G(s) = \frac{K_{c\omega}(1 + T_{c\omega}s)K_t}{T_{c\omega}s(1 + T_{\Sigma\omega}s)J_ms + K_{c\omega}(1 + T_{c\omega}s)K_t} \quad (4.8)$$

Sređivanjem se dobiva uredniji izraz:

$$G(s) = \frac{1 + T_{c\omega}s}{s^3 \left( \frac{T_{c\omega}T_{\Sigma\omega}Jm}{K_t K_{c\omega}} \right) + s^2 \left( \frac{T_{c\omega}Jm}{K_t K_{c\omega}} \right) + T_{c\omega}s + 1} \quad (4.9)$$

Treba uočiti da je vrijednost prvog člana u nazivniku prijenosne funkcije mnogo manja od ostalih članova (nula i polova) zbog male inercije motora, pa se zbog toga zanemaruje.

Nakon navedenog zanemarenja izraz glasi:

$$G(s) = \frac{1 + T_{c\omega}s}{s^2 \left( \frac{T_{c\omega}Jm}{K_t K_{c\omega}} \right) + T_{c\omega}s + 1} \quad (4.10)$$

Ako se još uz to izmakne nula iz prijenosne funkcije dobiva se sljedeća jednačba u obliku PT2 člana:

$$G_1(s) = \frac{1}{s^2 \left( \frac{T_{c\omega}Jm}{K_t K_{c\omega}} \right) + T_{c\omega}s + 1} \quad (4.11)$$

Karakteristična prijenosna funkcija PT2 člana glasi:

$$G_{sPT2} = \frac{K_p}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + 1} \quad (4.12)$$

Gdje su:

$\omega_n$  – vlastita frekvencija sustava

$\zeta$  – stupanj prigušenja sustava

$K_p$  –proporcionalno pojačanje sustava

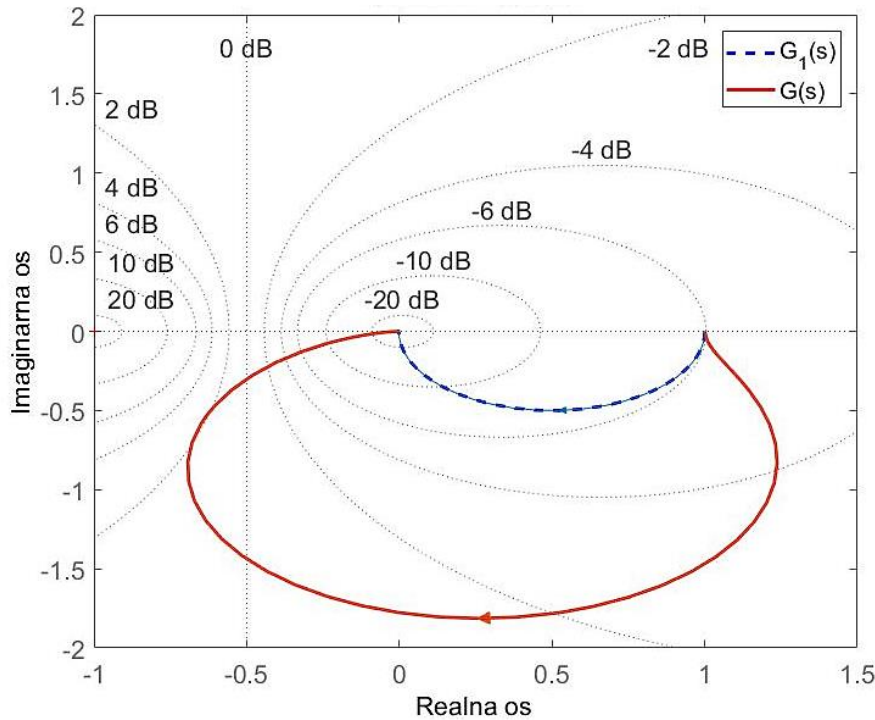
Izvode se parametri PT2 člana:

$$K_p = 1, \quad \omega_n = \sqrt{\frac{K_t K_{c\omega}}{T_{c\omega} Jm}}, \quad \zeta = \frac{1}{2} T_{c\omega} \sqrt{\frac{K_t K_{c\omega}}{T_{c\omega} Jm}} \quad (4.13)$$

Nakon izračuna oni iznose:

$$K_p = 1, \quad \omega_n = 271.96 \frac{\text{rad}}{\text{s}}, \quad \zeta = 0.7071$$

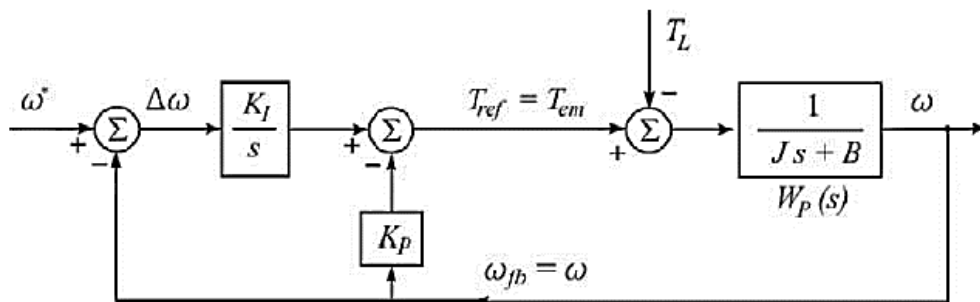
Pomoću izvoda PT2 člana i iscrtavanja Nyquist dijagrama (slika 18) uočljiv je problem nule u brojniku. Izmicanjem nule iz brojnika dobiva se vrlo povoljan P1 član za regulaciju, te će u ovom radu to biti izvedeno pomoću I-P strukture regulatora.



Slika 18. Odzivi sustava u Nyquistovom dijagramu

#### 4.4 Regulacija brzine vrtnje pomoću I-P regulatora

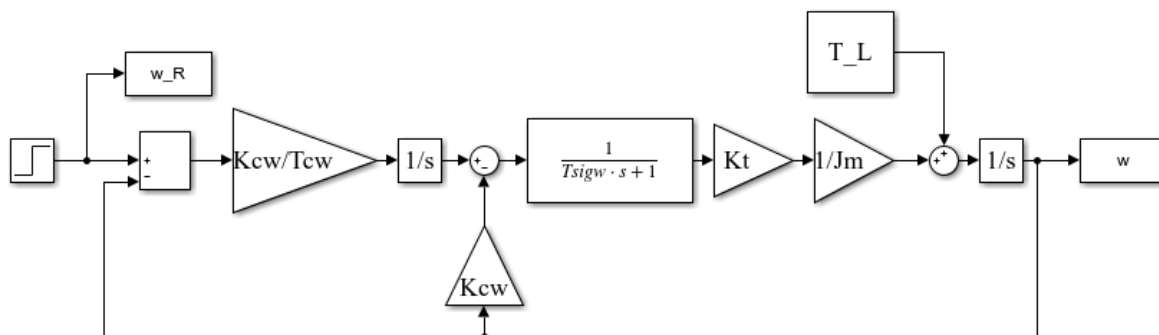
Ovaj pristup regulaciji motora zasniva se na premještanju proporcionalnog pojačanja sa direktne grane upravljanja na povratnu granu, na taj način  $K_{c\omega}$  izravno utječe na izlaznu vrijednost brzine vrtnje  $\omega$  umjesto na grešku  $\Delta\omega$ , regulacijski krug prikazan je na slici 19 [14].



Slika 19. I-P regulator brzine vrtnje [14]

Pomoću navedene prilagodbe eliminira se nula iz brojnika prijenosne funkcije  $G(s)$ .

Opisani model u Simulink programskom paketu :



Slika 20. Model I-P regulatora brzine vrtnje

Pojačanje integratora dobiva se iz izraza:

$$K_I = \frac{K_{c\omega}}{T_{c\omega}} \quad (4.14)$$

Uz granice na maksimalnu referencu struje  $L_i$ :

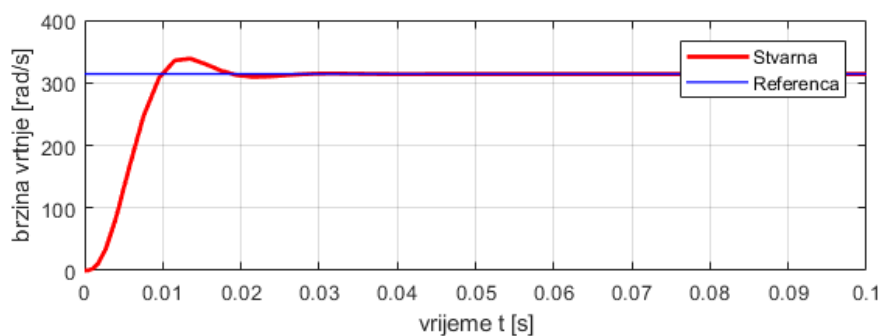
$$L_i = \pm \frac{T_{\max}}{K_t} \quad (4.15)$$

Prema modelu na slici 14. izvodi se prijenosna funkcija koja glasi:

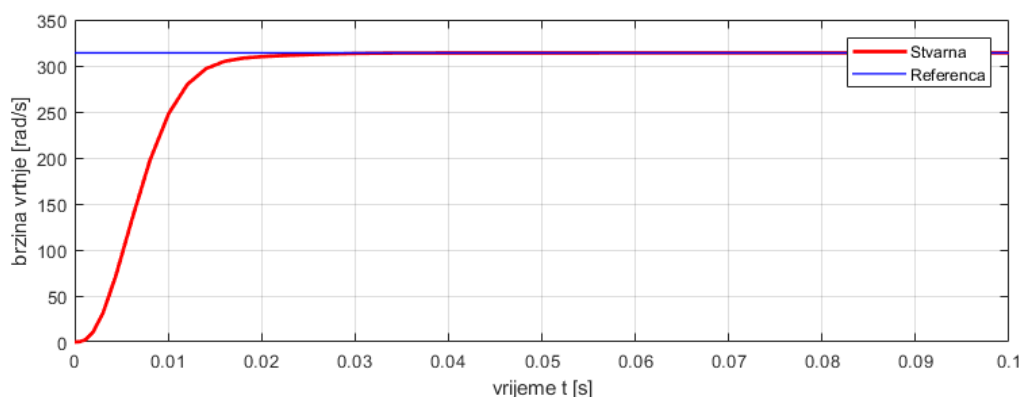
$$G_{I-P}(s) = \frac{1}{s^3 \left( \frac{T_{c\omega} T_{\Sigma\omega} J_m}{K_t K_{c\omega}} \right) + s^2 \left( \frac{T_{c\omega} J_m}{K_t K_{c\omega}} \right) + T_{c\omega} s + 1} \quad (4.16)$$

Budući da promjena djelovanja pojačanja  $K_{c\omega}$  nije utjecala na nazivnik prijenosne funkcije izrazi za parametre  $T_{c\omega}$  i  $K_{c\omega}$  ostaju jednaki kao i kod sinteze PI regulatora brzine vrtnje.

Pokazano je da se uz karakteristične odnose  $D_{2\omega}=0.5$  i  $D_{3\omega}=0.5$  dobiva odziv sa malim prebačajem (slika 21), dok se postavljanjem odnosa na  $D_{2\omega}=0.35$  i  $D_{3\omega}=0.5$  dobiva brzi aperiodski odziv brzine (slika 22).



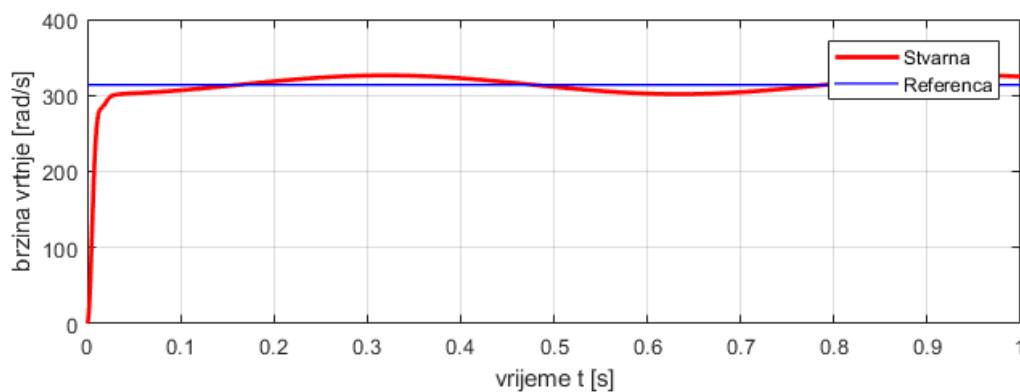
Slika 21. Odziv brzine vrtnje uz karakteristične odnose  $D_{2\omega} = 0.5$  i  $D_{3\omega} = 0.5$



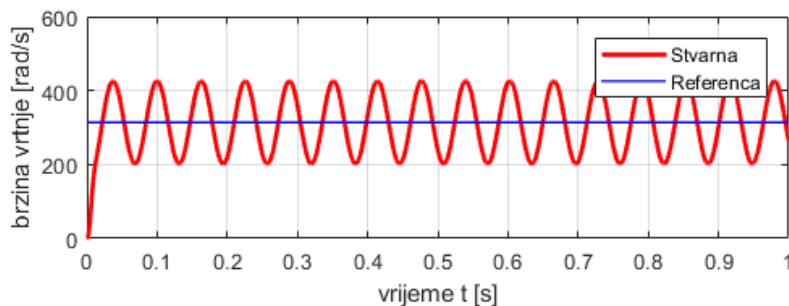
Slika 22. Odziv brzine vrtnje uz karakteristične odnose  $D_{2\omega}=0.35$  i  $D_{3\omega}=0.5$

#### 4.5 Mogućnost predkompensacije (Feedforward control)

Izvedeni regulator brzine ima sposobnost praćenja i odskočne *step* i *ramp* funkcije uz zanemarenje pojave trenja  $\hat{B}$  i promjene inercije  $\hat{J}$  (npr. promjena inercije uzrokovana promjenom spojke). Problemi nastaju kada bi se pokušao pronaći odziv na opterećenje čija funkcija ima beskonačno derivacija, npr. sinusni oblik opterećenja:



Slika 23. Odziv brzine vrtnje na sinusni oblik tereta frekvencije 10 rad/s



Slika 24. Odziv brzine vrtnje na sinusni oblik tereta frekvencije 100 rad/s

U navedenim primjerima očito je da navedeni sustav nemože pratiti referencu signala. Kada bi se primjenio teorem konačne vrijednosti na jednadžbu (4.16) :

$$e_0 = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{w(s)}{1 + G_0} \quad (4.17)$$

jasno bi se vidjelo da je maksimalan red pobudne funkcije drugi red, dakle za paraboličnu ili bilo koju funkciju višeg reda bilo bi potrebno dodavati dodatne polove  $K_i / s$  u prijenosnu funkciju regulatora da bi se dobio odziv bez trajnog odstupanja, što dovodi u pitanje stabilnost sustava i potrebu za naknadnom sintezom.

Da bi se jednostavno doskočilo tim problemima moguće je izvesti predkompensator opterećenja kojim bi se utjecaj navedenih problema anulirao [10, 14].

U slučaju da postoji moment opterećenja nepoznate funkcije, moment motora nemože sa sigurnošću osigurati stabilan odziv  $\omega = \omega_{ref}$ , kada bi se poznavao moment tereta u trenutku  $t$ , moment motora bi se mogao računati kao:

$$T = T_{FW} + T_{FB} \quad (4.18)$$

Gdje su:

$T$  – moment motora

$T_{FW}$  – moment motora uzrokovan predkompensatorom

$T_{FB}$  – moment motora uzrokovan regulacijom pomoću povratne veze

Moment motora uzrokovan predkompensatorom može se izraziti kao :

$$T_{FW} = \hat{f} \frac{d\omega_{ref}}{dt} + \hat{B} \omega_{ref} + T_{FL} \quad (4.19)$$

Gdje su:

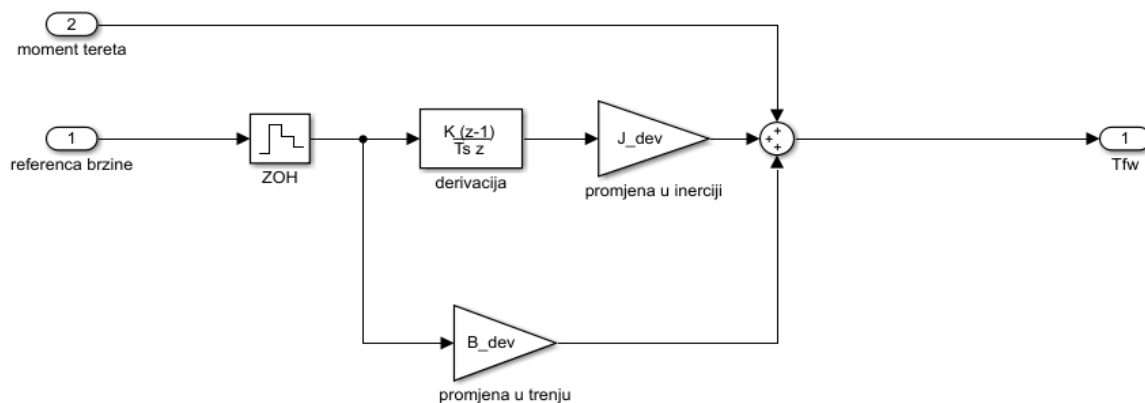
$T_{FL}$  – moment motora

$\omega_{ref}$  – referenca brzine vrtnje

Moment generiran pomoću predkompensatora ne ovisi o izlaznoj brzini osovine, nego samo o referenci brzine.

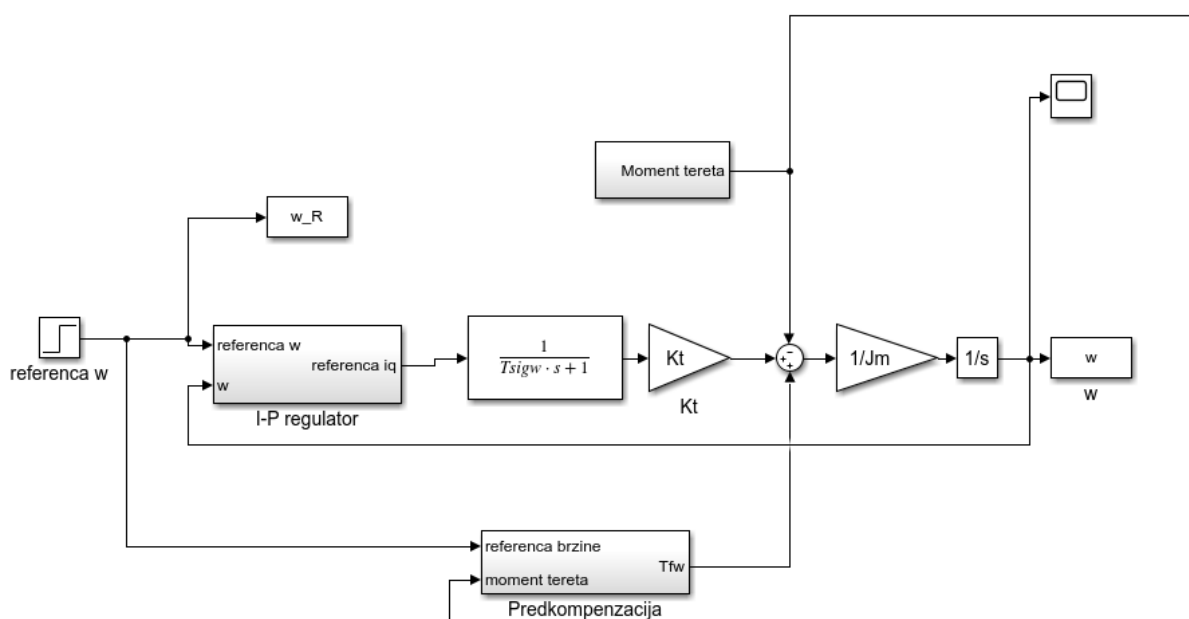
Prema navedenim jednadžbama korištenje povratne veze nebi bilo ni potrebno za slučaj da je navedeni model primjenjiv u praksi, u stvarnosti varijable kao ukupna inercija  $J$  višeosnog sustava postaju mnogo zahtjevnije za predvidjeti, nadalje, poznavanje momenta tereta je vrlo rijetko moguće. Stoga se regulacija pomoću povratne veze kombinira s regulacijom pomoću predkompensacije.

Model predkompensatora u programskom paketu Simulink:



**Slika 25. Model predkompenzatora u programskom paketu Simulink**

Model sustava uz predkompenzator:



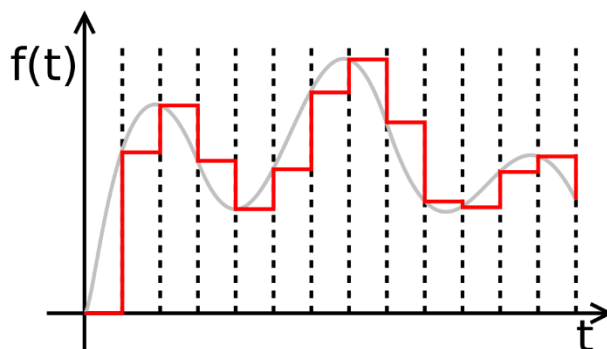
**Slika 26. Model sustava uz predkompenzator**

#### 4.6 Diskretizacija izvedenih regulatora

Da bi regulator bio primjenjiv u praktičnoj primjeni potrebno ga je prilagoditi digitalnim sklopovima. Sustav je moguće osmisliti u diskretnom  $z$  području te izvesti diskretni regulatori. U ovom radu korištena je tzv. *zero-order hold* metoda uzorkovanja signala, koja je zbog svojih svojstava vrlo prigodna za upravljanje servo motorima.

Princip metode zasniva se na zadržavanju vrijednosti signala prethodne točke uzorkovanja do sljedeće točke uzorkovanja (slika 27).





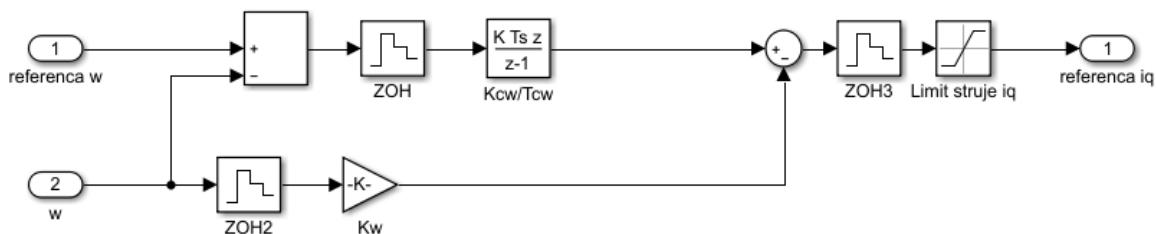
Slika 27. Zero-order hold [12]

Kod diskretnih sustava može se javiti umanjena stabilnost zbog kašnjenja vremena uzorkovanja. U pravilu je smanjenje stabilnosti zanemarivo za slučaj da je kašnjenje uzrokovano uzorkovanjem deset puta manje od vremena odziva polaznog sustava u kontinuiranoj domeni [13].

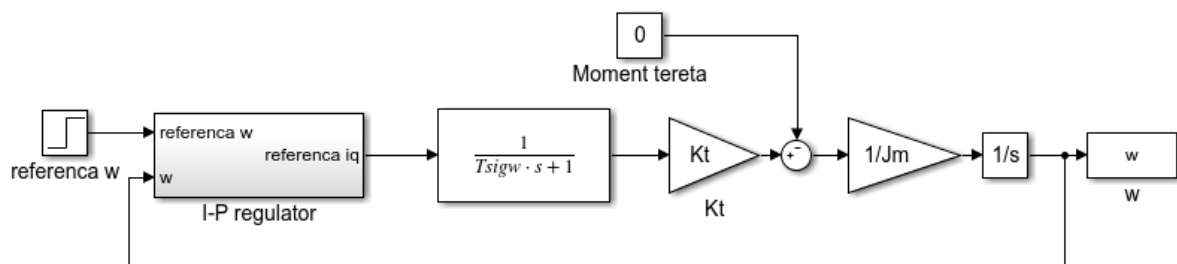
Zbog povećane robustnosti sustava i prigušenja oscilacija vrijeme uzorkovanja odabrano je razumno vrijeme uzorkovanja i iznosi  $T_S = 0.002$  s.

Pri ovom vremenu uzorkovanja promjene odziva diskretnog sustava brzine vrtnje su neznatne u odnosu na kontinuirani, tako da vrijede svi već dobiveni parametri regulatora brzine vrtnje.

Prikaz diskretiziranog modela u Simulink programskom paketu:

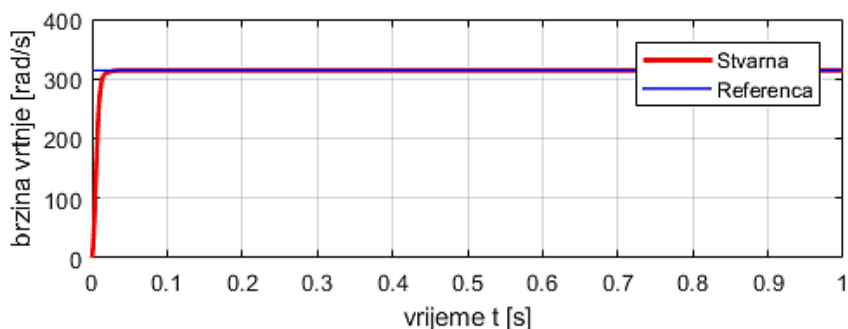


Slika 28. Diskretizirani I-P regulator

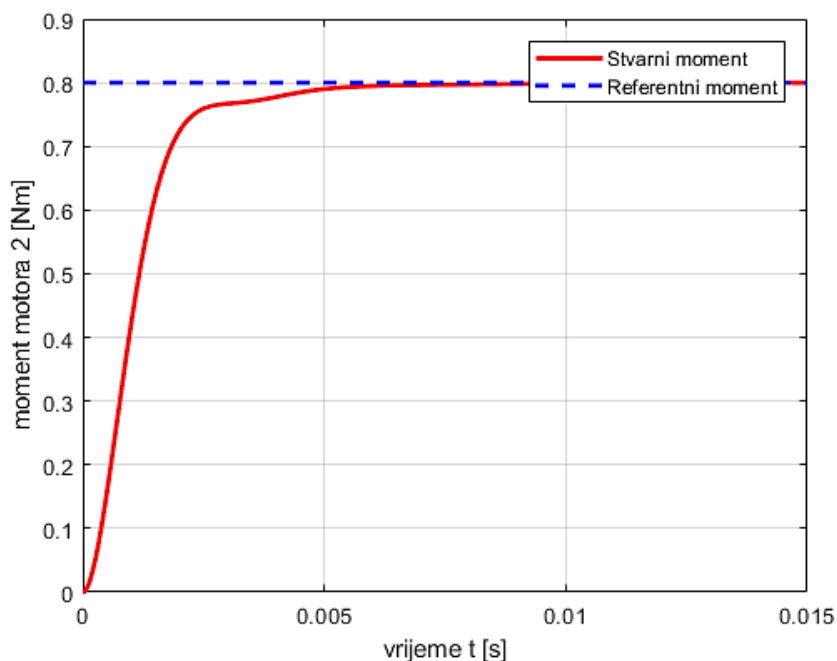


Slika 29. Regulacijski krug brzine vrtnje

Dobiveni odzivi aperiodskog karaktera sa brzom prijelaznom pojavom prikazani su na slikama 30 i 31.



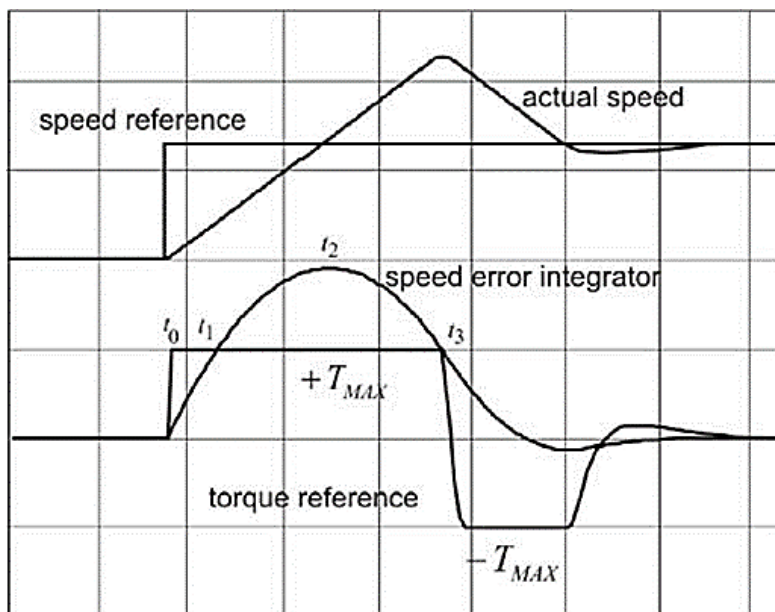
Slika 30. Odziv brzine vrtnje



Slika 31. Odzivi momenta dobivenih pomoću PI diskretnog regulatora uz  $T_{si} = 0.0002$

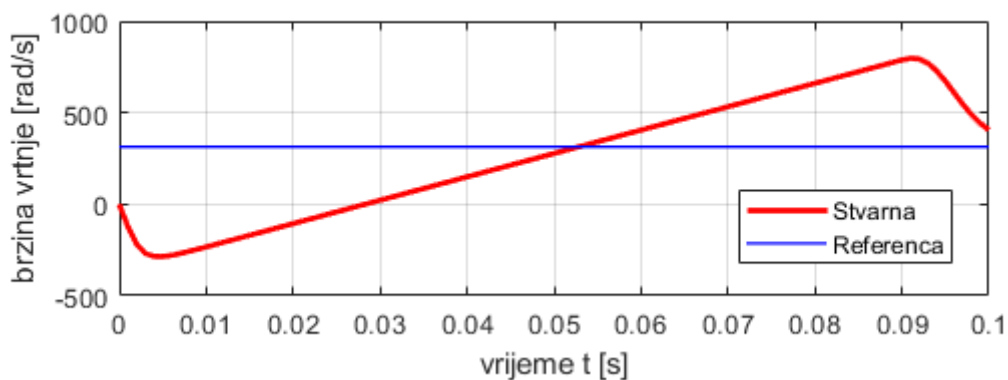
#### 4.7 Integrator wind-up

Kod regulacije brzine motora pretpostavljen je za slučaj djelovanja regulatora u linearnom načinu rada. Za slučajeve velike reference uz vanjski poremećaj (npr. visok moment tereta) dolazi do pojave znane kao *Integrator wind-up* [10, 15]. Greška se povećava zbog integratora što kao posljedicu može imati vrlo visoki prebačaj. Oscilacije nastale ovom pojavom su trokutastog oblika uz smanjenje amplitude tokom vremena te povećanje frekvencije, što je dokaz nelinearnog načina rada uzrokovanog ograničenjima aktuatorskog djelovanja.



Slika 32. *Integrator wind-up* [14]

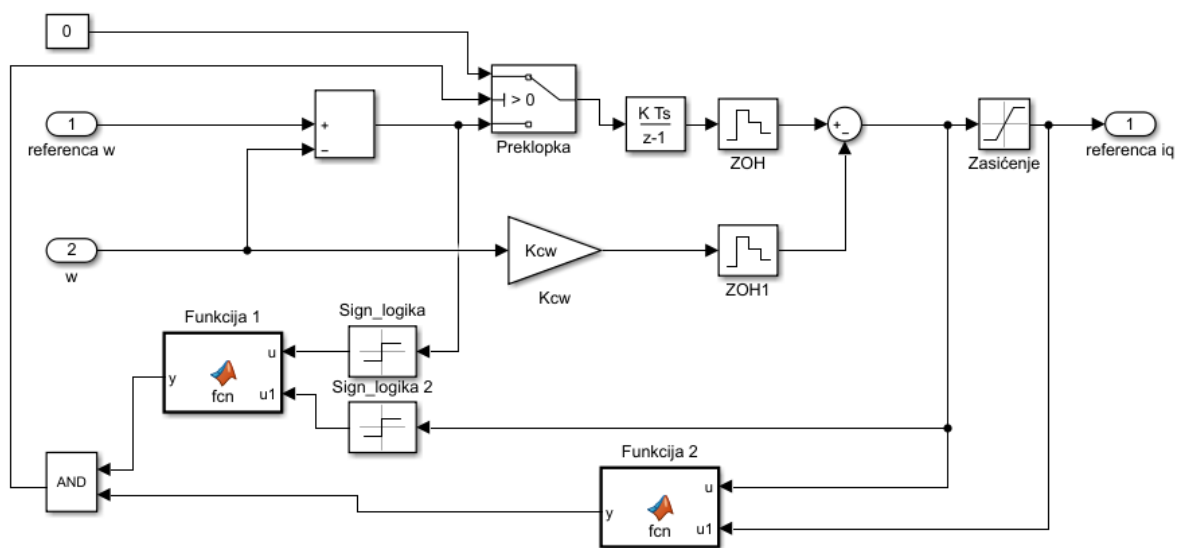
Na slici 32 možemo uočiti period od  $t_2$  do  $t_3$ , gdje integrator i nakon postizanja referentne vrijednosti brzine vrtnje zadržava vrijednost veću od maksimalnog momenta  $T_{max}$ , tek u trenutku  $t_2$  pada zbog negativne greške u brzini što uzrokuje akciju momenta u suprotnom smjeru. Slika 33 prikazuje *wind-up* problem koji se javlja u ovom radu.



Slika 33. *Integrator wind-up u ovom radu*

Vidljiva je očita pojava nelinearnih smetnji uzrokovanih *wind-up* pojavom. Negativan skok u brzini vrtnje je posljedica visokog tereta opterećenja koji iznosi oko 90%  $T_{max}$ . Također se može primjetiti velik skok u brzini vrtnje preko 700 rad/s ili oko 6700 o/min što je krajnje neprimjereno za ovaj motor s nazivnom brzinom vrtnje od 3000 o/min i maksimalnom brzinom od 5000 o/min.

Predložena je sljedeća struktura regulatora s *anti wind-up* rješenjem:

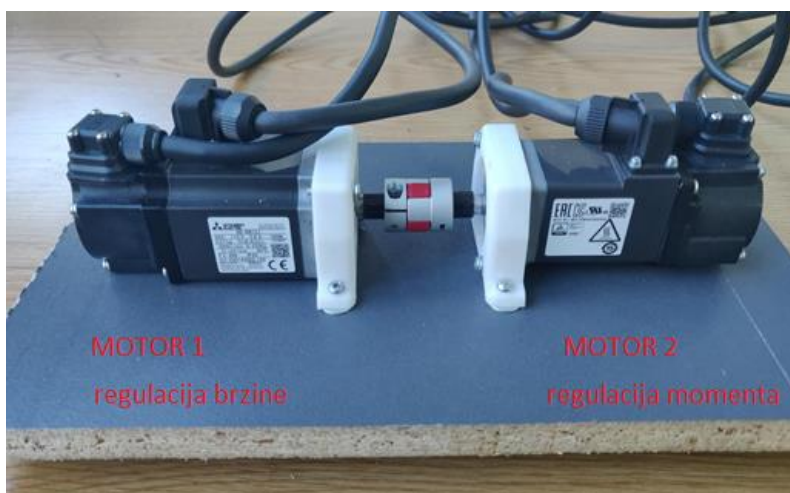


Slika 34. I-P regulator uz implementirani *anti wind-up* mehanizam

## 5. Implementacija regulacije na eskperimentalni postav

### 5.1 Izvedba eksperimentalnog postava

Eksperimentalni postav sastoji se od dva servo motora čije su osovine spojene kandžaste spojke (slika 35). Svaki motor je spojen na zasebni PLC i pripadajuće servo pojačalo (slika 36), gdje je prvi podešen za rad u režimu regulacije brzine, dok je drugi podešen za rad u režimu regulacije momenta.



Slika 35. Dvomotorni sustav



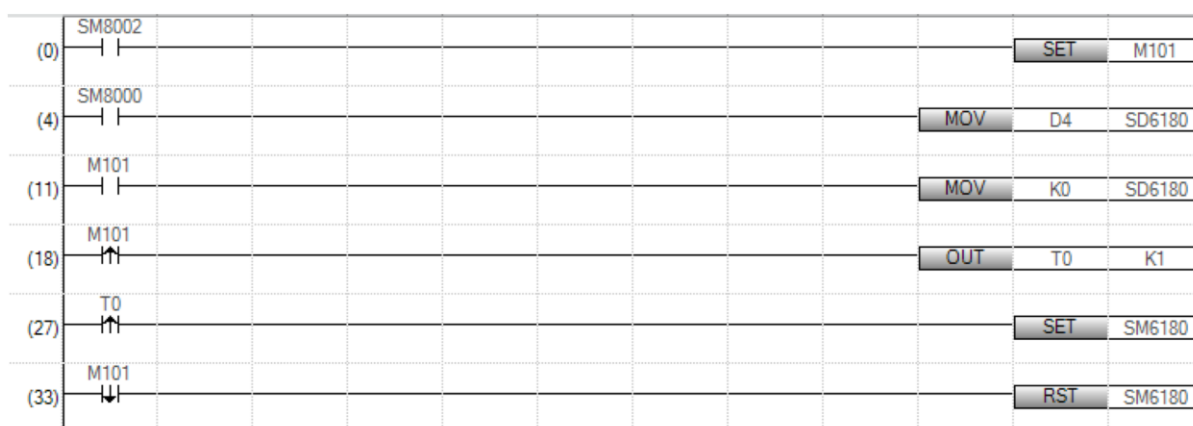
Slika 36. PLC makete sa servo pojačalima i HMI sučeljem

### 5.2 Implementacija regulacije brzine vrtnje i momenta servo motora

Na postavu se koristi adaptivna regulacija integrirana u servo pojačalo. Ovaj tip regulacije uz kaskadni regulator ima implementiran dinamički model motora pomoću kojeg se adaptiraju parametri regulatora ovisno o ulaznim referencama brzine, momente i pozicije. Također je

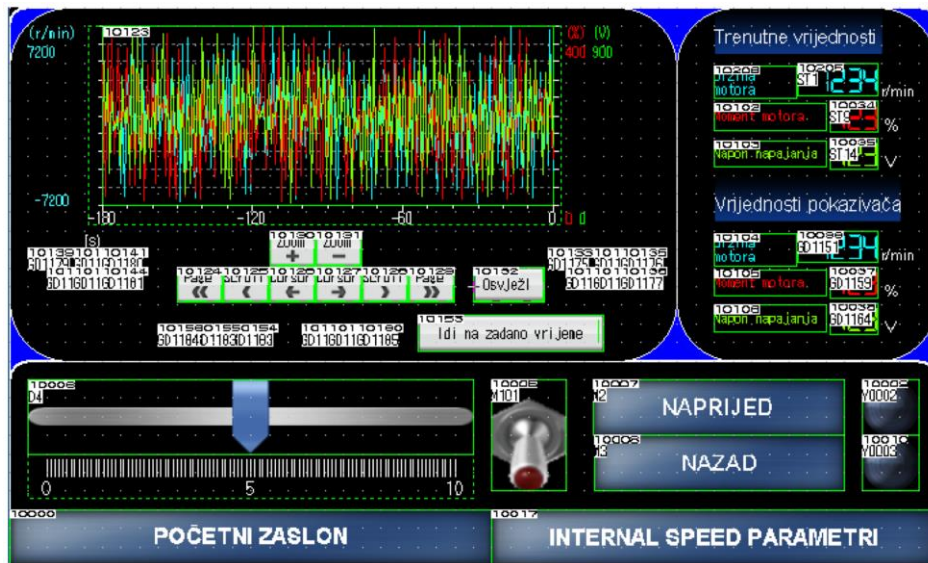
moguća prilagodba ubrzanja i usporenja motora (tzv. Soft start/stop funkcije), kako bi se spriječila udarna opterećenja na motor [9].

Na slici 37 nalazi se tzv. *ladder* dijagram koji je implementiran u samom PLC-u. Budući sa je sama adaptivna regulacija implementirana unutar servo pojačala, navedeni program služi za čitanje podataka sa HMI-a i upisivanje u potrebne registre. Analogni izlazi PLC-a ( $\pm 10V$ ) spajaju se na redne stezaljke. Željeni napon upisuje se u (D4) nakon čega se MOV naredbom prepisuje u SD6180 (adresa digitalne vrijednosti). Kontakti M2 i M3 služe za odabir smjera vrtnje osovine motora. [9]

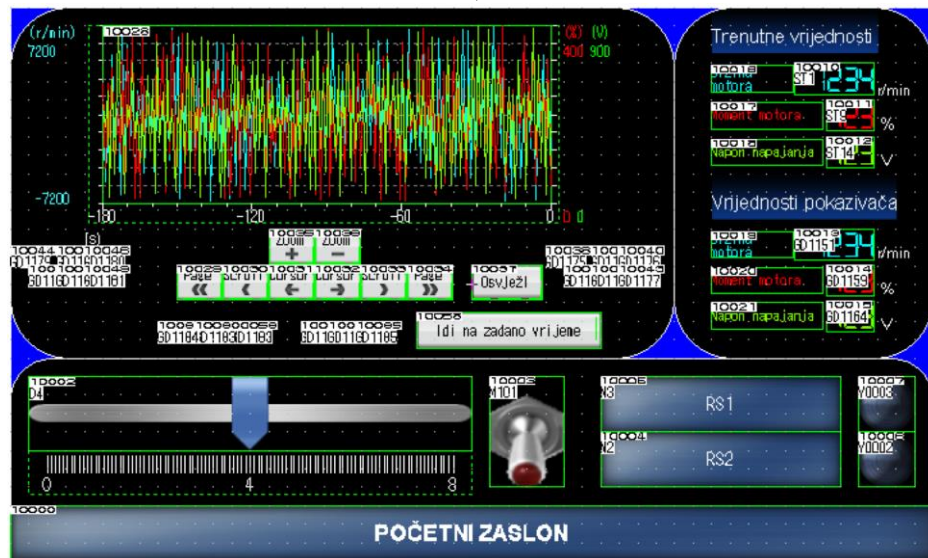


**Slika 37. Čitanje zadane vrijednosti sa HMI-a i upisivanje u analogne registre [9]**

Konfiguriranje servo pojačala radi se u programu MR Configurator2. Za regulaciju brzine servo pojačalo postavlja se u *Speed control* način rada, dok se za regulaciju momenta postavlja u *Torque control* način rada. Potpuni postupak je objašnjen u [9]. Prethodno je u ref. [9] izrađeno sučelje prema korisniku za regulaciju brzine i regulaciju momenta (slika 38a i 38b).



a)



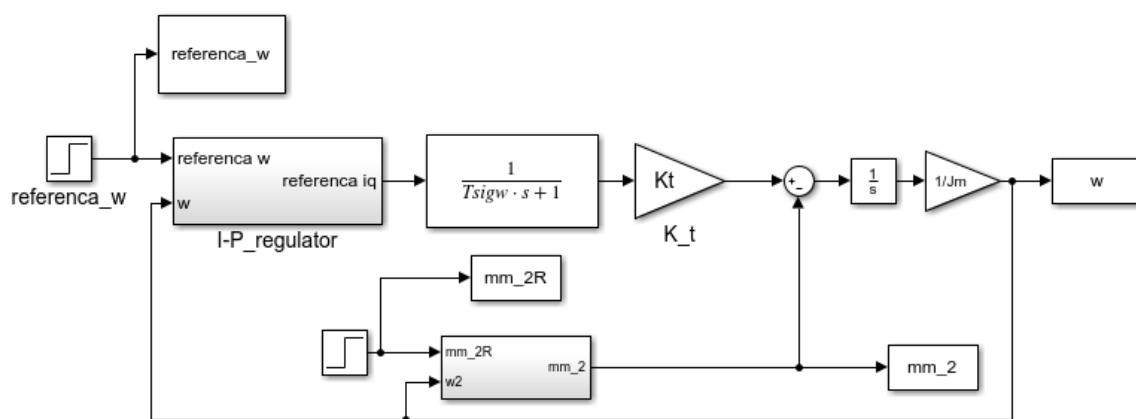
b)

Slika 38. HMI sučelje za regulaciju brzine (a) i regulaciju momenta (b) [9]

## 6. Rezultati simulacijskih i eksperimentalnih ispitivanja dvomotornog sustava

### 6.1 Simulacijski rezultati

Za potrebe simulacije izrađen je simulacijski model dvomotornog sustava (slika 39). Ispitivanje sustava vrši se na sljedeći način. Motor koji je u režimu regulacije brzine stavlja se na tri različite reference, redom, 100, 300 i 500 okr/min. Nakon što su gotove prijelazne pojave uključuje se drugi motor koji pruža opteretni moment prema prvom motoru. Opteretni moment iznosi redom 10, 20 i 30% nazivnog momenta motora, pa je tako dobiveno devet simulacijskih slučajeva definiranih kombinacijom referentnih brzina i opteretnih momenata (vidi tablicu 5). Simulacijski rezultati prikazani su na slikama 40 – 48.

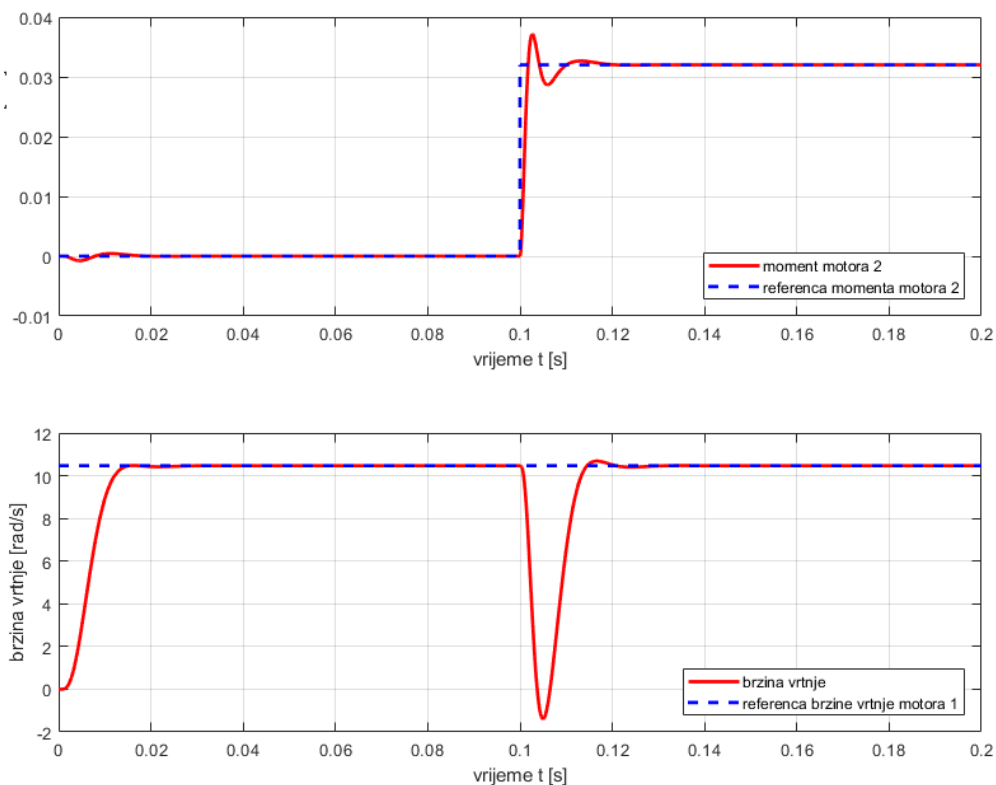


Slika 39. Simulacijski model eksperimentalnog postava u Simulink-u

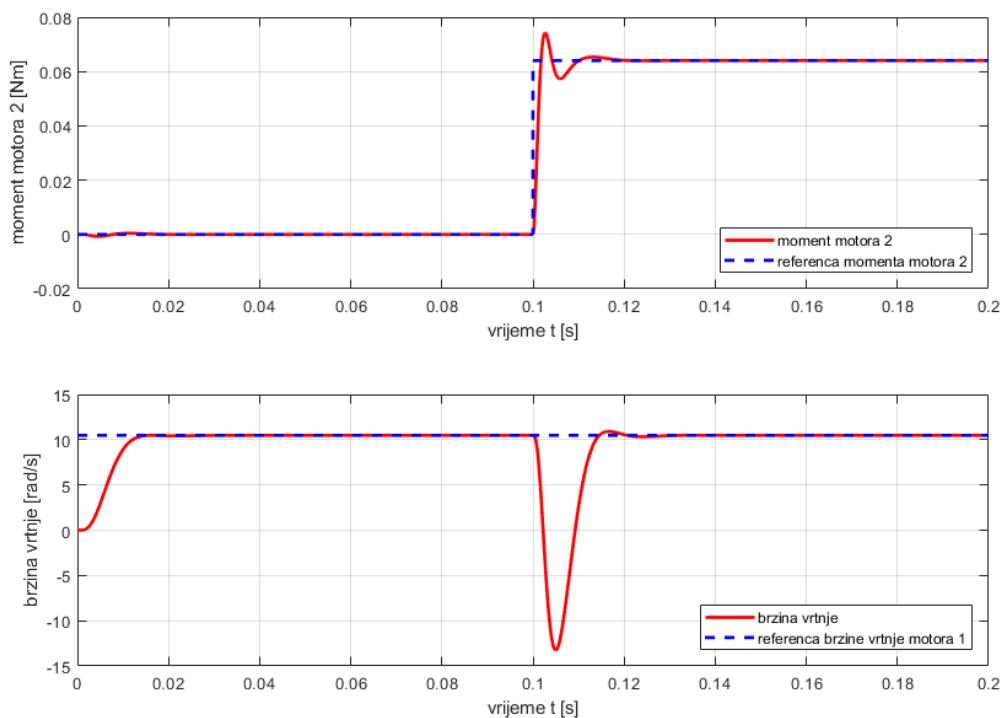
Brzina vrtnje motora 1 [o/min]	Moment motora 2 [Nm]		
100	0.032 (1)	0.064 (2)	0.096 (3)
300	0.032 (4)	0.064 (5)	0.096 (6)
500	0.032 (7)	0.064 (8)	0.096 (9)

Tablica 5. Reference brzina i momenta

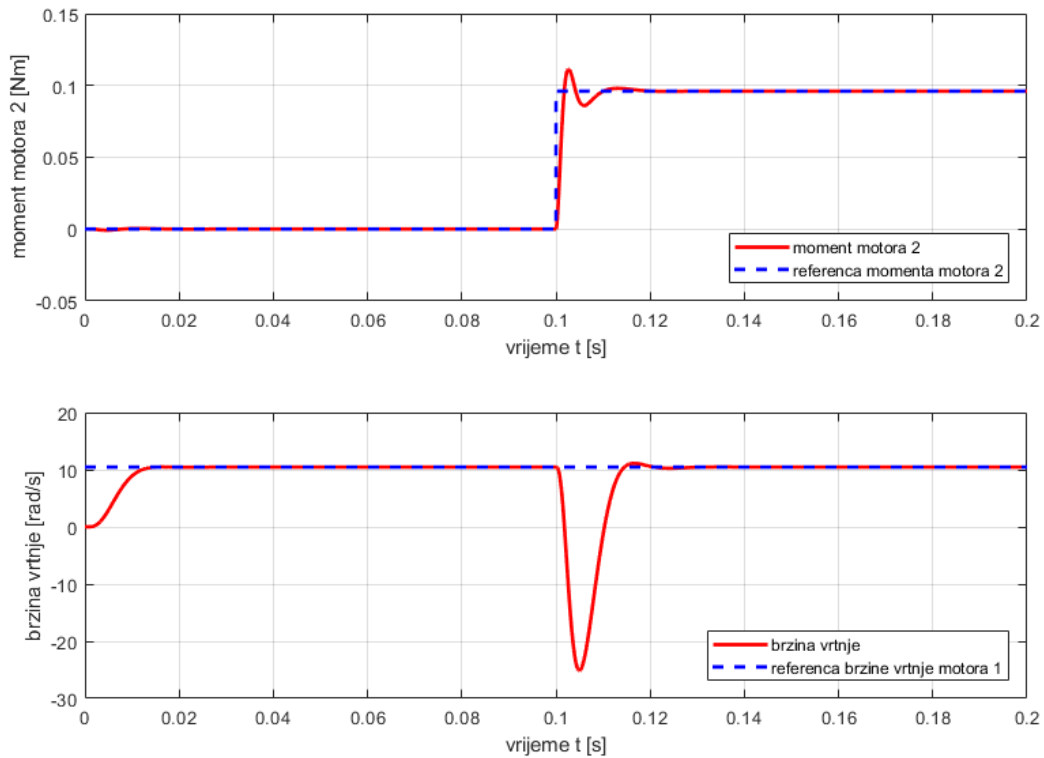
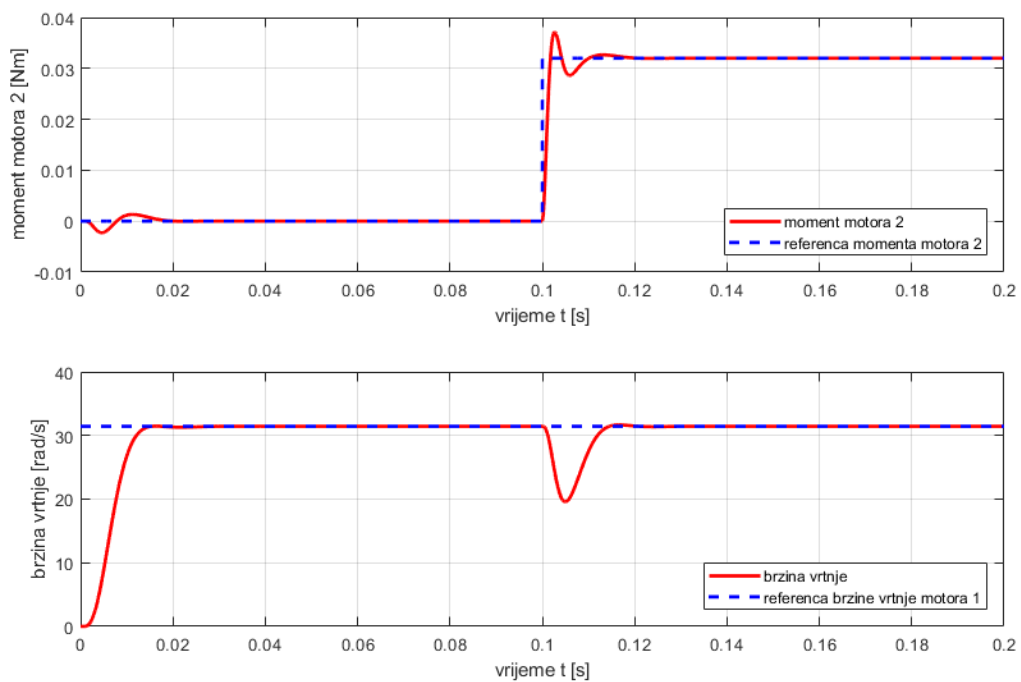


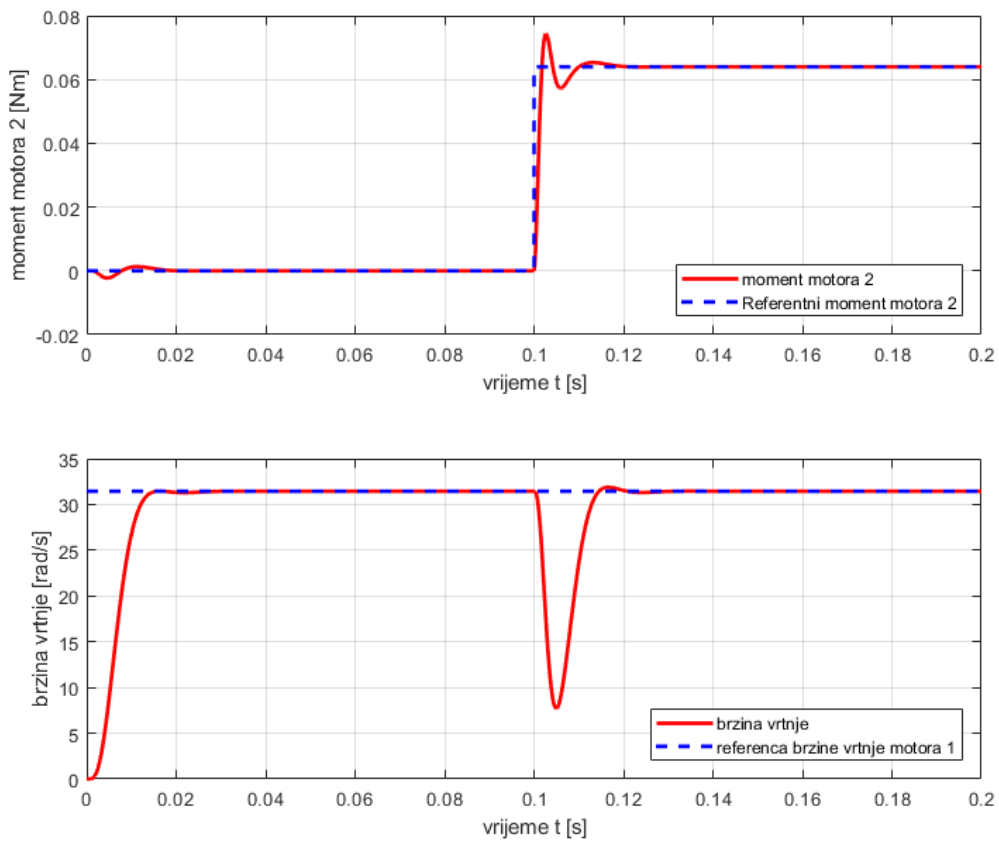


Slika 40. Odzivi brzine i momenta – Slučaj 1

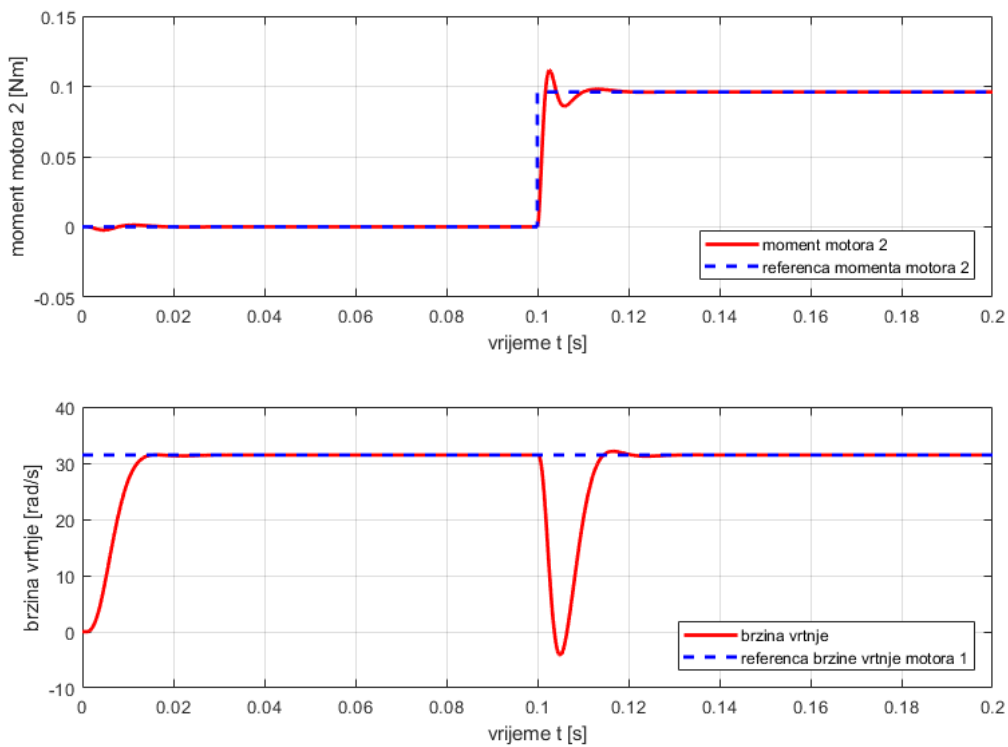


Slika 41. Odzivi brzine i momenta – Slučaj 2

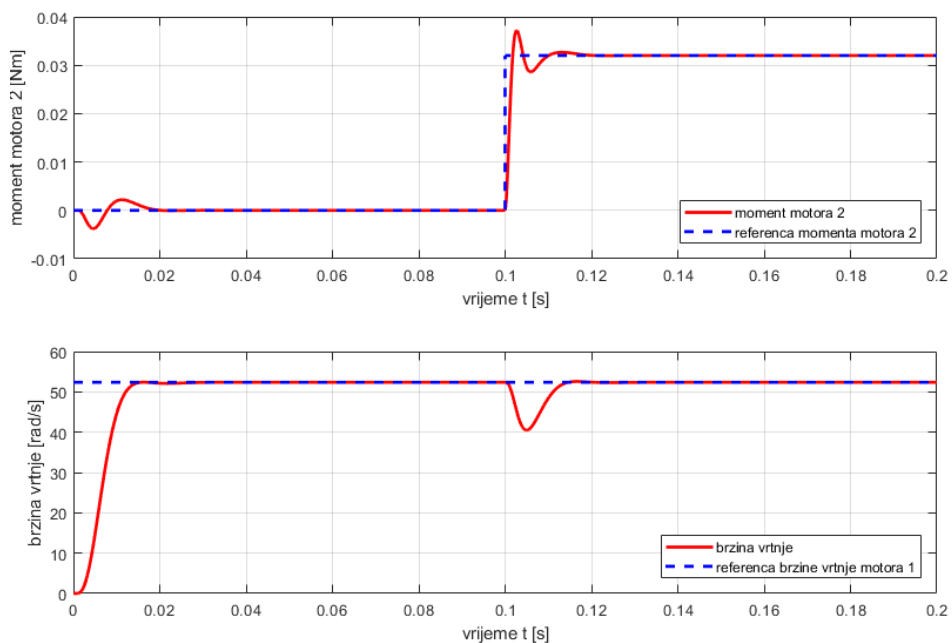
**Slika 42. Odzivi brzine i momenta – Slučaj 3****Slika 43. Odzivi brzine i momenta – Slučaj 4**



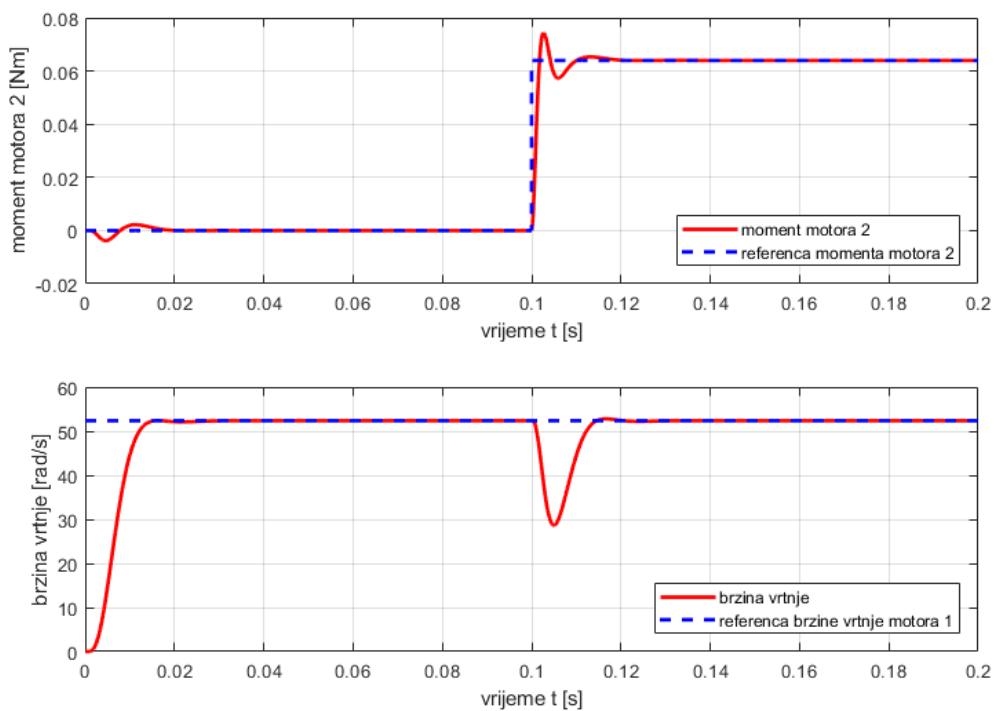
Slika 44. Odzivi brzine i momenta – Slučaj 5



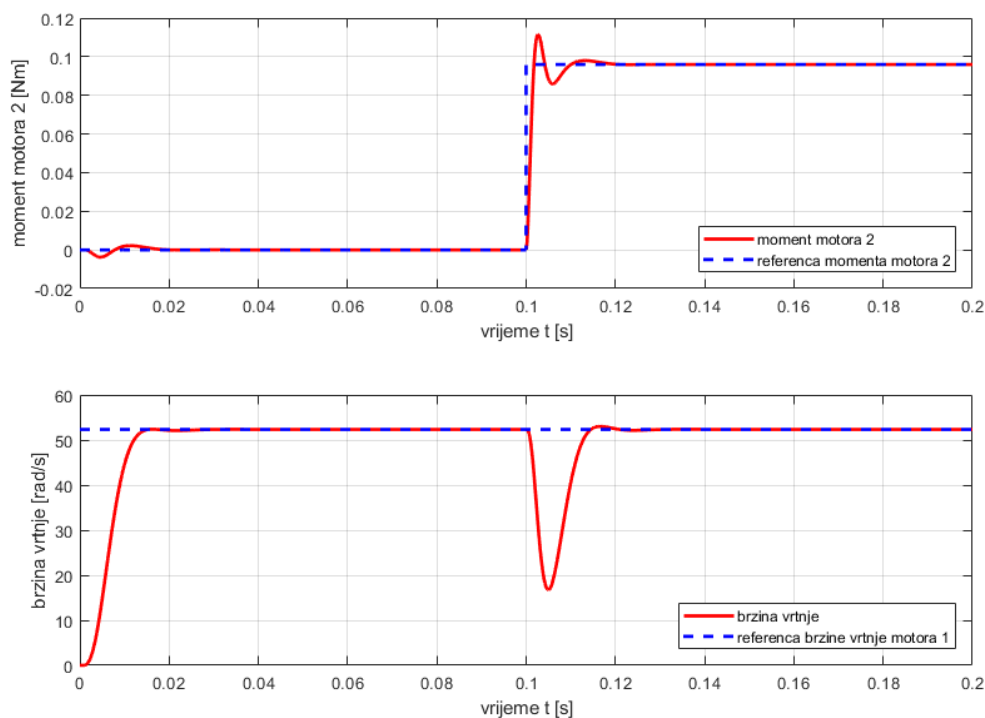
Slika 45. Odzivi brzine i momenta – Slučaj 6



Slika 46. Odzivi brzine i momenta – Slučaj 7



Slika 47. Odzivi brzine i momenta – Slučaj 8

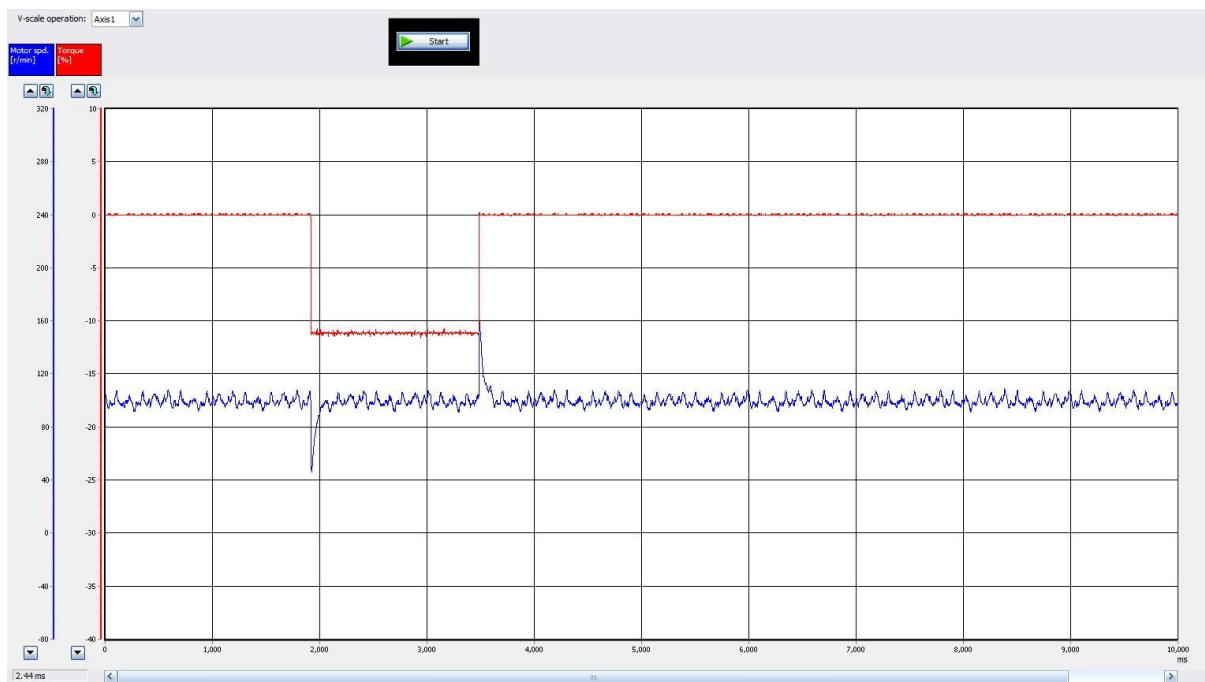


**Slika 48. Odzivi brzine i momenta – Slučaj 9**

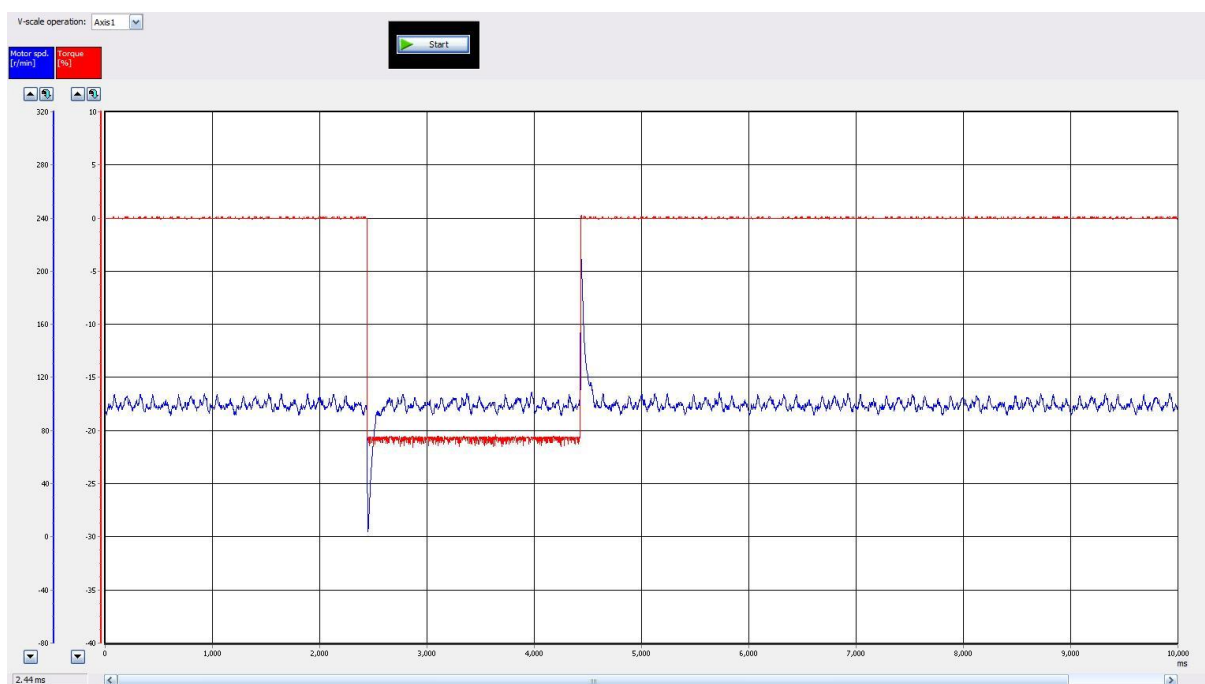
U simulacijskim odzivima primjećuje se nekoliko pojava: U odzivima momenta opterećenog motora mogu se vidjeti početne oscilacije niske amplitude uzrokovane ubrzavanjem motora 1 (regulacija brzine). Nadalje, za razliku od aperiodskog odziva momenta motora 2 dobivenog u prethodnom dijelu rada (poglavlje 4, simulacijski dio) mogu se primjetiti nadvišenja u momentu oko 12% uzrokovana protuelektromotornom silom nastalom slobodnom rotacijom osovine 2. Jedan od razloga velikog propada brzine je relativno mala inercija motora koja za rezultat daje brzo ubrzanje motora.

## 6.2 Ekperimentlani rezultati

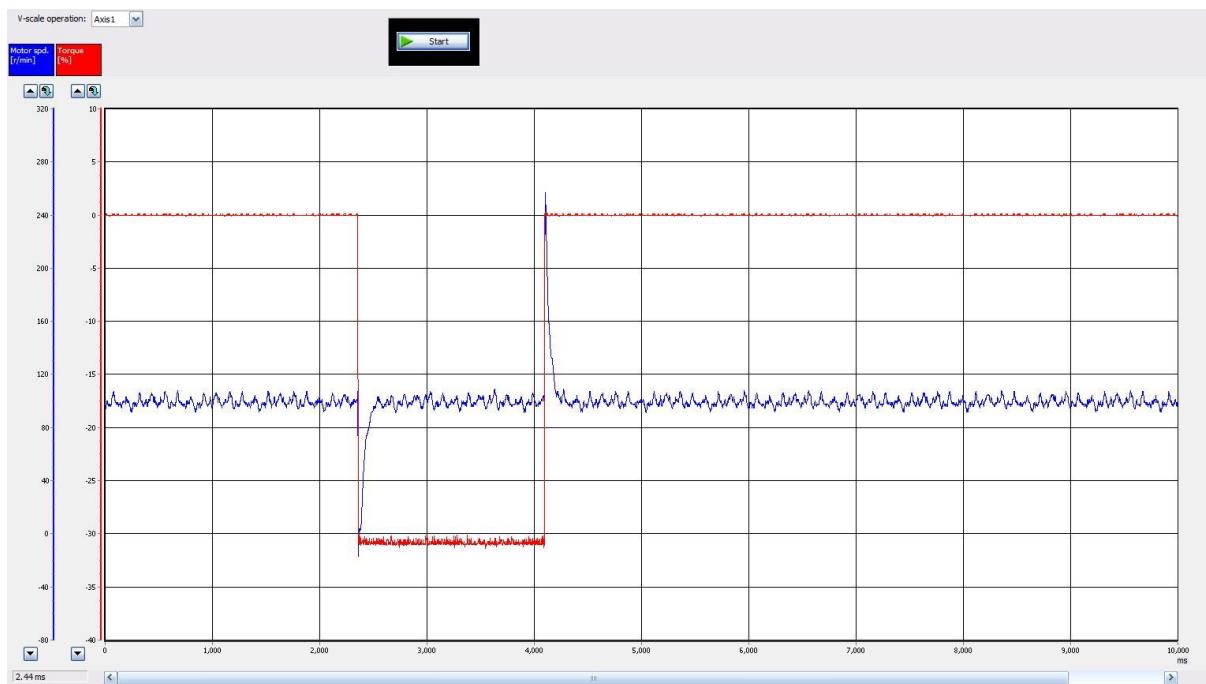
Eksperimentalna mjerenja izvedena su prema tablici 6., dijagrami su dobiveni u MR Configurator 2 sučelju. Vremenske skale momenta i brzine vrtnje su odvojene i neovisne jedna o drugoj, moguće ih je zasebno podešavati, za vremenski period mjerenja uzima se 10 sekundi. Rezultati ispitivanja prikazani su u nastavku.



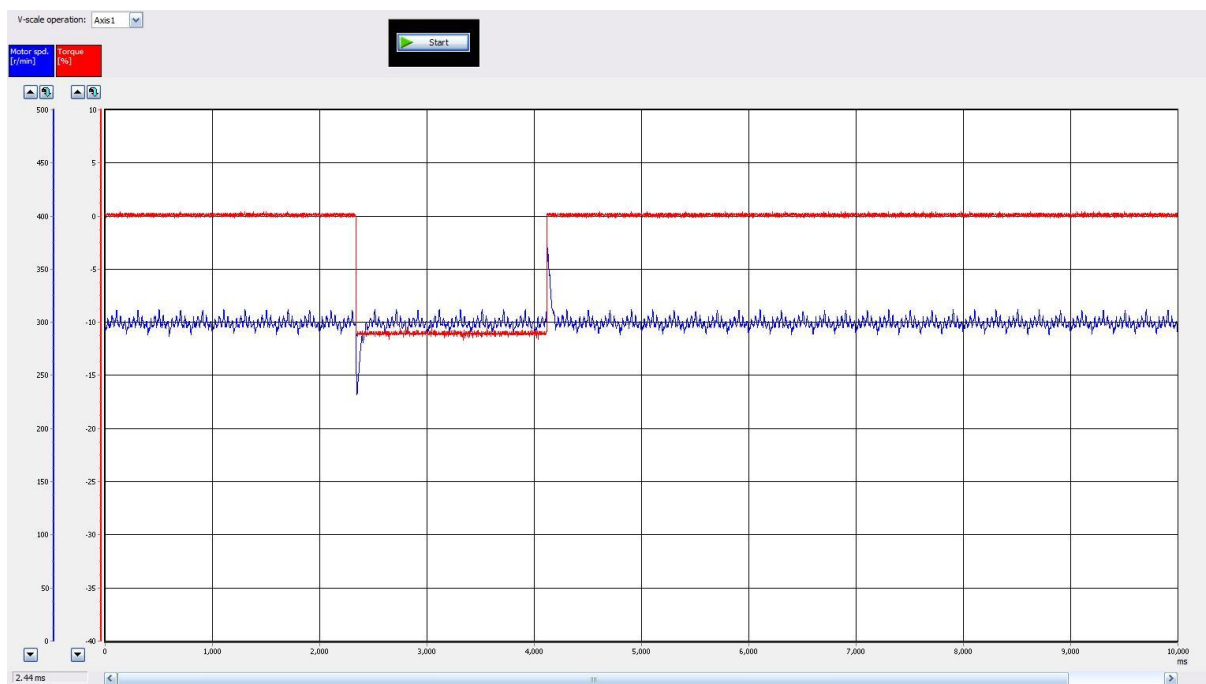
**Slika 49. Mjerenje odziva pri 10% nazivnog momenta i 100 o/min**



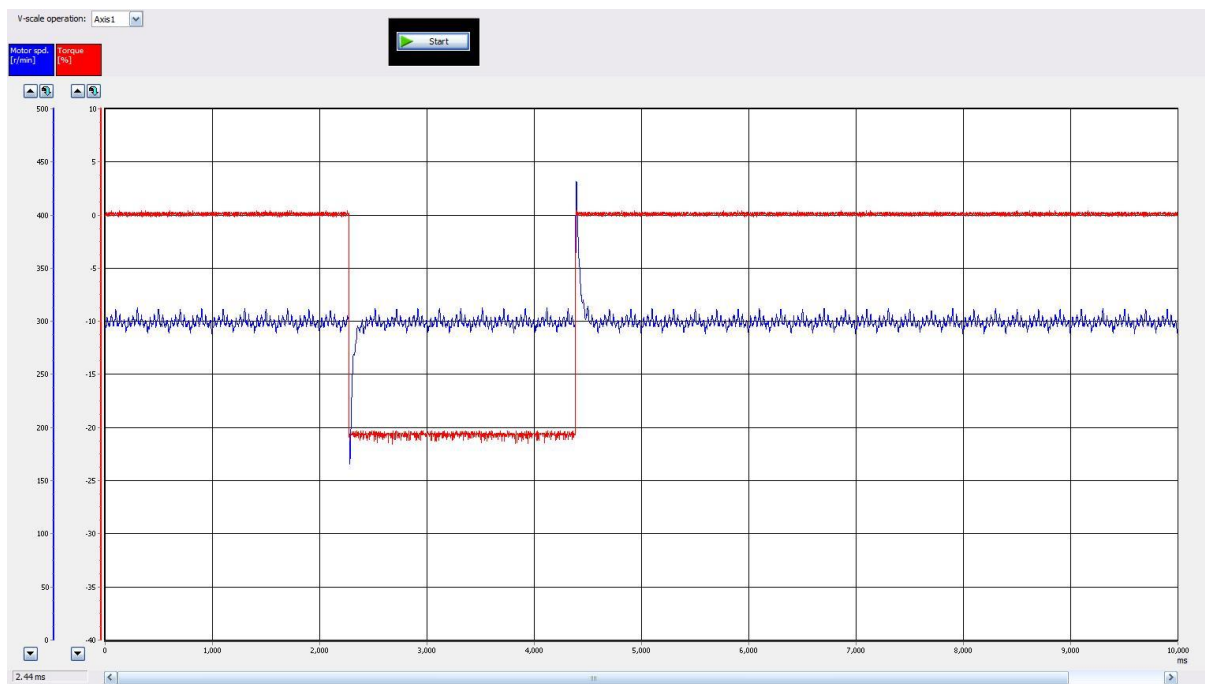
**Slika 50. Mjerenje odziva pri 20% nazivnog momenta i 100 o/min**



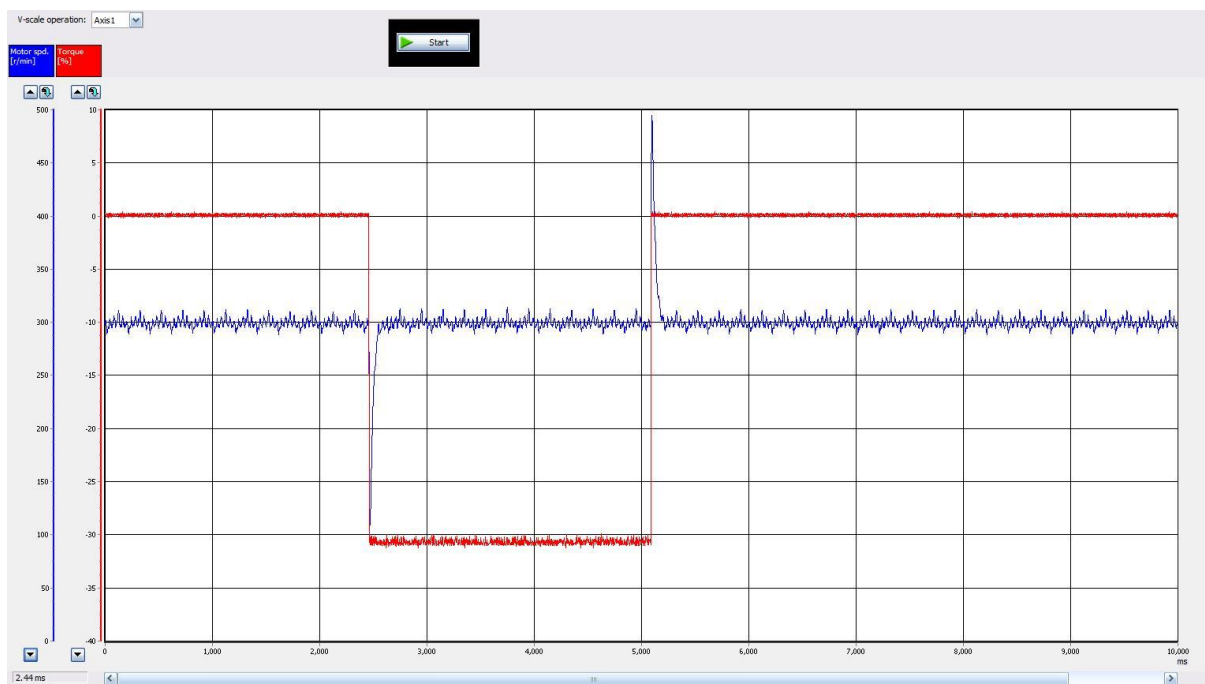
Slika 51. Mjerenje odziva pri 30% nazivnog momenta i 100 o/min



Slika 52. Mjerenje odziva pri 10% nazivnog momenta i 300 o/min



Slika 53. Mjerenje odziva pri 20% nazivnog momenta i 300 o/min

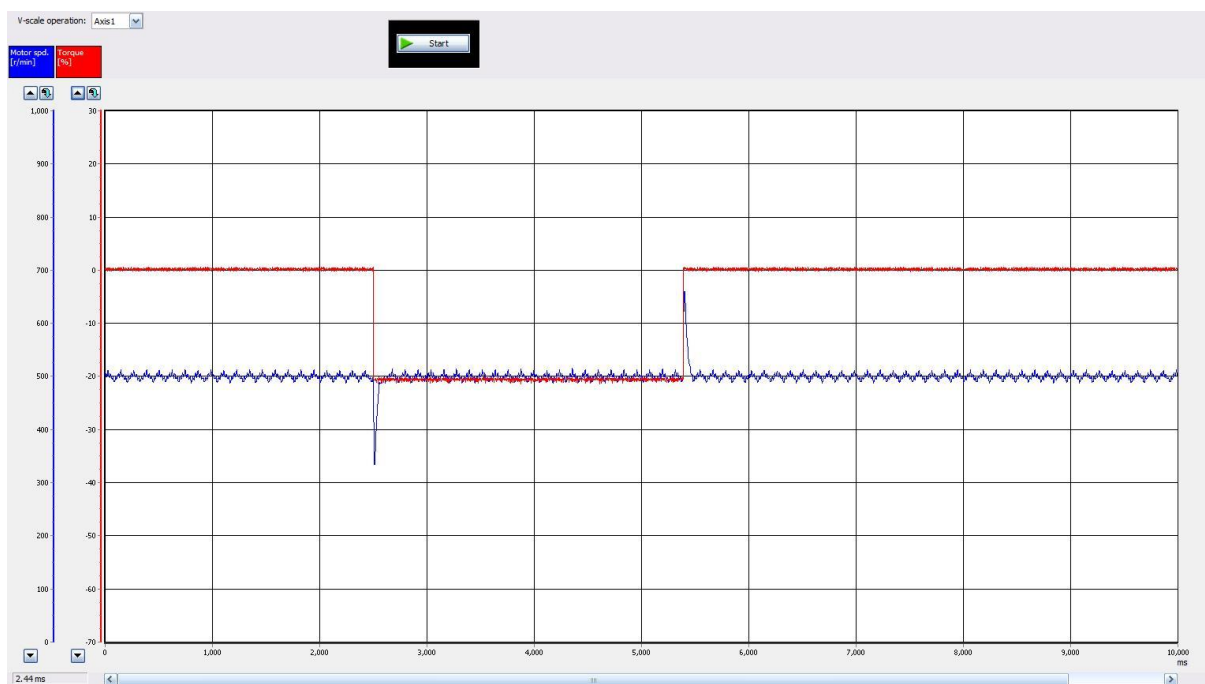


Slika 54. Mjerenje odziva pri 30% nazivnog momenta i 300 o/min

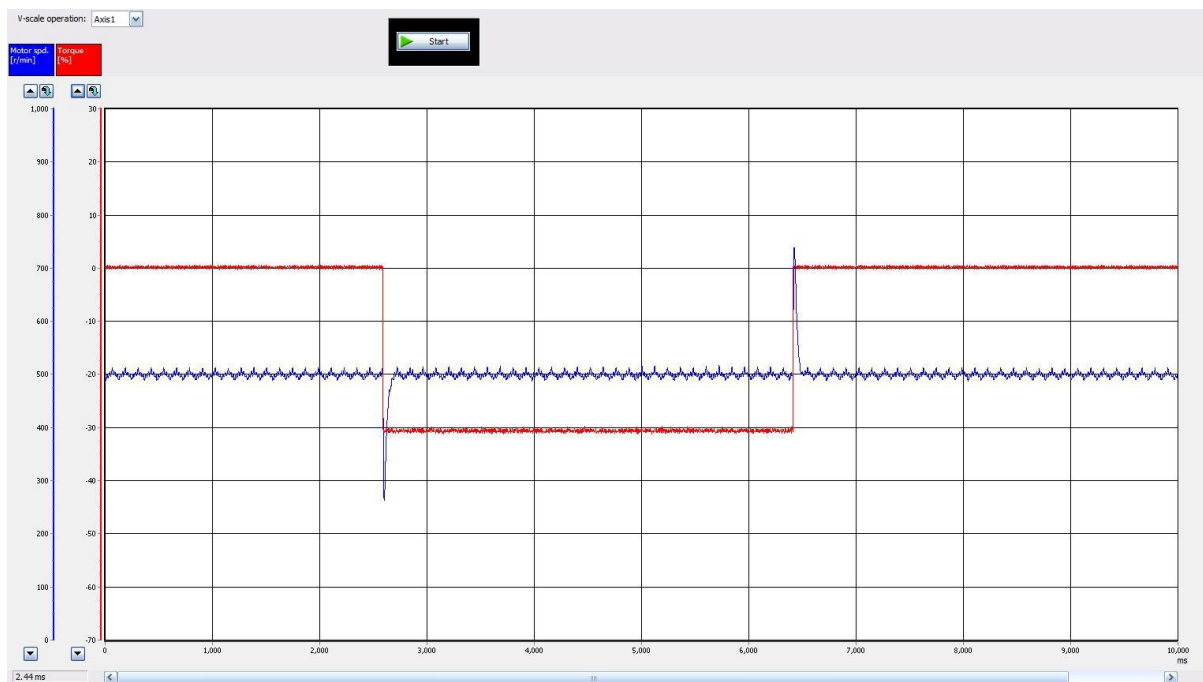




Slika 55. Mjerenje odziva pri 10% nazivnog momenta i 500 o/min



Slika 56. Mjerenje odziva pri 20% nazivnog momenta i 500 o/min



**Slika 57. Mjerenje odziva pri 30% nazivnog momenta i 500 o/min**

Okretni moment na eksperimentalnom postavu zadaje u negativnom smjeru budući da je brzina zadana u pozitivnom smjeru, moment je također prikazan u postocima nazivnog momenta  $T_N$ . Brzina je prikazana u okretajima po minuti. Iz eksperimentalnih mjerenja može se potvrditi valjanost simulacijskih odziva. Na obje izvedbe prisutni su veliki skokovi u brzinama vrtnje za vrijeme djelovanja odskočne reference momenta. Manji prebačaji brzine vrtnje i momenta u eksperimentalnim mjerenjima mogu se pripisati boljoj regulaciji servo pojačala. Prisutnost visokofrekventnih i niskoamplitudnih vibracija može se pripisati nesavršenosti konstrukcijske izvedbe servo motora, loše prigušenje vibracija od strane kućišta eksperimentalnog postava, nesavršenost spojke.

## 7. Zaključak

Nakon opisa komponenti sustava i inicijalne analize rada izvedeni su matematički i simulacijski modeli servo sustava, koji su zatim provedeni u praktičnom dijelu rada.

Realiziran je eksperimentalni postav u svrhu provjere rezultata dobivenih simulacijama.

Dobivenim simulacijskim rezultatima i mjerenjima na eksperimentalnom postavu zaključuje se da su postavke regulatora i dinamički modeli unutar servo pojačala postavljeni približno jednako onima izvedenim u simulacijskim analizama. Pokazano je da sustav regulacije brzine motora može efikasno potiskivati dodatne momente tereta koji se generiraju pomoću opterećenog motora. Nadalje, izrađeni eksperimentalni postav omogućava simuliranje različitih tereta odnosno režima rada pogona, što čini ovaj postav pogodnim za niz primjena. U svrhu proširenja ovog istraživanja u budućnosti moguće je razmatrati dinamiku mehaničkog spoja dvaju motora, gdje se u obzir može uzeti elastičnost vratila i utjecaj spojke. Također, jedna od mogućnosti je razrada sustava regulacije momenta na način da se teret može zadavati u obliku proizvoljne funkcije momenta u ovisnosti o vremenu.

## Literatura

- [1] <http://www.inea.hr/produkti/mitsubishi-electric/kompaktni-plc-kontroleri/>, pristupljeno 1.2.2020., 10:00
- [2] <https://www.mitsubishielectric.com/fa/products/cnt/plcf/items/index.html>, pristupljeno 1.2.2020., 10:20
- [3] <http://www.inea.hr/produkti/mitsubishi-electric/kompaktni-plc-kontroleri/cpu-modul/>, pristupljeno 1.2.2020., 11:00
- [4] Mitsubishi Electric MELSEC iQ-F, FX5U User's Manual (Hardware), <https://www.mitsubishielectric.com/app/fa/download/search.do?kisyu=/plcf&mode=manual>, pristupljeno 1.2.2020., 11:40
- [5] Mitsubishi Electric GT Designer3, Screen Design Manual fundamentals, <https://www.mitsubishielectric.com/app/fa/download/search.do?mode=manual&kisyu=/got>, pristupljeno 1.2.2020., 11:45
- [6] <https://www.mitsubishielectric.com/fa/products/drv/servo/smerit/mr2/index.html>, pristupljeno 1.2.2020., 11:50
- [7] Gieras, Jacek F. *Permanent magnet motor technology: design and applications*. CRC press, 2009.
- [8] Firoozian, Riazollah. *Servo motors and industrial control theory*. Springer, 2014.
- [9] Vezmar, Dominik, Projektiranje izmjeničnog električnog servosustava temeljenog na upravljačkom sklopovlju proizvođača Mitsubishi Electric, Završni rad, Fakultet strojarstva i brodogradnje, Sveučilište u Zagrebu, 2019.
- [10] Pavković, Danijel.: Predavanja iz sustava energetske elektronike, FSB, 2018.
- [11] Pavković, Danijel i Deur, Joško, Fundamentals of electrical drive control, *UNESCO Encyclopedia of Life Support Systems*, Ch 6.39.21, Oxford, EOLSS Publishers, 2011.
- [12] <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Zeroorderhold.signal.svg>, Petr Adámek, pristupljeno 5.2.2020., 11:10
- [13] Haugen, Finn Aakre. *Kompendium for emne EK3007 Kyb-prosjekt*, [http://techteach.no/publications/kompendium\\_hit\\_ek3007/kompendium\\_ek3007\\_aug08.pdf](http://techteach.no/publications/kompendium_hit_ek3007/kompendium_ek3007_aug08.pdf), pristupljeno 5.2.2020., 12:30
- [14] Slobodan N. Vukosavić, *Digital Control of Electrical Drives*, Beograd, Springer Science-Business Media, LLC, 2007
- [15] Martin Jadrić, Božidar Frančić, *Dinamika električnih strojeva*, Graphis, Zagreb 1997

## **Prilozi**

- I. CD-R disc
- II. MATLAB KOD

## MATLAB inicijalizacijska skripta

```
Mm = 0.57;           % kg
Jm = 0.07832e-4;    % kgm^2
J1= Jm;             % Inercija motora 1
J2= Jm;             % Inercija motora 2
Kv = 0.24;          % Vs/rad
Kt = 0.4;           % Nm/A
Ra = 23.4;          % Ohm
La = 20.6e-3;       % H

T_nazivno= 0.32;    % Nazivni moment motora
T_max = 0.95;       % Maksimalni moment motora

Limit_iqref = T_max/Kt; %Limit struje armature
Limit_uref= 340;    %Limit reference napona regulacijskog kruga struje

Ka = 1/Ra;          % Proporcionalno pojačanje kruga armature
Ta = La/Ra;         % Vremenska konstanta kruga armature

p = 4;              % Broj polova

Tch = 0.0005;       % Kašnjenje pretvarača
Tsigi= Tch;         % Parazitska vremenska konstanta regulacijskog kruga struje

D2i = 0.5;          % Karakteristični odnos regulacijskog kruga struje
Tci = La/Ra;        % Integralna vremenska konstanta regulatora struje
Teimin= Tsigi/D2i;  % Ekvivalentna vremenska konstanta regulacijskog kruga struje
Kci=(Tci*D2i*Ra)/Tsigi; % Proporcionalno pojačanje regulatora struje

Tm=0.0013;         % Parazitska vremenska konstanta kruga armature

D2w = 0.35;        % Karakteristični odnos regulacijskog kruga brzine vrtnje
D3w = 0.5;         % Karakteristični odnos regulacijskog kruga brzine vrtnje

Tsigw = Tm;        % Parazitska vremenska konstanta regulacijskog kruga brzine vrtnje
Tcw = Tsigw/(D2w*D3w); % Integralna vremenska konstanta regulatora brzine vrtnje
Tew = Tcw;         % Ekvivalentna vremenska konstanta regulacijskog kruga brzine vrtnje
Kcw=Jm/(D2w*Tew*Kt); % Proporcionalno pojačanje regulatora brzine vrtnje
```