

Implementacija digitalnog algoritma upravljanja u procesor serije C2000

Šupljika, Dominik

Undergraduate thesis / Završni rad

2023

Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj: **University of Rijeka, Faculty of Engineering / Sveučilište u Rijeci, Tehnički fakultet**

Permanent link / Trajna poveznica: <https://um.nsk.hr/um:nbn:hr:190:677709>

Rights / Prava: [Attribution 4.0 International](#)/[Imenovanje 4.0 međunarodna](#)

Download date / Datum preuzimanja: **2024-07-12**



Repository / Repozitorij:

[Repository of the University of Rijeka, Faculty of Engineering](#)



SVEUČILIŠTE U RIJECI

TEHNIČKI FAKULTET

Sveučilišni prijediplomski studij elektrotehnike

Završni rad

**IMPLEMENTACIJA DIGITALNOG ALGORITMA
UPRAVLJANJA U PROCESOR SERIJE C2000**

Rijeka, srpanj 2023.

Dominik Šupljika

0069088982

SVEUČILIŠTE U RIJECI

TEHNIČKI FAKULTET

Sveučilišni prijediplomski studij elektrotehnike

Završni rad

**IMPLEMENTACIJA DIGITALNOG ALGORITMA
UPRAVLJANJA U PROCESOR SERIJE C2000**

Mentor: prof. dr. sc. Neven Bulić

Komentor: v. asist. dr. sc. Nikola Turk

Rijeka, srpanj 2023.

Dominik Šupljika

0069088982

SVEUČILIŠTE U RIJECI
TEHNIČKI FAKULTET
POVJERENSTVO ZA ZAVRŠNE ISPITE

Rijeka, 5. travnja 2023.

Zavod: **Zavod za automatiku i elektroniku**
Predmet: **Osnove regulacijske tehnike**
Grana: **2.03.02 elektrostrojarstvo**

ZADATAK ZA ZAVRŠNI RAD

Pristupnik: **Dominik Šupljika (0069088982)**
Studij: Sveučilišni prijediplomski studij elektrotehnike

Zadatak: **Implementacija digitalnog algoritma upravljanja u procesor serije C2000 /
Digital control algorithm implementation in C2000 series processor**

Opis zadatka:


U procesor serije C2000 potrebno je implementirati kaskadnu strukturu upravljanja sustavom drugog reda. Dokumentirati postupak i prikazati djelovanje regulacijske strukture unutar Code Composer Studia.

Rad mora biti napisan prema Uputama za pisanje diplomskih / završnih radova koje su objavljene na mrežnim stranicama studija.


Zadatak uručen pristupniku: 20. ožujka 2023.

Mentor:


Predsjednik povjerenstva za
završni ispit:



Prof. dr. sc. Neven Bulić



Prof. dr. sc. Dubravko Franković



Dr. sc. Nikola Turk (komentor)



IZJAVA

Sukladno Pravilniku o završnom radu, završnom ispitu i završetku sveučilišnih prijediplomskih studija Tehničkog fakulteta Sveučilišta u Rijeci izjavljujem da sam samostalno izradio završni rad pod nazivom „Implementacija digitalnog algoritma upravljanja u procesor serije C2000“.

Rijeka, srpanj 2023.

Dominik Šupljika

SADRŽAJ

1. UVOD	1
2. METODE DISKRETIZACIJE	2
2.1. Diskretizacija aproksimacijom derivacije s unaprijednom Euler diferencijom.....	2
2.2. Diskretizacija aproksimacijom derivacije s unazadnom Euler diferencijom	3
2.3. Bilinearna (Tustin) transformacija	4
3. SUSTAV PRVOG REDA	6
3.1. Diskretizacija sustava prvog reda bez konačnih nula	6
3.1.1. Diskretizacija Eulerovom unazadnom diferencijom.....	6
3.1.2. Diskretizacija Tustinovim postupkom	7
3.2. Regulacija sustava prvog reda	8
3.3. Implementacija u Code Composer Studio	13
4. SUSTAV DRUGOG REDA	15
4.1. Diskretizacija sustava drugog reda	15
4.1.1. Diskretizacija Eulerovom unazadnom diferencijom.....	15
4.1.2. Diskretizacija Tustinovim postupkom	16
4.2. Regulacija sustava drugog reda	16
4.3. Implementacija u Code Composer Studio	21
5. KASKADNI REGULACIJSKI KRUG	22
5.1. Nezavisno uzbuđeni istosmjerni motor s konstantnom uzbuđom	22
5.2. Diskretizacija nadomjesne sheme motora i PI regulatora	25
5.3. Kaskadna regulacija sustava.....	27
5.4. Podešavanje regulatora u kaskadnom regulacijskom krugu.....	30
5.5. Implementacija u Code Composer Studio	34
6. ZAKLJUČAK	35
LITERATURA	36
SAŽETAK/SUMMARY	37
PRILOG: PROGRAMSKI KOD	38

1. UVOD

Upravljanje i regulacija sustava igra ključnu ulogu u postizanju željenih performansi i stabilnosti raznih industrijskih pogona. U ovom radu fokus je na diskretizaciji, izravnoj regulaciji i kaskadnoj regulaciji sustava prvog i drugog reda pomoću tehnika upravljanja temeljenih na mikrokontroleru „LAUNCHXL-F28027“.

Prvi dio rada uključuje diskretizaciju modela sustava prvog i drugog reda. Diskretizacija je temeljni korak u dizajnu upravljačkog sustava kada se radi o digitalnom upravljanju, kao što su mikrokontroleri. Diskretizacija najčešće podrazumijeva postupak prevođenja kontinuiranog matematičkog modela u diskretni matematički model koji je prikladan za implementaciju u digitalni sustav. Proces diskretizacije čuva bitne karakteristike kontinuiranog sustava uzimajući u obzir diskretnu prirodu rada mikrokontrolera.

Zatim se diskretni sustavi reguliraju pomoću proporcionalnog, proporcionalno-integralnog ili proporcionalno-integralno-derivacijskog regulatora. Uspoređuju se prednosti i nedostaci svake regulacijske strukture. Regulatori i sustav upravljanja su diskretizirani i implementirani unutar mikrokontrolera te zajedno sa sustavom koji regulira predstavlja algoritam diskretne regulacije sustava.

Izravna regulacijska struktura omogućuje regulaciju samo jedne varijable upravljanog sustava višeg reda. Zbog toga se kaskadnom regulacijom dodaje još jedna regulacijska petlja koja omogućuje reguliranje druge varijable i time poboljšava ukupne performanse sustava. U ovom radu, dva proporcionalno-integralna regulatora (PI) kaskadno su povezana za upravljanje modelom nezavisno uzbuđenog istosmjernog motora s konstantom uzbudom. Vanjska petlja regulira brzinu dok unutarnja petlja regulira struju.

Kombinacijom diskretizacije diferencijalnih jednadžbi motora, regulacije s diskretnim proporcionalno-integralnim regulatorima i kaskadne regulacije, ovaj rad ima cilj postići precizno i robusno upravljanje modelom istosmjernog motora. Implementacija unutar mikrokontrolera omogućava upravljanja u stvarnom vremenu omogućavajući sustavu da brzo i učinkovito reagira na promjene parametara i smetnje.

2. METODE DISKRETIZACIJE

2.1. Diskretizacija aproksimacijom derivacije s unaprijednom Euler diferencijom

Pod pojmom diskretizacija često se podrazumijeva postupak određivanja diskretnog opisa sustava iz poznatog kontinuiranog opisa sustava. Postupak diskretizacije koristi se prilikom projektiranja i implementacije digitalnog sustava upravljanja i prilikom obrade signala u diskretnoj domeni.

Postoji veći broj različitih postupaka diskretizacije pri čemu izbor postupaka diskretizacije ovisi o tome koja se svojstva sustava u kontinuiranoj domeni žele prenijeti u diskretnu domenu.

Unaprijednom Euler metodom diskretizacije u diferencijalnoj se jednadžbi derivacije zamjenjuju s Eulerovom diferencijom [1]. Prva i druga diferencija definirane su sa:

$$\Delta y(kT) = \frac{y[(k+1)T] - y(kT)}{T} \quad (2.1)$$

$$\Delta^2 y(kT) = \frac{\Delta y[(k+1)T] - \Delta y(kT)}{T} = \frac{y[(k+2)T] - 2y[(k+1)T] + y(kT)}{T^2} \quad (2.2)$$

Tako opći zapis unaprijedne Eulerove diskretizacije n-tog reda glasi:

$$\Delta^n y(kT) = \frac{\Delta^{n-1} y[(k+1)T] - \Delta^{n-1} y(kT)}{T} = \frac{1}{T^n} \sum_{i=0}^n (-1)^{n-i} \frac{n!}{i!(n-i)!} y[(k+i)T] \quad (2.3)$$

Jedan od ključnih faktora pri diskretizaciji je uzorkovanje. Uzorkovanje je postupak u kojem se uzimaju uzorci kontinuiranog signala samo u određenim vremenskim trenucima, rezultirajući diskretnim uzorcima. Osim izbora postupka diskretizacije potrebno je odrediti i frekvenciju uzorkovanja kojom se zapravo određuje brzina uzimanja uzoraka. Brzina uzimanja uzoraka veoma je važna jer i utječe na točnost rekonstrukcije originalnog signala.

Kada se derivacija zamijeni s diferencijom dobiva se:

$$\frac{dy(t)}{dt} \approx \frac{y[(k+1)T] - y(kT)}{T} \quad (2.4)$$

Laplaceova transformacija glasi:

$$sY(s) - y(0) \approx \frac{1}{T} (e^{sT} Y(s) - Y(s)) = \frac{1}{T} (e^{sT} - 1) Y(s) \quad (2.5)$$

Ako je $y(0) = 0$ onda vrijedi:

$$s \approx \frac{1}{T} (e^{sT} - 1) = \frac{z-1}{T} \quad (2.6)$$

$$z \approx 1 + sT \quad (2.7)$$

Nakon uzorkovanja slijedi postupak kvantizacije. Kvantizacija se odnosi na pretvaranje kontinuiranih amplituda uzoraka u diskretne vrijednosti. Taj proces određuje rezoluciju (razlučivost) diskretnog signala.

2.2. Diskretizacija aproksimacijom derivacije s unazadnom Euler diferencijom

Ključna je razlika između unaprijedne i unazadne Eulerove metode u načinu procjene derivacije. Unaprijedna metoda koristi trenutnu vrijednost za izračun derivacije dok unazadna metoda koristi buduću vrijednost. To utječe na karakteristike diskretnog signala.

U ovoj metodi diskretizacije se umjesto unaprijedne diferencije koristi unazadna (kauzalna) diferencija [1] koja je definirana sa:

$$\Delta y(kT) = \frac{y(kT) - y[(k-1)T]}{T} \quad (2.8)$$

Opći zapis unazadne Eulerove diskretizacije n-tog reda glasi:

$$\Delta^n y(kT) = \frac{\Delta^{n-1} y(kT) - \Delta^{n-1} y[(k-1)T]}{T} = \frac{1}{T^n} \sum_{i=0}^n (-1)^i \frac{n!}{i!(n-i)!} y[(k-i)T] \quad (2.9)$$

Kada se derivacija zamijeni s diferencijom dobiva se:

$$\frac{dy(t)}{dt} \approx \frac{y(kT) - y[(k-1)T]}{T} \quad (2.10)$$

Unaprijedna diferencija je jednostavnija za izračun i brža, ali može biti manje precizna i osjetljiva na nestabilnosti. Unazadna metoda je numerički stabilnija, ali može biti složenija za izračun i zahtijeva rješavanje sustava jednačbi. Odabir između unaprijedne i unazadne metode ovisi o specifičnostima sustava, preciznosti potrebnoj za primjenu i drugim faktorima.

Laplaceova transformacija glasi:

$$sY(s) - y(0) \approx \frac{1}{T} (Y(s) - e^{-sT} Y(s)) = \frac{1}{T} (1 - e^{-sT}) Y(s) \quad (2.11)$$

Ako je $y(0) = 0$ onda vrijedi:

$$s \approx \frac{1 - e^{-sT}}{T} \quad (2.12)$$

$$z \approx \frac{1}{1 - sT} \quad (2.13)$$

2.3. Bilinearna (Tustin) transformacija

U nastavku je dan izvod Tustinove transformacije u skladu s objašnjenjima danim u [1]. Tustin diskretizacija temelji se na bilinearnoj transformaciji Laplaceove domene u z-domeni. Ova transformacija preslikava lijevu kompleksnu poluravninu u jedinični krug u z-ravnini. Ključna ideja Tustin diskretizacije je očuvanje polova i nula u preslikavanju, što rezultira sličnim karakteristikama sustava u diskretnoj domeni kao i u kontinuiranoj domeni.

Tustin transformacija definirana je sa:

$$z = \frac{1+w}{1-w} \quad (2.14)$$

Gdje je w kompleksna varijabla (kompleksna pseudofrekvencija):

$$w = \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (2.15)$$

Kada se izraz za z^{-1} uvrsti u izraz za kompleksnu varijablu i ako se zamijeni $s = j\omega$ dobiva se:

$$z^{-1} = e^{-sT} \quad (2.16)$$

$$w = \frac{1-e^{-j\omega T}}{1+e^{-j\omega T}} = j \tan \frac{\omega T}{2} = jv \quad (2.17)$$

Imaginarna os $s = j\omega$ preslikava se u imaginarnu os $w = jv$, a varijabla v se zove relativna pseudofrekvencija i dana je izrazom:

$$v = \tan \frac{\omega T}{2} \quad (2.18)$$

Kako relativna pseudofrekvencija nema dimenzije, često se koristi apsolutna pseudofrekvencija koja ima dimenziju [s^{-1}] i dana je izrazom:

$$\omega^* = \frac{2}{T} v = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2} \quad (2.19)$$

Tada izraz za bilinearnu transformaciju definiran sa:

$$z = \frac{1+\frac{T}{2}w}{1-\frac{T}{2}w} \quad (2.20)$$

$$w = \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (2.21)$$

Ako se dovoljno brzo uzorkuje može se pojednostaviti:

$$\tan \frac{\omega T}{2} \approx \frac{\omega T}{2} \quad (2.22)$$

$$\omega^* = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2} \approx \omega \quad (2.23)$$

Za dovoljno brzo uzorkovanje nema frekvencijskih promjena i diskretan sustav točno prenosi frekvencijska svojstva kontinuiranog sustava. Diskretna prijenosna funkcija bilinearnom transformacijom dobiva se tako da se u prijenosnoj funkciji kontinuiranog sustava kompleksna varijabla s zamijeni sa $\frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}$:

$$G(z) = G(s) \Big|_{s=\frac{2z-1}{Tz+1}} \quad (2.24)$$

Za što veću točnost diskretizacije potrebno je odabrati dovoljno malen korak diskretizacije, jer što je korak manji, to je diskretizacija detaljnija i preciznija, ali može rezultirati većim brojem izračuna i većom računalnom složenosti. Veći korak može rezultirati grubljom diskretizacijom s manje točaka što zanemaruje brze promjene, a time i određene karakteristike sustava.

Odabir postupka diskretizacije ovisi o konkretnim zahtjevima i karakteristikama sustava. Različite metode diskretizacije mogu rezultirati različitim svojstvima diskretnog sustava. Važno je pravilno odabrati postupak diskretizacije kako bi se postigli željeni rezultati i očuvala željena svojstva sustava u diskretnoj domeni.

3. SUSTAV PRVOG REDA

Sustav prvog reda sustav je koji ima jedan spremnik energije te stoga nema mogućnost oscilatornog ponašanja. Sustav prvog reda sadrži samo jedan realan pol i često se koristi kao aproksimacija za sustave višeg reda, posebno za spore sustave s velikom inercijom.

Ovakva aproksimacija sustava višeg reda pojednostavljuje analizu i dizajn sustava, smanjujući kompleksnost matematičkih modela. Sustav prvog reda može se opisati jednom diferencijalnom jednačinom, za razliku od sustava višeg reda koji zahtijevaju složenije matematičke modele.

Važno je napomenuti da aproksimacija sustava višeg reda sustavom prvog reda ima ograničenja. U stvarnosti neki sustavi mogu imati oscilatorno ponašanje ili druge karakteristike koje nisu obuhvaćene jednostavnim modelom prvog reda. Stoga je potrebno pažljivo razmotriti prikladnost i primjenjivost aproksimacije te uzeti u obzir specifičnosti sustava i željene rezultate.

Zapis opće diferencijalne jednačine sustava prvog reda:

$$\tau \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = Kx(t) \quad (3.1)$$

Gdje τ predstavlja vremensku konstantu sustava, a K statičko pojačanje sustava. Laplaceova transformacija diferencijalne jednačine prvog reda uz nulte početne uvjete glasi:

$$sY(s) + Y(s) = KX(s) \quad (3.2)$$

Iz izraza (3.2) slijedi prijenosna funkcija sustava prvog reda:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (3.3)$$

3.1. Diskretizacija sustava prvog reda bez konačnih nula

3.1.1. Diskretizacija Eulerovom unazadnom diferencijom

Kako je prethodno objašnjeno, zamjenom derivacije u diferencijalnoj jednačini s Eulerovom unazadnom ili unaprijednom diferencijom dobiva se unazadna ili unaprijedna Eulerova diskretizacija. Diskretizira li se diferencijalna jednačina prvog reda uz nulte početne uvjete Eulerovom unazadnom diferencijom dobije se:

$$\frac{dy(t)}{dt} \approx \frac{y(n) - y(n-1)}{T_s} \quad (3.4)$$

$$\tau \frac{y(n)-y(n-1)}{T_s} + y(n) = Kx(n) \quad (3.5)$$

$$y[n] = \left(\frac{T_s}{\tau+T_s}\right) x[n] + \left(\frac{\tau}{\tau+T_s}\right) y[n-1] \quad (3.6)$$

3.1.2. Diskretizacija Tustinovim postupkom

Diskretizacija kontinuirane prijenosne funkcije Tustinovim postupkom provodi se tako da se u kontinuiranoj prijenosnoj funkciji varijabla s zamijeni sa $\frac{2z-1}{Tz+1}$:

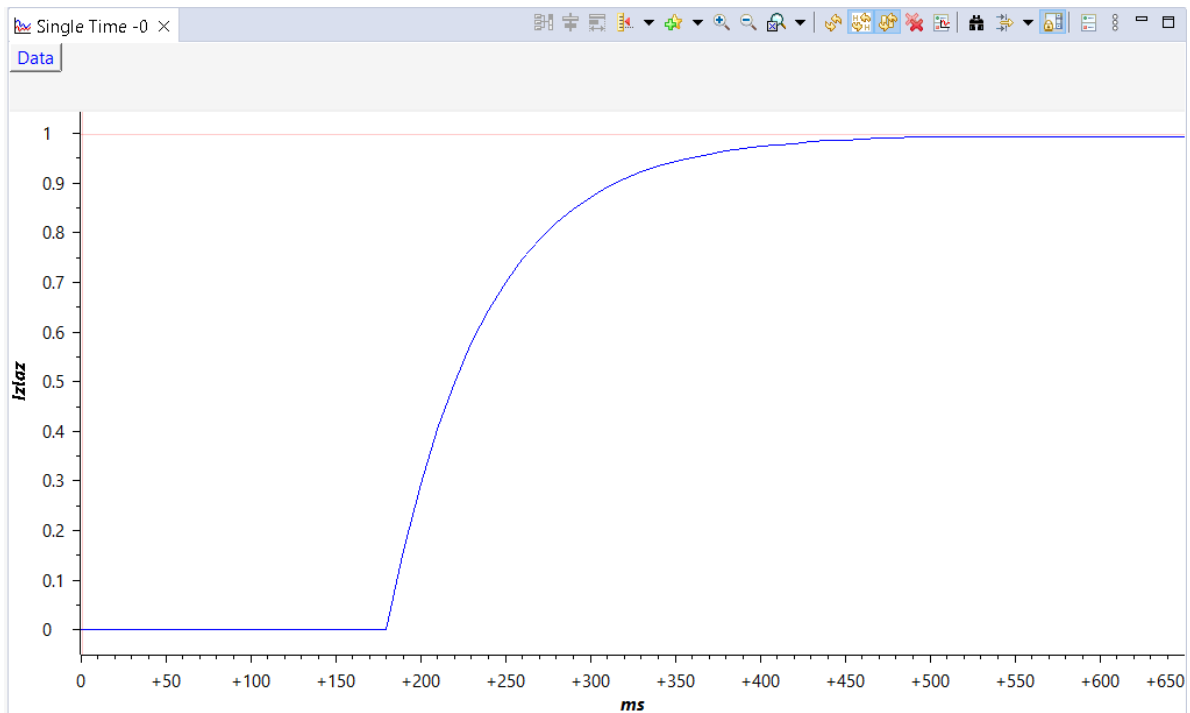
$$G(z) = G(s) \Big|_{s=\frac{2z-1}{Tz+1}} \quad (3.7)$$

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{K}{\tau \frac{2z-1}{Tz+1} + 1} = \frac{KT_s(z+1)}{z(2\tau+T_s)+T_s-2\tau} \quad (3.8)$$

Kada se prijenosna funkcija u z domeni vrati u diskretnu domenu, dobiva se sljedeća jednadžba diferencija:

$$y[n] = \frac{T_s}{2\tau+T_s} (x[n] + x[n-1]) + \frac{2\tau-T_s}{2\tau+T_s} y[n-1] \quad (3.9)$$

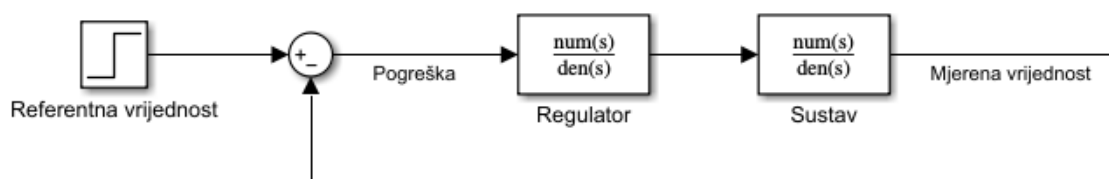
Jednadžba diferencija (3.9) implementirana je u mikrokontroler „F28027“ u obliku C koda, te je odziv prikazan na slici 3.1. Odziv je prikazan upotrebom alata za prikaz signala u stvarnom vremenu kojeg posjeduje „Code Composer Studio“ programski paket.



Slika 3.1. Odziv diskretnog sustava prvog reda na jediničnu pobudu dobiven implementacijom jednadžbe (3.9) na mikrokontroler

3.2. Regulacija sustava prvog reda

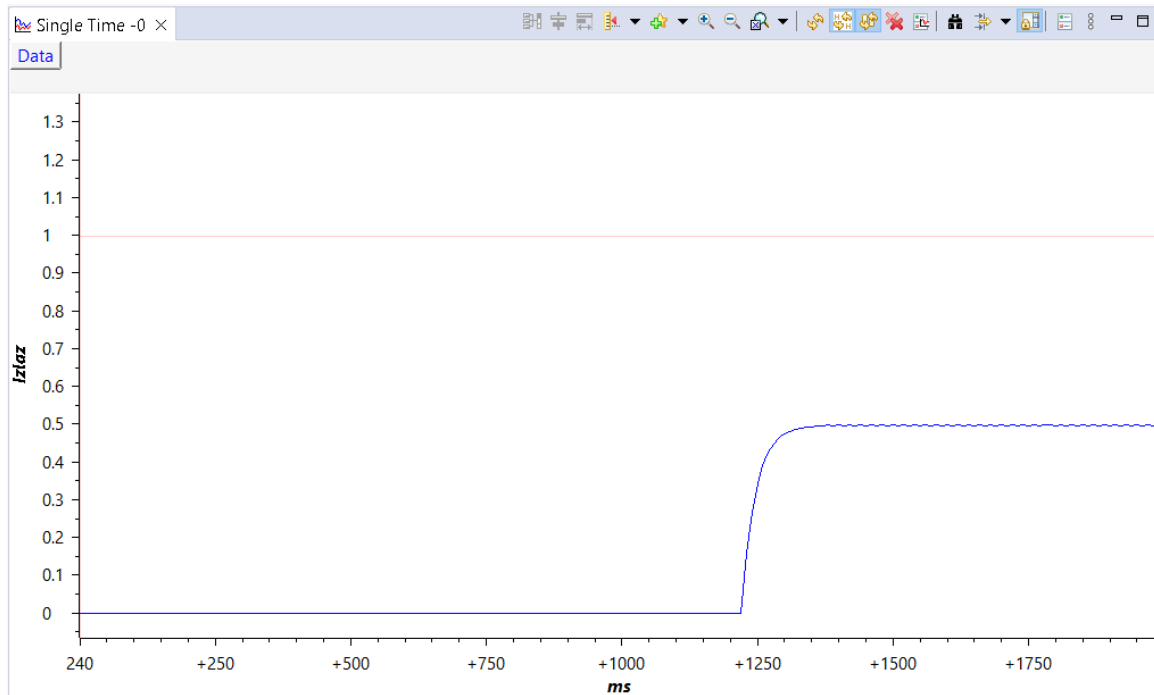
Upravljanje procesima od velike je važnosti u industrijskoj primjeni, što vrlo često zahtijeva reguliranje određenih fizikalnih veličina u procesu. Regulacija se vrlo često ostvaruje upotrebom negativne povratne veze u kombinaciji s regulatorom, pri čemu se vrlo često koriste proporcionalno-integralno-derivacijski (PID) regulator i iz njega izvedeni tipovi regulatora kao što su P i PI regulator. U ovom radu napravljena je analiza utjecaja različitih tipova regulatora na ponašanje regulacijske strukture na primjerima sustava prvog i drugog reda.



Slika 3.2. Osnovna regulacijska struktura

Konceptualno gledano, regulacijska struktura s P regulatorom sastoji se od negativne povratne veze i statičkog pojačanja P regulatora unutar reguliranog kruga. Ulaz u regulirani sustav predstavlja referentnu vrijednost koja se potom oduzima s izlazom iz reguliranog sustava kako bi se dobilo odstupanje od željene vrijednosti. Proporcionalni regulator pomoću statičkog pojačanja kompenzira odstupanje izlazne vrijednosti iz sustava u odnosu na referentnu vrijednost.

Regulacijska struktura s P regulatorom vrlo je jednostavna i samim time ju je vrlo jednostavno razumijeti i implementirati. Izlaz iz regulatora, koji se u literaturi često spominje pod nazivom upravljački signal, mijenja se proporcionalno razlici između referentne vrijednosti i mjerene (regulirane) vrijednosti. Mjerena, odnosno regulirana vrijednost predstavlja izlaz iz sustava. Regulacijska struktura s P regulatorom ima mogućnost brze reakcije na promjene u sustavu, odmah reagira na pogrešku i po potrebi modificira upravljački signal (i time neposredno utječe i na signal pogreške), što omogućuje brzo ispravljanje odstupanja između regulirane i željene (zadane) vrijednosti. Kada je pravilno podešen, proporcionalni regulator dovodi do stabilnog ponašanja sustava, prihvatljivu oscilatornost i održavanje varijabli procesa unutar dozvoljenih granica.

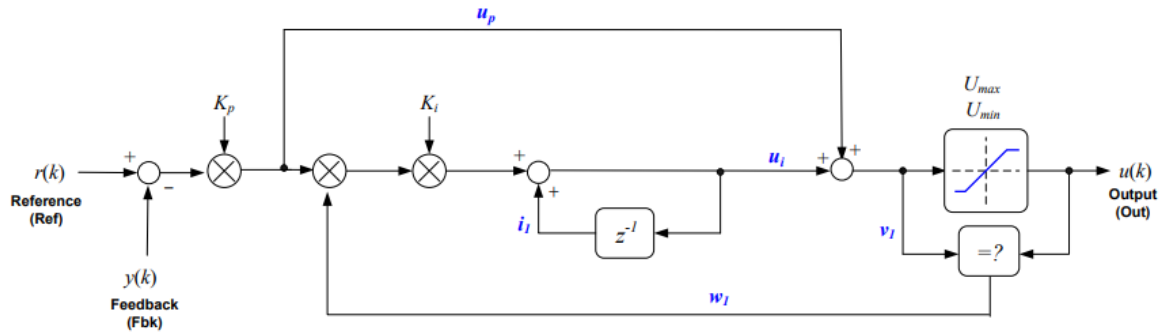


Slika 3.3. Odziv proporcionalno reguliranog diskretnog sustava prvog reda na jediničnu pobudu

Svojevremeno regulacijskoj strukturi s P regulatorom je u stacionarnom stanju što znači da upotrebom regulacijske strukture s P regulatorom najčešće nije moguće ostvariti jednakost regulirane i referentne vrijednosti u stacionarnom stanju, što je posebno izraženo u slučajevima: kada su prisutne smetnje. Izbor proporcionalnog pojačanja P regulatora veoma je važan kako bi se postigao dobar kompromis između zahtijevane točnosti u stacionarnom stanju i prihvatljivog ponašanja u dinamičkim stanjima u smislu oscilatornosti i zadržavanje varijabli procesa unutar dozvoljenih granica. Na slici 3.3. prikazano je veliko regulacijsko odstupanje zbog male vrijednosti statičkog pojačanja. Mala vrijednost regulacijskog odstupanja najčešće zahtijeva velik iznos proporcionalnog pojačanja. S druge strane, velik iznos proporcionalnog pojačanja najčešće dovodi do neželjenog oscilatornog ponašanja i može rezultirati nestabilnim ponašanjem, što je problem koji je posebno izražen u slučajevima kada su prisutni šumovi i smetnje u značajnijim iznosima. Nadalje, još jedan problem o kojem treba voditi računa prilikom podešavanja parametara regulatora je činjenica da se parametri sustava mogu mijenjati. Stoga sustavi s vremenski promjenjivim parametrima zahtijevaju pažljivo podešavanje kako bi se održala stabilnost i prihvatljiv odziv.

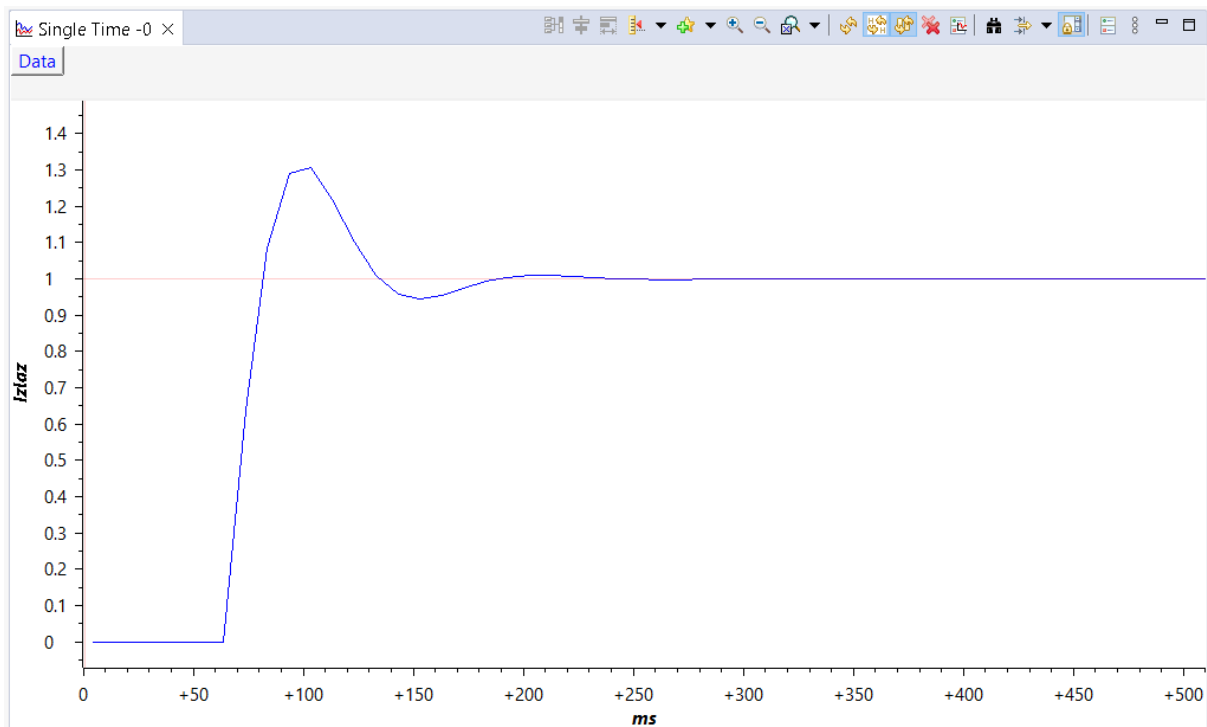
Budući da regulacijskoj strukturi s P regulatorom nedostaju integralno i derivacijsko ponašanje, njena upotreba je ograničena na manje zahtjevne probleme upravljanja. Primjerice, oscilatorni procesi mogu biti veoma zahtjevni za upravljanje, i u takvim slučajevima nije

moguće koristiti jednostavan P regulatora. Stoga, kako bi se riješili spomenuti nedostaci regulacijske strukture s P regulatorom, osim statičkog pojačanja u regulacijsku strukturu mogu se dodati integralno i derivacijsko djelovanje rezultirajući tako s regulacijskom strukturom s PID regulatorom.



Slika 3.4. Proporcionalno-integralna regulacijska struktura [2]

Korištenje regulacijske strukture s PI regulatorom iz slike 3.4. rješava problem statičke pogreške u odzivu sustava prvog reda (slika 3.5.).

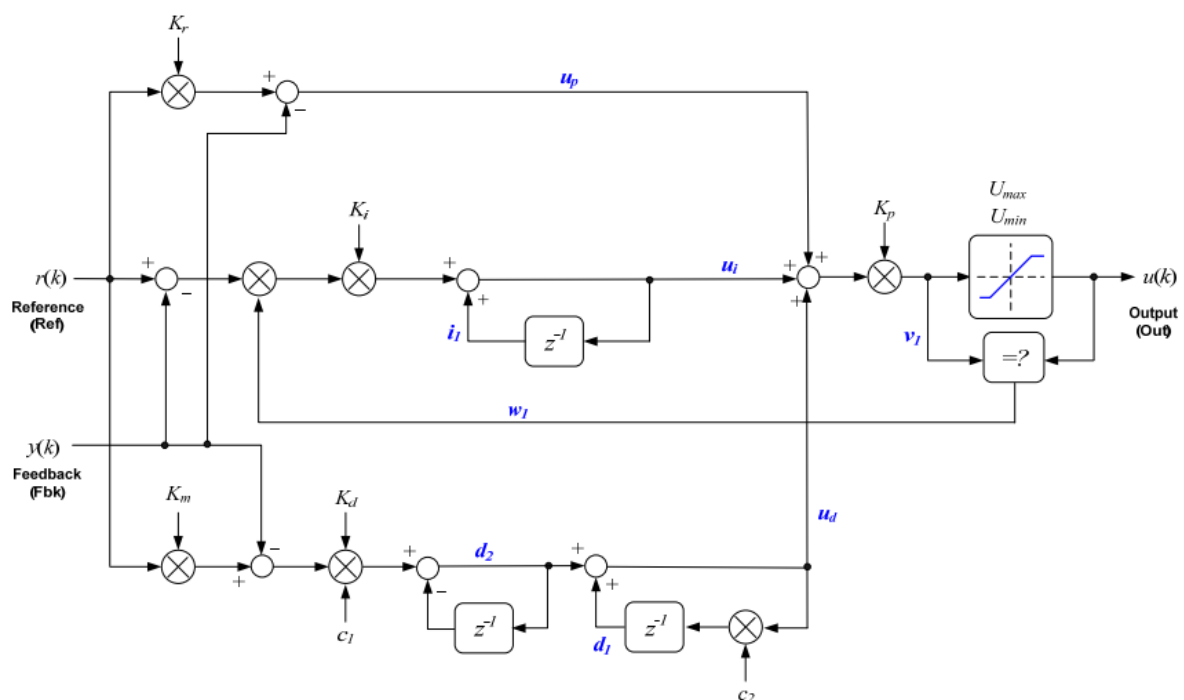


Slika 3.5. Odziv proporcionalno-integralno reguliranog diskretnog sustava prvog reda na jediničnu pobudu

Kontinuirano modificiranje upravljačkog signala kao odgovorom na akumuliranu pogrešku tijekom vremena, integralna komponenta regulacijske strukture pomaže u eliminaciji pogrešaka u stacionarnom stanju. Kao rezultat toga, izlaz sustava može se kontrolirati

preciznije i s većom točnošću. Na slici 3.5. može se vidjeti kako djelovanje ove regulacijske strukture omogućuje bržu reakciju na promjene, pomaže u smanjenju vremena smirivanja, te omogućuje sustavu da brže dođe u željeno stanje. Kako bi ublažio utjecaje smetnji, PI regulator kontinuirano modificira upravljački signal, osiguravajući tako točnu i pouzdanu praćenje referentne vrijednosti. Integralni dio PI regulatora povećava rezervu u stabilnosti te pomaže u smanjenju oscilacija i prekoračenja varijabli procesa iznad maksimalno dozvoljenih vrijednosti.

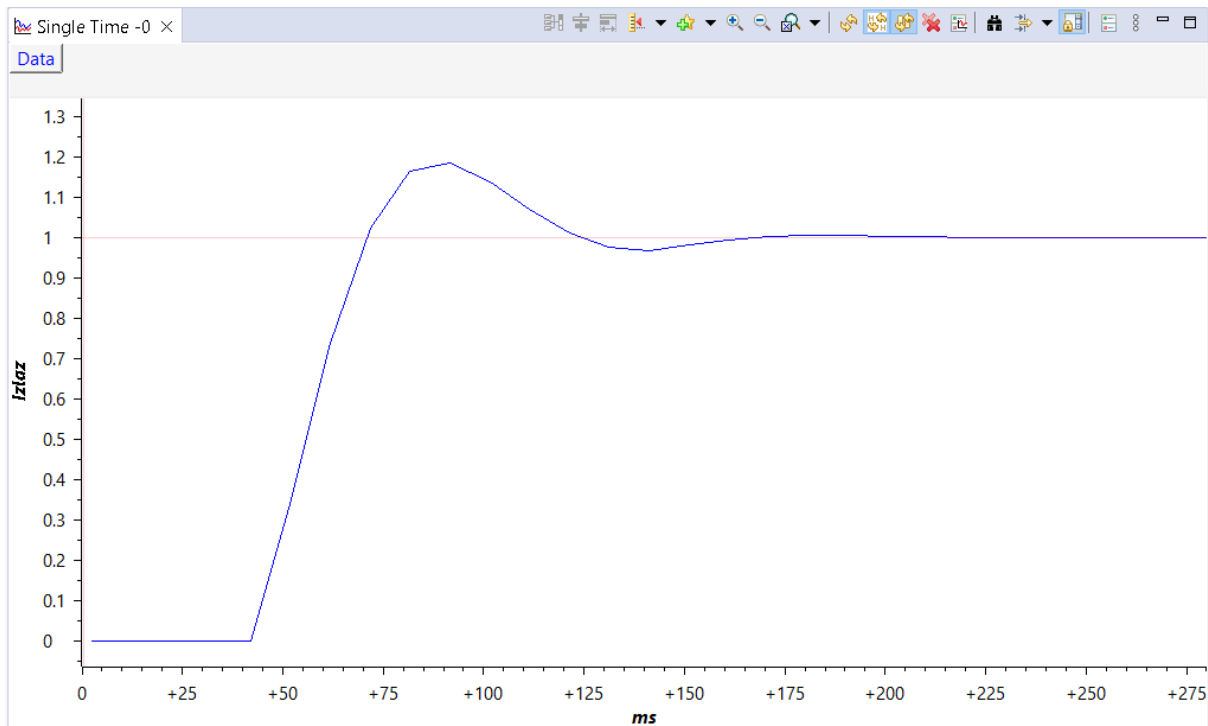
U usporedbi sa samo proporcionalnom regulacijskom strukturom, uključivanje integralne komponente regulatora može rezultirati sporijom prijelaznom pojavom. Uvođenje integralnog djelovanja u regulator može uzrokovati sporiji odziv sustava na neočekivane promjene. Nadalje, integralni član dovodi do efekta namatanja integratora (prenabijanje integratora) kao posljedica zasićenja aktuatora, što je problem o kojem također treba voditi računa. Kako bi se postigla najbolja izvedba i stabilnost, proporcionalna i integralna pojačanja moraju biti pravilno podešena. Podešavanje parametara znatno je olakšano ako se poznaje model dinamike sustava. Sve razlike između zamišljenog modela i stvarnog ponašanja sustava mogu rezultirati neučinkovitom kontrolom i lošim performansama.



Slika 3.6. Proporcionalno-integralno-derivacijska regulacijska struktura [2]

Proporcionalno-integralno-derivacijska regulacija sustava najčešće je korištena u sustavima višeg reda, ali isto tako može se koristiti u sustavima prvog reda za postizanje precizne regulacije, proširujući prednosti proporcionalne i proporcionalno-integralne

regulacije. Na slici 3.7. prikazan je odziv diskretnog sustava prvog reda korištenjem diskretne regulacijske strukture s PID regulatorom iz slike 3.6.



Slika 3.7. Odziv proporcionalno-integralno-derivacijski reguliranog diskretnog sustava prvog reda na jediničnu pobudu

Proporcionalno-integralno-derivacijska regulacijska struktura kombinira proporcionalno, integralno i derivacijsko djelovanje omogućavajući tako ostvarenje regulacijske strukture visokih performansi. Kao rezultat toga, pogreške i odstupanja od željene zadane vrijednosti su minimizirane i izlaz iz sustava može se precizno i točno regulirati. Derivacijsko djelovanje reagira isključivo na promjene upravljačkog signala i time smanjuje prekoračenja i ubrzava cijeli sustav dok integralno djelovanje pomaže u eliminaciji grešaka u stacionarnom stanju (slika 3.7.). Nudeći trenutna korektivna radnja ovisno o brzini promjene pogreške, derivacijska komponenta regulatora omogućuje brži odziv na promjene u sustavu. Sustav može postići željenu zadanu vrijednost brže kao rezultat kraćeg vremena smirivanja. Parametri proporcionalnih, integralnih i derivacijskih članova mijenjaju se ovisno o potrebama sustava koji se regulira.

Proporcionalno-integracijsko-derivacijska regulacijska struktura često zahtijeva pažljivo podešavanje proporcionalnih, integralnih i derivacijskih pojačanja kako bi se postiglo prihvatljivo ponašanje sustava. Postupak pronalaska parametara PID regulatore može biti težak, osobito kada se radi o kompliciranim sustavima s nelinearnim ponašanjem. Nestabilnost,

oscilacije ili spor odziv mogu biti posljedica nepravilno podešenih regulatora. Visokofrekventni šum i pogreške u mjerenju pojačavaju se derivacijskim članom regulatora, što može uzrokovati neželjene oscilacije ili nestabilnost u regulacijskoj petlji. Ova regulacijska struktura dobro funkcionira za linearne sustave prvog reda, ali može biti loša za izrazito nelinearne procese.

Usporedbom odziva PI (slika 3.6.) i PID (slika 3.7.) reguliranog sustava prvog reda jasno se vidi brže vrijeme smirivanja i manja nadvišenje u slučaju PID regulacije. Primjenjivost i učinkovitost ove regulacijske strukture regulatorom u određenom scenariju mora se odrediti kroz pažljivo istraživanje i procjenu reguliranog sustava.

3.3. Implementacija u Code Composer Studio

Za izvršavanje algoritma diskretnog sustava i regulatora koristi se vremenski prekid unutar mikrokontrolera koji je definiran internim brojačem i prekidnom rutinom. Interni brojač najčešće se koristi za praćenje vremena, brojanje događaja, izračunavanje trajanja ili u ovom slučaju određivanje kada će se izvršavati sljedeći prekid unutar mikrokontrolera.

Izvođenje određenih aktivnosti izvršava se prilikom svakog prekida unutar mikrokontrolera, kao što su proizvodnja izlaznog signala, ažuriranje varijabli programskog koda ili pokretanje druge operacije na temelju proizvedenog prekida.

Mikrokontroler nastavlja svoje rutinske operacije kada servisna rutina prekida završi s radom, a interni brojač nastavlja brojati ili zadržava svoju vrijednost do sljedećeg prekida. U korištenom kodu vremenski prekid se izvršava svakih 500 milisekundi koje broji interni brojač. Inicijalizacija internog brojača, korištene grupe prekida i parametri regulatora definiraju se unutar glavne funkcije koda.

Mikrokontroler „F28027“ koristi cjelobrojnu aritmetiku. Kako bi izvršavali izračune s racionalnim vrijednostima, koristi se cjelobrojna reprezentacija racionalnih brojeva. Cjelobrojna reprezentacija racionalnih brojeva poznata je kao „IQ“ format. „IQ“ format pretvara racionalne vrijednosti brojeva u cijele brojeve „long“ formata kako bi se mogli koristiti za cjelobrojnu aritmetiku. Svaka korištena varijabla u izračunima mora se pravilno inicijalizirati u „IQ“ format, a izračuni se izvršavaju pomoću „IQ“ algoritama za osnovne matematičke operacije.

```

cpu_timer0_isr(void)
{
    pid1.term.Ref = x; // Definiranje ulaza u regulator
    pid1.term.Fbk = y; // Definiranje signala povratne veze regulatora
    PID_MACRO(pid1); // Pozivanje funkcije za izvršenje algoritma regulacije
    yr = pid1.term.Out; // Izlazna vrijednost iz regulatora
    y=(_IQmpy(a,yr))+(_IQmpy(_IQ(1)-a,y)); // Unazadni euler, a=Ts/(Ts+tau)
}
interruptCount++; // Broj prekida
//
// Potvrđivanje prekida kako bi se postigao sljedeći prekid iz prve grupe
//
PIE_clearInt(myPie, PIE_GroupNumber_1);
}

```

Slika 3.8. Algoritam regulacije sustava prvog reda unutar prekidne rutine

Slika 3.8. prikazuje C kod regulacije sustava prvog reda bez konačnih nula s proporcionalno-integralno-derivacijskom regulacijskom strukturom. Ulazi u regulator, izlaz iz sustava i svi navedeni parametri inicijalizirani su kao globalne varijable te se svakim izvršavanjem prekidne rutine vrijednosti izlazne varijable mijenjaju.

Expression	Type	Value	Address
interruptCount	unsigned long	0	0x00008900@Data
x	long	1.0 (Q-Value(10))	0x00008938@Data
y	long	0.0 (Q-Value(10))	0x00008930@Data
a	long	163	0x00008936@Data
yr	long	0	0x0000893A@Data
pi1	struct <unnamed>	{Ref=0,Fbk=0,Out=0,Kp=1024,Ki=0...}	0x00008940@Data
Ref	long	0.0 (Q-Value(10))	0x00008940@Data
Fbk	long	0.0 (Q-Value(10))	0x00008942@Data
Out	long	0.0 (Q-Value(10))	0x00008944@Data
Kp	long	1.0 (Q-Value(10))	0x00008946@Data
Ki	long	0.0 (Q-Value(10))	0x00008948@Data
Umax	long	1.0 (Q-Value(10))	0x0000894A@Data
Umin	long	-1.0 (Q-Value(10))	0x0000894C@Data
up	long	0	0x0000894E@Data
ui	long	0	0x00008950@Data
v1	long	0	0x00008952@Data
i1	long	0	0x00008954@Data
w1	long	1024	0x00008956@Data

Slika 3.9. Tablica izraza

Preko tablice izraza na slici 3.9., može se pristupiti vrijednostima definiranih varijabli u stvarnom vremenu. Isto tako, tablica izraza omogućava izmjenu parametara sustava ili regulatora u stvarnom vremenu.

4. SUSTAV DRUGOG REDA

Sustav drugog reda je dinamički sustav koji se može matematički opisati kao diferencijalna jednadžba drugog reda. Ovaj sustav ima dva spremnika energije, i posljedično dva pola u prijenosnoj funkciji, pri čemu polovi mogu biti realni ili konjugirano kompleksni. Kako je poznato, položaj polova igra ključnu ulogu u ponašanju sustava pošto položaj polova diktira stabilnost, brzinu odziva i oblik odziva sustava.

Zapis opće diferencijalne jednadžbe sustava drugog reda:

$$\frac{1}{\omega_n^2} \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + \frac{2\xi}{\omega_n} \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = Kx(t) \quad (4.1)$$

Gdje je ω_n prirodna frekvencija sustava, faktor prigušenja ξ koji utječe na oblik odziva sustava i K pojačanje sustava. Vrijednost faktora prigušenja između 0 i 1 odgovara prigušenim oscilacijama, gdje veća vrijednost rezultira bržim opadanjem oscilacija. Kada faktor prigušenja iznosi 0, polovi leže na imaginarnoj osi i oscilacije su neprigušene, a ukoliko je 1 polovi leže na realnoj osi i odziv je granično aperiodski pa nema oscilacija. Laplaceova transformacija glasi:

$$\frac{1}{\omega_n^2} s^2 Y(s) + \frac{2\xi}{\omega_n} sY(s) + Y(s) = KX(s) \quad (4.2)$$

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.3)$$

4.1. Diskretizacija sustava drugog reda

4.1.1. Diskretizacija Eulerovom unazadnom diferencijom

Zamjenom derivacije u diferencijalnoj jednadžbi s Eulerovom diferencijom dobiva se unazadna ili unaprijedna Eulerova diskretizacija, u ovom slučaju je korištena unazadna metoda:

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} \approx \frac{y(n) - 2y(n-1) + y(n-2)}{T_s^2} \quad (4.4)$$

$$\frac{1}{\omega_n^2} \frac{y(n) - 2y(n-1) + y(n-2)}{T_s^2} + \frac{2\xi}{\omega_n} \frac{y(n) - y(n-1)}{T_s} + y(n) = Kx(n) \quad (4.5)$$

$$y(n) = \frac{\omega_n^2 T_s^2 x(n) + y(n-1)(2 + 2\xi\omega_n T_s) - y(n-2)}{1 + 2\xi\omega_n T_s + \omega_n^2 T_s^2} \quad (4.6)$$

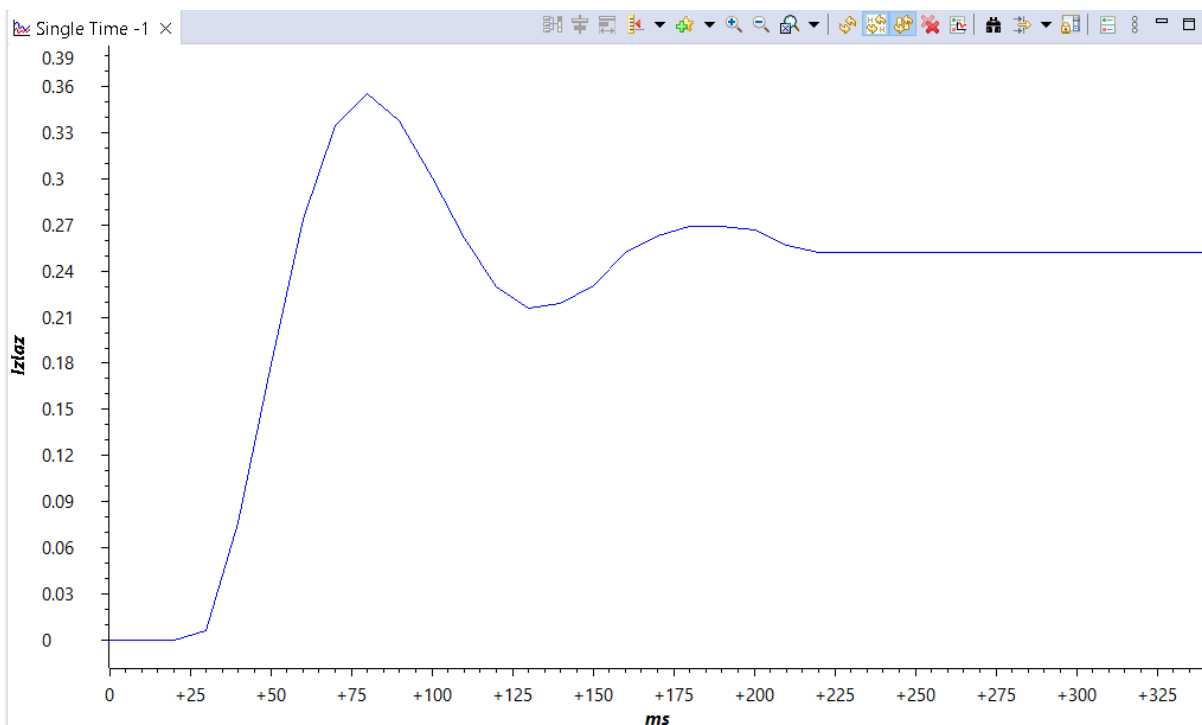
4.1.2. Diskretizacija Tustinovim postupkom

Da se dobije diskretna prijenosna funkcija bilinearnom transformacijom u prijenosnu funkciju kontinuiranog sustava, kompleksna varijabla s zamijeni se sa $\frac{2z-1}{Tz+1}$:

$$G(z) = G(s) \Big|_{s=\frac{2z-1}{Tz+1}} = \frac{K\omega_n^2}{\left(\frac{2z-1}{Tz+1}\right)^2 + 2\xi\omega_n\frac{2z-1}{Tz+1} + \omega_n^2} \quad (4.7)$$

$$G(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{KT_s^2\omega_n^2(z^2+2z+1)}{z^2(4+4\xi\omega_nT_s+\omega_n^2T_s^2)+z(2\omega_n^2T_s^2-8)+4-4\xi\omega_nT_s} \quad (4.8)$$

$$y(n) = \frac{\omega_n^2T_s^2(x(n)+2x(n-1)+x(n-2))-y(n-1)(2\omega_n^2T_s^2-8)-y(n-2)(4-4\xi\omega_nT_s+\omega_n^2T_s^2)}{4+4\xi\omega_nT_s+\omega_n^2T_s^2} \quad (4.9)$$

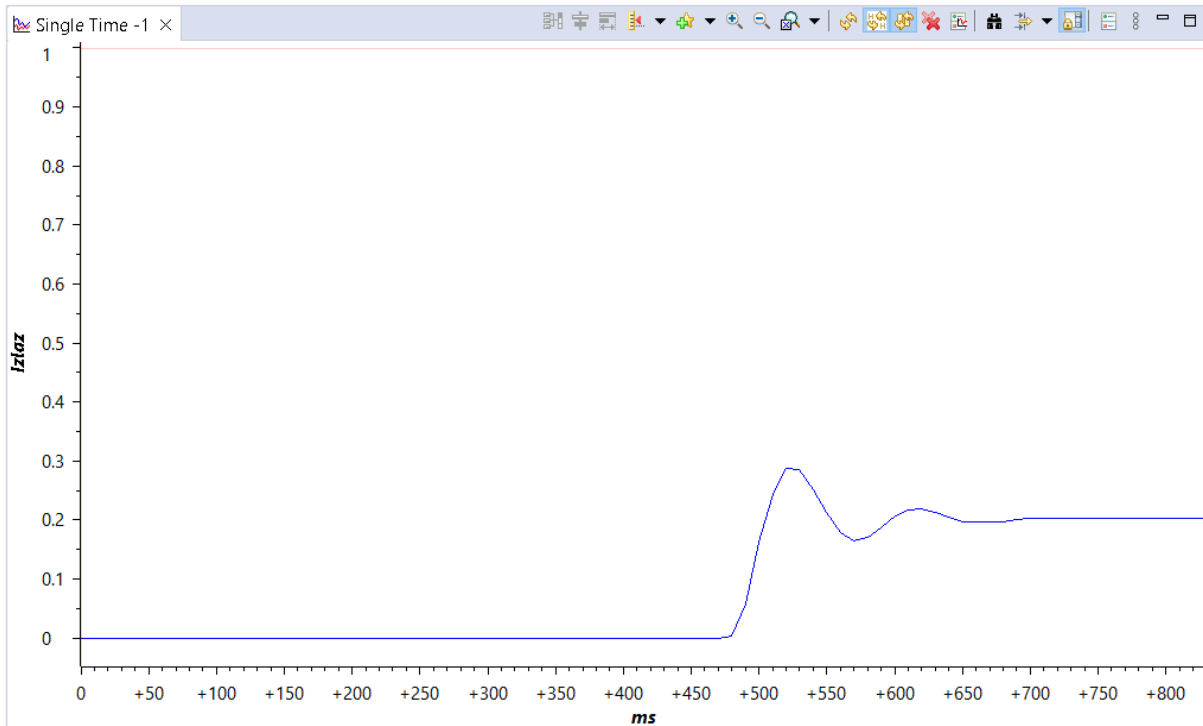


Slika 4.1. Odziv diskretnog sustava drugog reda na jediničnu pobudu

4.2. Regulacija sustava drugog reda

U ovom poglavlju analizirani su prednosti i nedostaci proporcionalne, proporcionalno-integralne i proporcionalno-integralno-derivacijske regulacijske strukture na primjeru sustavu drugog reda. Na stabilnost, odziv i preciznost sustava utječu određena svojstva svake regulacijske strukture. Ideja je utvrditi koliko spomenute regulacijske strukture mogu biti učinkovite i fleksibilne prilikom reguliranja različitih procesa na način da je analizirana njihova sposobnost reguliranja sustava drugog reda.

Proporcionalan regulator utječe na stabilnost sustava, vrijeme smirivanja i pogrešku u stacionarnom stanju. Kako je prethodno objašnjeno, izlaz iz P regulatora je proporcionalan regulacijskom odstupanju. Na slici 4.2. može se vidjeti veliko regulacijsko odstupanje zbog male vrijednosti statičkog pojačanja regulatora.



Slika 4.2. Odziv proporcionalno reguliranog diskretnog sustava drugog reda na jediničnu pobudu

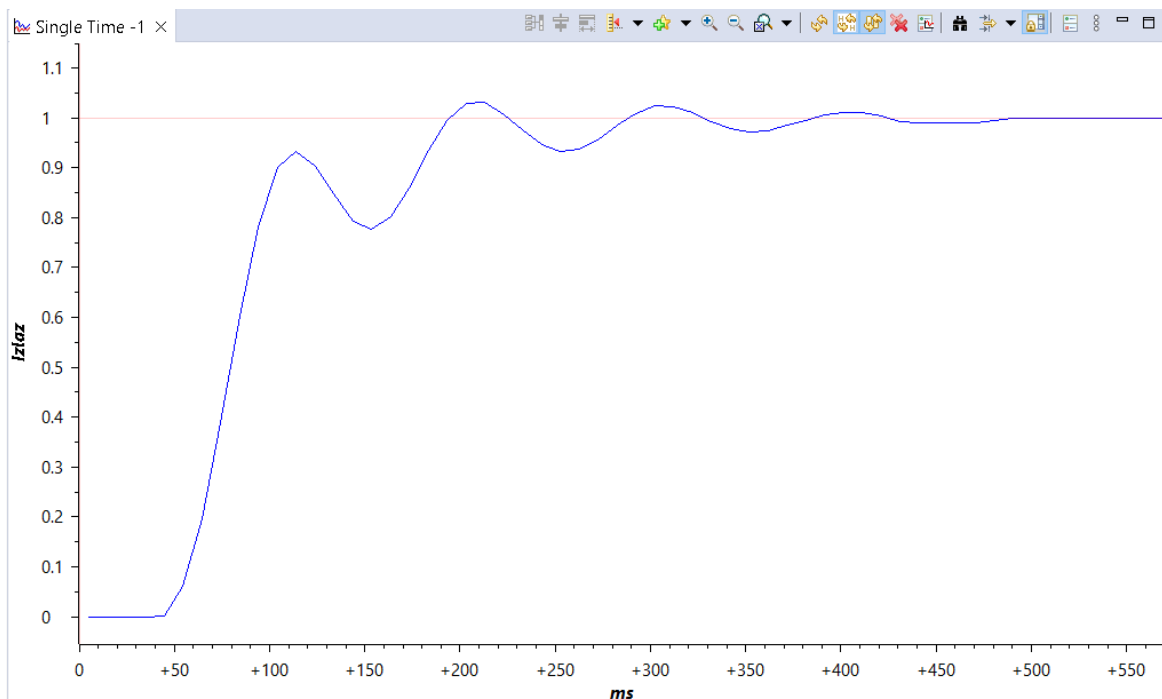
Modificiranjem upravljačkog izlaza proporcionalno pogrešci, proporcionalni regulator smanjenju pogreške u stacionarnom stanju. Također poboljšava vrijeme smirivanja i prigušuje oscilacije, što doprinosi stabilnosti sustava.

Isto kao i kod sustava prvog reda proporcionalna regulacija ipak ima neka ograničenja. Kako je prethodno objašnjeno, glavni nedostatak P regulatora je njegova nemogućnost potpune eliminacije regulacijskog odstupanja. To znači da još uvijek može postojati mala netočnost čak i ako odziv sustava zadovoljava traženu zadanu vrijednost. Drugi je nedostatak osjetljivost sustava na smetnje i promjene parametara, što može utjecati na rad.

U zaključku, proporcionalna regulacija poboljšava jednostavnost i stabilnost sustava drugog reda, ali je nedostatna da u potpunosti eliminira pogrešku u stacionarnom stanju i loše reagira na vanjske poremećaje. Zbog ovih nedostataka više se koriste proporcionalno-integralni i proporcionalno-integralno-derivacijski regulatori, koji, osim proporcionalnog ponašanja,

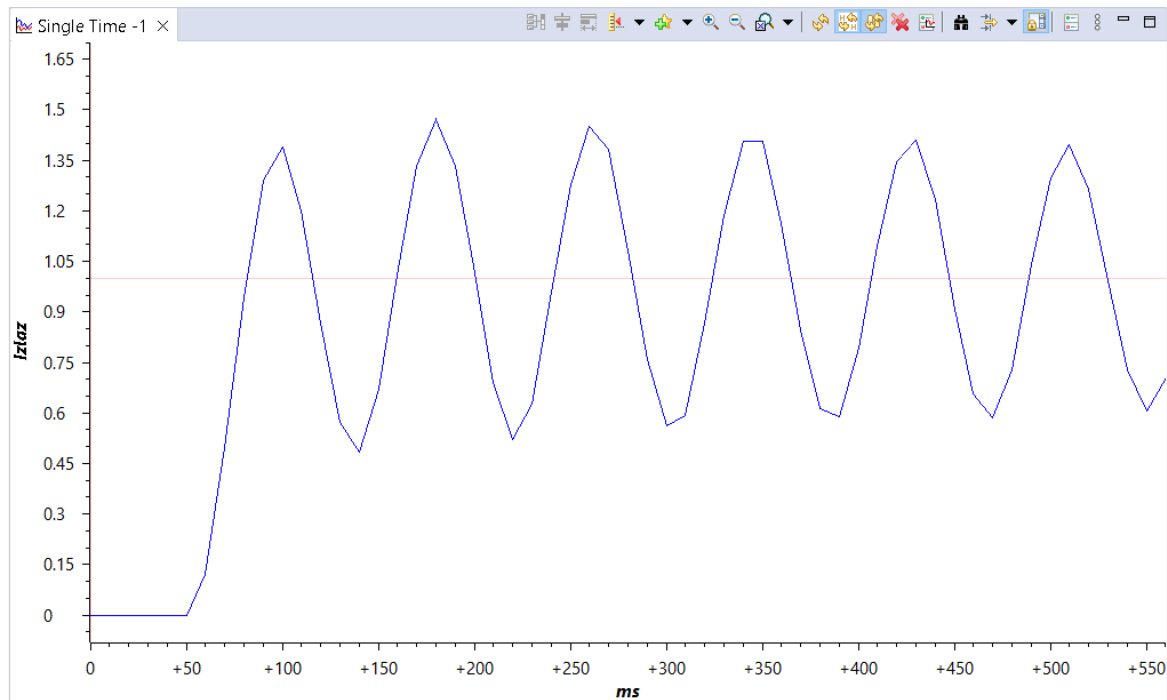
kombiniraju i integralno te derivacijsko ponašanje i time omogućuju poboljšanje performansi sustava.

Nadovezujući se na proporcionalno-integralnu regulaciju u sustavima prvog reda, moramo uzeti u obzir dodatnu složenost i dinamiku sustava drugog reda kada analiziramo učinke regulacije na te sustave. Korištenjem istog regulatora kao na slici 3.4. integralna komponenta integrira regulacijsko i time dovodi do eliminacije regulacijskog odstupanja odstupanje u stacionarnom stanju, dok proporcionalna komponenta reagira trenutno na promjenu regulacijskog odstupanja i time ubrzava odziv sustava. Na slici 4.3. jasno se vidi kako PI regulator integralnim komponentna djeluje na regulacijsko odstupanju u odzivu sustava drugog reda.



Slika 4.3. Odziv proporcionalno-integralno reguliranog diskretnog sustava drugog reda na jediničnu pobudu

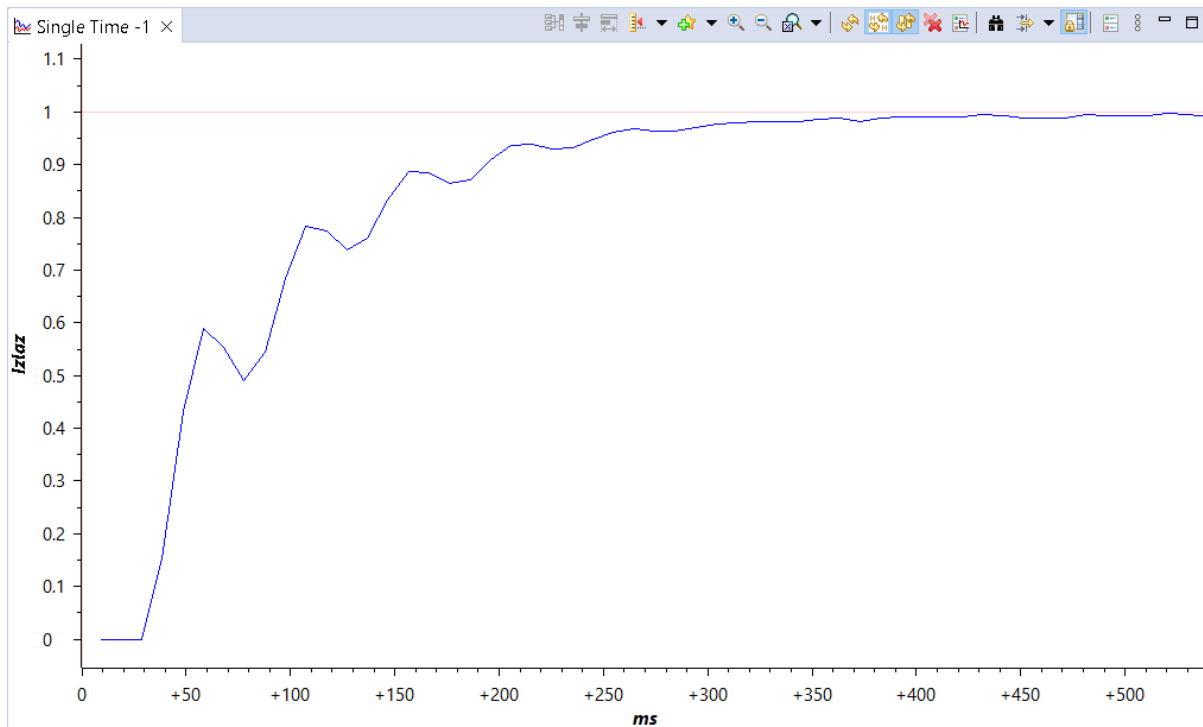
Kada je potrebno praćenje zadanih vrijednosti bez greške u stacionarnom stanju reguliranog sustava, regulacijska struktura s PI regulatorom je posebno korisna. Dodatno, integralno djelovanje omogućuje potiskivanje poremećaja i smetnji u stacionarnom stanju.



Slika 4.4. Diskretni sustav drugog reda u kritičnom stanju

Osim spomenutih prednosti, proporcionalno-integralna regulacija ima i ograničenja, što će biti objašnjeno na primjeru regulacija sustava drugog reda. Ako je integralno pojačanje preveliko, sustav može postati nestabilan što je jedan od potencijalni problem. To se može uočiti na slici 4.4. veliko integralno pojačanje uzrokuje velike oscilacije sustava. Na performanse sustava mogu značajno utjecati nadvišenja i/ili oscilacije. Kao i kod svih ostalih vrsta regulatora, za postizanje kvalitetnog odziva parametre regulatora potrebno je pravilno podesiti.

Zaključno, prednosti proporcionalno-integralne regulacije u sustavima drugog reda (slika 4.3.) u odnosu na proporcionalnu regulaciju (slika 4.2.) uočavaju se uspoređivanjem odziva, a to su eliminacija stacionarne pogreške, poboljšanje stabilnosti i vremena smirivanja. Dodatno poboljšanje odziva prilikom reguliranja sustava drugog reda može se ostvariti na način da se PI regulator proširi dodavanjem derivacijskog ponašanja čime se zapravo dobiva PID regulatora.



Slika 4.5. Odziv proporcionalno-integralno-derivacijski reguliranog diskretnog sustava drugog reda na jediničnu pobudu

Sposobnost poboljšanja performansi u prijelaznom i stacionarnom stanju jedna je od prednosti korištenja proporcionalno-integralno-derivacijske regulacije u sustavima drugog reda. U odnosu na PI regulator, derivacijsko ponašanje PID regulatora posjeduje svojstvo predikcije signala greška omogućavajući tako brži odziv i smanjenje nadvišenja odziva. Posljedično, upotreba PID regulatora omogućuje preciznije i pouzdanije upravljanje jer skraćuje vrijeme smirivanja i smanjuje oscilacije. Osim spomenutog, derivacijsko djelovanje PID regulatora pomaže potiskivanju vanjskih što ga čini posebno korisnim u situacijama kada je sustav osjetljiv na brze promjene ili neočekivane poremećaje.

Međutim, postoje neke poteškoće u implementaciji ove regulacijske strukture u sustavima drugog reda. Jedan je takav problem sklonost derivativne komponente da poveća osjetljivost sustava na šum ili druge smetnje. Nadalje, postupak podešavanja parametara PID regulatora u slučaju regulacije sustava drugog reda teži je nego što je to u slučaju regulacije sustava drugog reda, što zahtijeva temeljito razmatranje dinamike sustava.

U usporedbi s proporcionalnom (slika 4.2.) i proporcionalno-integralnom (slika 4.3.) regulacijom, proporcionalno-integralno-derivacijska (slika 4.4.) regulacija u sustavima drugog reda nudi kvalitetniji prijelazni odziv, povećava rezervu u stabilnosti, smanjuje vrijeme smirivanja i nadvišenje te povećava sposobnost na potiskivanje poremećaja čime zapravo PID regulator povećava robusnost. Unatoč tome, kako bi se postigla željena regulacija i smanjili

potencijalni rizici povezani s proporcionalno-integralno-derivacijskom regulacijom u sustavima drugog reda, potrebno je pažljivo podešavanje parametara regulatora i razmatranje dinamike sustava.

4.3. Implementacija u Code Composer Studio

Prije definiranja algoritma regulacije sustava drugog reda sve potrebne varijable sustava drugog reda i parametri regulatora inicijaliziraju kao globalne „IQ“ varijable. Pomoću odgovarajućih „IQ“ matematičkih operacija definira se algoritam regulacije sustava drugog reda koji se izvršava unutar prekidne rutine vremenskog prekida. Slika 4.6. prikazuje algoritam regulacije sustava drugog reda unutar servisne rutine prekida.

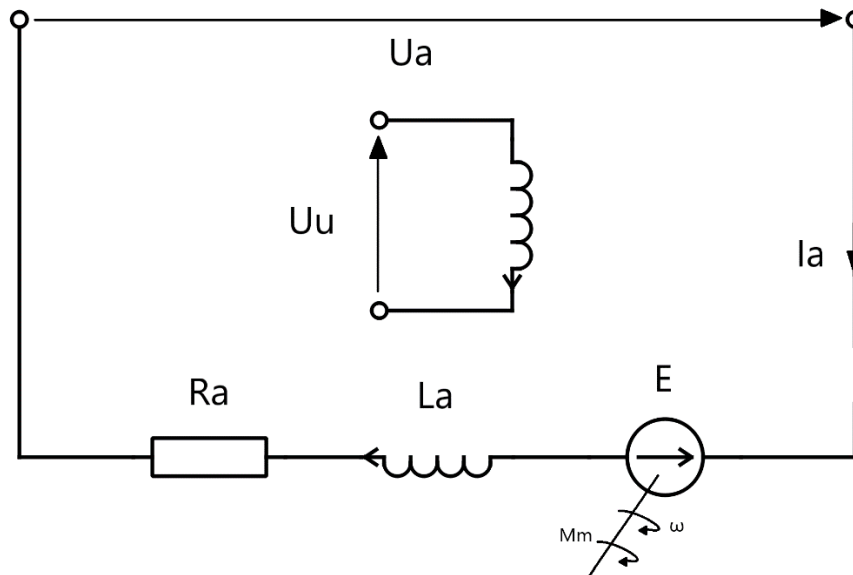
```
{
    pid1.term.Ref = x; // Definiranje ulaza u regulator
    pid1.term.Fbk = y; // Definiranje signala povratne veze regulatora
    PID_MACRO(pid1); // Pozivanje funkcije za izvršenje algoritma regulacije
    yr = pid1.term.Out; // Izlazna vrijednost iz regulatora
    // Prva diferencijalna jednačba, unazadni euler
    y1 = _IQdiv((yr + _IQmpy(y1, _IQdiv(La, Ts)) - _IQmpy(Km, y2)), (_IQdiv(La, Ts) + Ra));
    // Druga diferencijalna jednačba, unazadni euler
    y2 = _IQdiv((_IQmpy(Km, y1) + _IQmpy(_IQdiv(J, Ts), y2)), (_IQdiv(J, Ts) + Kv));
}
interruptCount++; // Broj prekida
//
// Potvrđivanje prekida kako bi se postigao sljedeći prekid iz prve grupe
//
PIE_clearInt(myPie, PIE_GroupNumber_1);
}
```

Slika 4.6. Algoritam regulacije sustava drugog reda unutar servisne rutine prekida

5. KASKADNI REGULACIJSKI KRUG

5.1. Nezavisno uzbuđeni istosmjerni motor s konstantnom uzbuđom

Na slici 5.1 prikazana je nadomjesna shema nezavisno pobuđenog istosmjernog motora. Na temelju nadomjesne sheme prikazane na slici 5.1 moguće je napisati diferencijalne jednadžbe koje predstavljaju matematički model nezavisno uzbuđenog istosmjernog motora.



Slika 5.1. Nadomjesni model nezavisno uzbuđenog istosmjernog motora

Razumijevanje temeljnih principa rada nezavisno uzbuđenog istosmjernog motora i međudjelovanja između njegovih bitnih dijelova nužno je za fizičku interpretaciju njegovih diferencijalnih jednadžbi. Stator, koji sadrži uzbuđni namot, i rotor, koji nosi namot armature, čine nezavisno uzbuđeni istosmjerni motor. Armaturni namot spojen je na izvor napajanja i kroz njega teče armaturna struja dok kroz uzbuđni namot teče uzbuđna struja.

Međudjelovanje magnetskih polja koje stvaraju uzbuđni i armaturni dovodi do pojave razvijenog elektromagnetskog momenta omogućujući tako elektromehaničku pretvorbu energije, odnosno rad motora. Razvijeni elektromagnetski moment generiran spomenutim međudjelovanjem magnetskih polja dovodi do rotacije rotora. Radna točka u kojoj je se elektromotorni pogona nalazi ovisna je o primijenjenom naponu, struji uzbuđenja i mehaničkom opterećenju stroja.

Kako je spomenuto, ponašanje motora može se opisati skupom diferencijalnih jednadžbi koje zapravo opisuju vezu između mehaničkih i električnih svojstava motora.

Odnosno, matematičkim modelom motora dobivamo opis kako motor reagira na promjene varijabli procesa.

Diferencijalne jednadžbe obično opisuju dinamičko ponašanje motora uzimajući u obzir parametre poput mehaničkog prigušenja k_v , inercije mehaničkog sustava J , induktiviteta armature L_a , otpora armature R_a i konstante protuelektromotorne sile k_m . Pretpostavka u ovom radu je da je struja uzbude i_u konstantnog iznosa. Protuelektromotorna sila predstavlja napon koji se inducira u vodičima armaturnog namota uslijed njihove rotacije u magnetskom polju uzbudnog namota. Iznos protuelektromotorne sile proporcionalan je brzini vrtnje, odnosno vrijedi:

$$E = k_m \omega_m \quad (5.1)$$

Razvijeni elektromagnetski moment posljedica je sile koja djeluje na vodiče armature pošto su oni protjecani strujom i nalaze se u magnetskom polju koje stvara uzbudni namot. Izraz za razvijeni elektromagnetski moment glasi:

$$M_e = k_m i_a \quad (5.2)$$

Na temelju nadomjesne sheme sa slike 5.1. te izraza za protuelektromotornu silu (5.1), slijedi diferencijalna jednadžba armaturnog kruga

$$u_a = i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} + k_m \omega_m \quad (5.3)$$

Iz 2. Newtonovog zakona, izraza za razvijeni elektromagnetski moment (5.2), i izraza za viskozno trenje, slijedi mehanička jednadžba stroja:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = k_m i_a - m_t - k_v \omega_m \quad (5.4)$$

Pri čemu je pretpostavka da je struja uzbude konstantna, odnosno vrijedi:

$$i_u = \text{const.} \quad (5.5)$$

Laplaceova transformacija napisanih diferencijalnih jednadžbi glasi:

$$U_a(s) = I_a(s) R_a + s L_a I_a(s) + k_m \Omega_m(s) \quad (5.6)$$

$$s J \Omega_m(s) = k_m I_a(s) - M_t(s) - k_v \Omega_m(s) \quad (5.7)$$

Izluči li se struju armature, te uvrsti u drugu jednadžbu, dobiva se izraz koji predstavlja brzinu vrtnje u ovisnosti o naponu armature i momentu tereta u Laplaceovoj domeni:

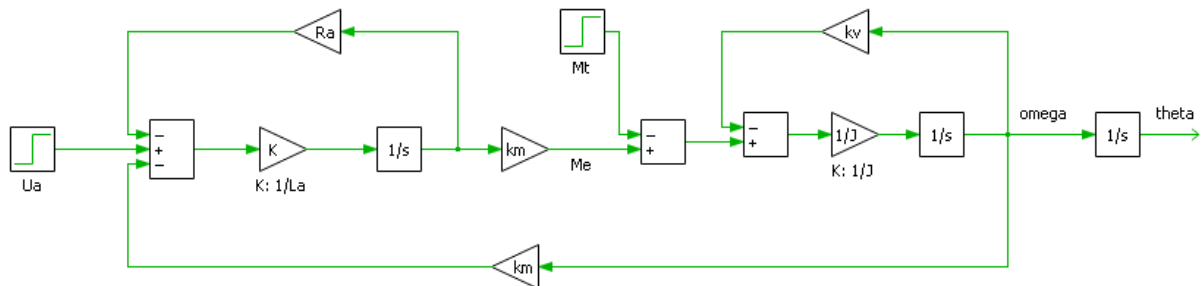
$$\Omega_m(s) = \frac{k_m}{J L_a s^2 + (J R_a + k_v L_a) s + k_v R_a + k_m^2} U_a(s) - \frac{L_a s + R_a}{J L_a s^2 + (J R_a + k_v L_a) s + k_v R_a + k_m^2} M_t(s) \quad (5.8)$$

Nezavisno uzbuđeni istosmjerni motor s konstantom uzbuđom može se opisati s dvije prijenosne funkcije drugog reda:

$$G_U(s) = \frac{\Omega_m(s)}{U_a(s)} = \frac{k_m}{JL_a s^2 + (JR_a + k_v L_a)s + k_v R_a + k_m^2} \quad (5.9)$$

$$G_M(s) = \frac{\Omega_m(s)}{M_t(s)} = -\frac{L_a s + R_a}{JL_a s^2 + (JR_a + k_v L_a)s + k_v R_a + k_m^2} \quad (5.10)$$

Prilikom projektiranja regulacijske strukture, radi jednostavnosti, vrlo često se za opis sustava koriste modeli koji zapravo predstavljaju blokovsku shemu koja koristi samo elemente za rad sa signalima, drugim riječima često se koriste „signalni modeli“ sustava koji slijede direktno iz električnih i mehaničkih modela. Naime, analizu i sintezu sustava upravljanja je olakšana kada se koriste tehnike obrade signala, odnosno kada se sustav transformira u „signalni model“.

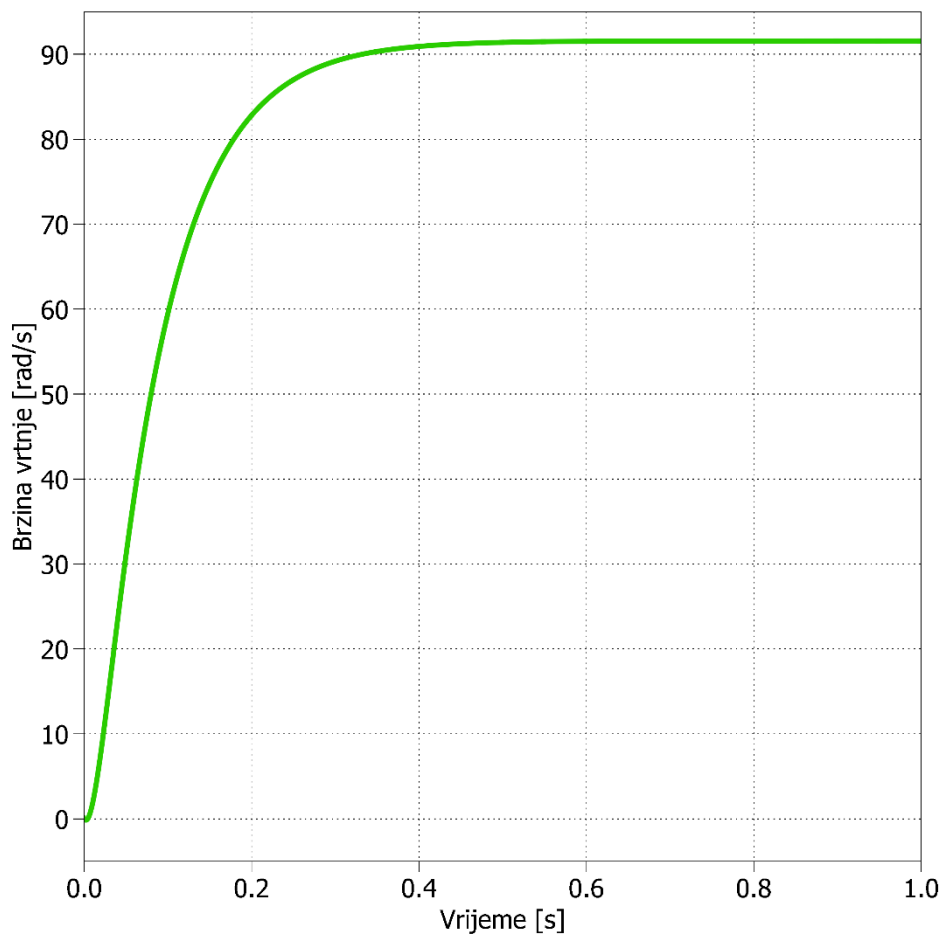


Slika 5.2. Blok shema modela nezavisno uzbuđeno istosmjernog motora

Nazivne vrijednosti koje će se koristiti u prikazu rada nezavisno uzbuđenog motora nalaze se u tablici 5.1.

Tablica 5.1. Parametri nezavisno uzbuđenog istosmjernog motora

Parametri nadomjesne sheme	Vrijednosti
Nazivni napon: U_a	420 V
Nazivna struja armature: I_a	89 A
Nazivna brzina vrtnje: n	868 o/min
Nazivni moment: M_n	339 Nm
Otpor armature: R_a	705 mΩ
Induktivitet armature: L_a	9.05 mH
Konstanta motora: k_m	3.9 Vs
Koeficijent trenja i ventilacije: k_v	0.0963 Nms/rad
Moment inercije: J	2 kgm ²



Slika 5.3. Odziv brzine vrtnje nezavisno uzbuđenog istosmjernog sa nazivnim vrijednosti u Plecs programu

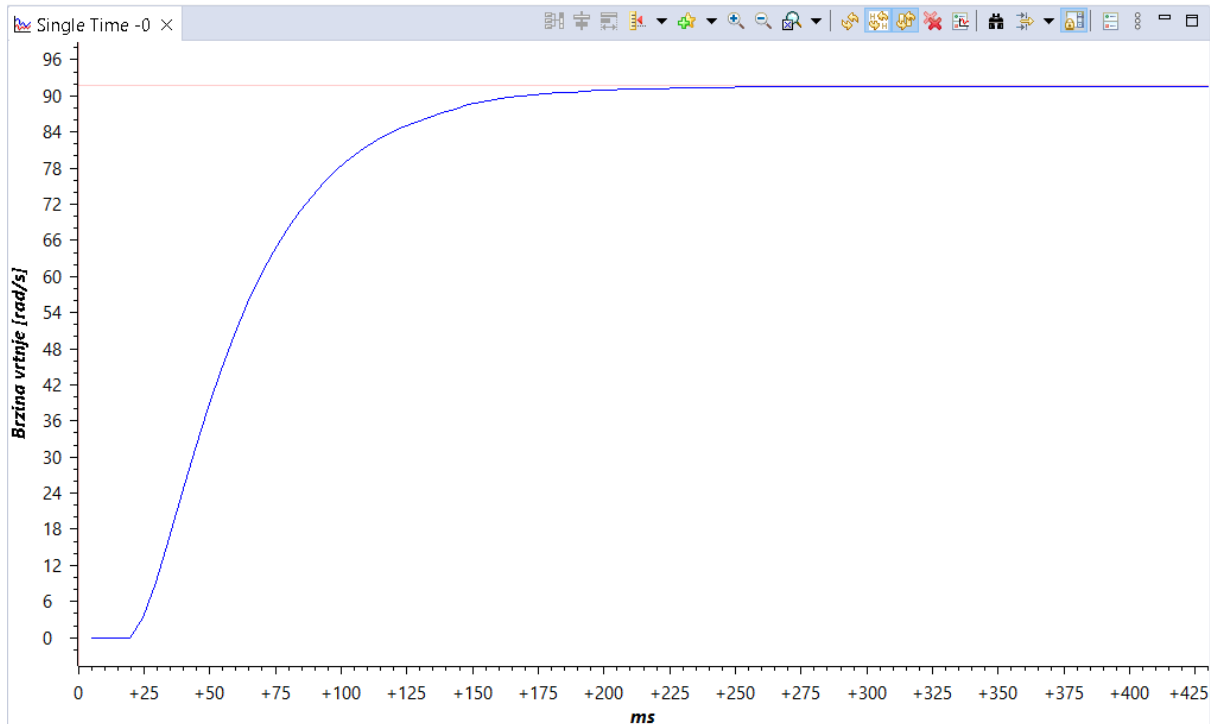
5.2. Diskretizacija nadomjesne sheme motora i PI regulatora

Isto kao i u slučajevima sustava prvog i drugog reda, diferencijalne jednačbe potrebno je diskretizirati kako bi se mogle implementirati u digitalni sustav. Zamjenom derivacije u diferencijalnoj jednačbi sa Eulerovom unazadnom diferencijom [1] dobiva se:

$$\frac{dy(t)}{dt} \approx \frac{y(n)-y(n-1)}{T_s} \quad (5.11)$$

$$u_a[n] = i_a[n] + L_a \frac{i_a[n]-i_a[n-1]}{T_s} + k_m \omega_m[n] \quad (5.12)$$

$$J \frac{\omega_m(n)-\omega_m(n-1)}{T_s} = k_m i_a[n] - m_t[n] - k_v \omega_m[n] \quad (5.13)$$



Slika 5.4. Odziv brzine vrtnje diskretnog modela nezavisno uzbuđenog istosmjernog motora sa nazivnim vrijednostima

Proporcionalno-integralna regulacijska struktura koja je prikazana na slici 3.4. korištena je za regulaciju diskretnog modela nezavisno uzbuđenog istosmjernog motora s konstantom uzbuđenjem. Kako je objašnjeno upravljački signal za slučaj PI regulatora sastoji se od dvije komponente. Komponenta upravljačkog signala koja je posljedica proporcionalnog ponašanja regulatora glasi:

$$u_p[n] = e[n] = K_p(y_{ref}[n] - y[n]) \quad (5.14)$$

Dok komponenta upravljačkog signala koja je posljedica integralnog ponašanja regulatora glasi:

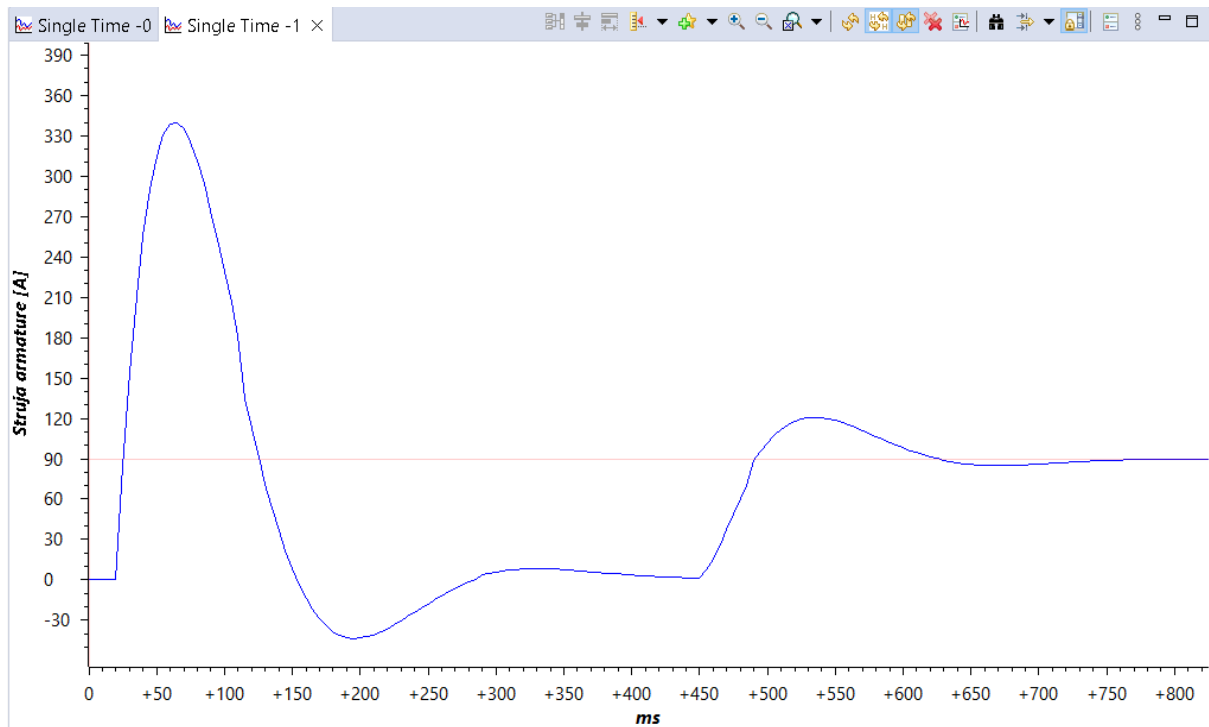
$$u_i[n] = u_i[n - 1] + K_i e[n] \quad (5.15)$$

Upravljački signal definiran kao zbroj proporcionalnog i integralnog ponašanja, a rezultat se ograničava s obzirom na definirane maksimalne i minimalne vrijednosti kako upravljačkog tako i reguliranog signala:

$$v[n] = u_p[n] + u_i[n] \quad (5.16)$$

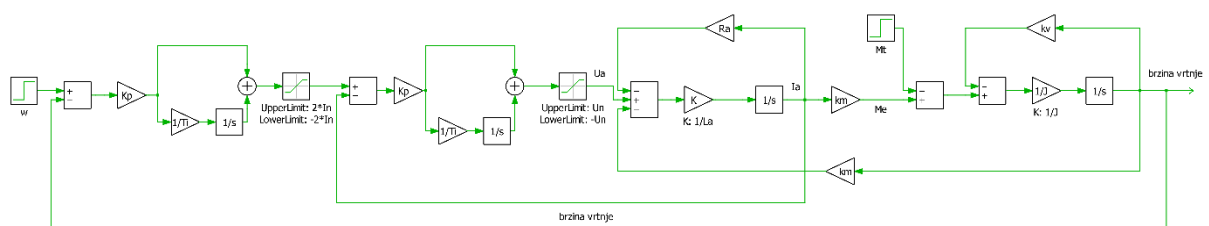
$$u[n] = \begin{cases} U_{max} & v[n] > U_{max} \\ U_{min} & v[n] < U_{min} \\ u[n] & U_{min} < v[n] < U_{max} \end{cases} \quad (5.17)$$

Zalet motora i promjena opterećenja motora imaju izravan utjecaj na struju armature. Motor mora proizvesti više okretnog momenta kako opterećenje raste kako bi održao ciljnu brzinu, što zahtijeva veću struju armature. Glavni problem izravne regulacijske strukture po brzini vrtnje je taj što njome nije moguće ograničiti struju armature, što je problem koji je posebno izražen u brzim dinamičkim stanjima. Naime, prevelika struja armature može dovesti do oštećenja motora, i iz navedenog razloga se problemu prevelike struje armature mora posvetiti posebna pažnja prilikom projektiranja regulacijske strukture.



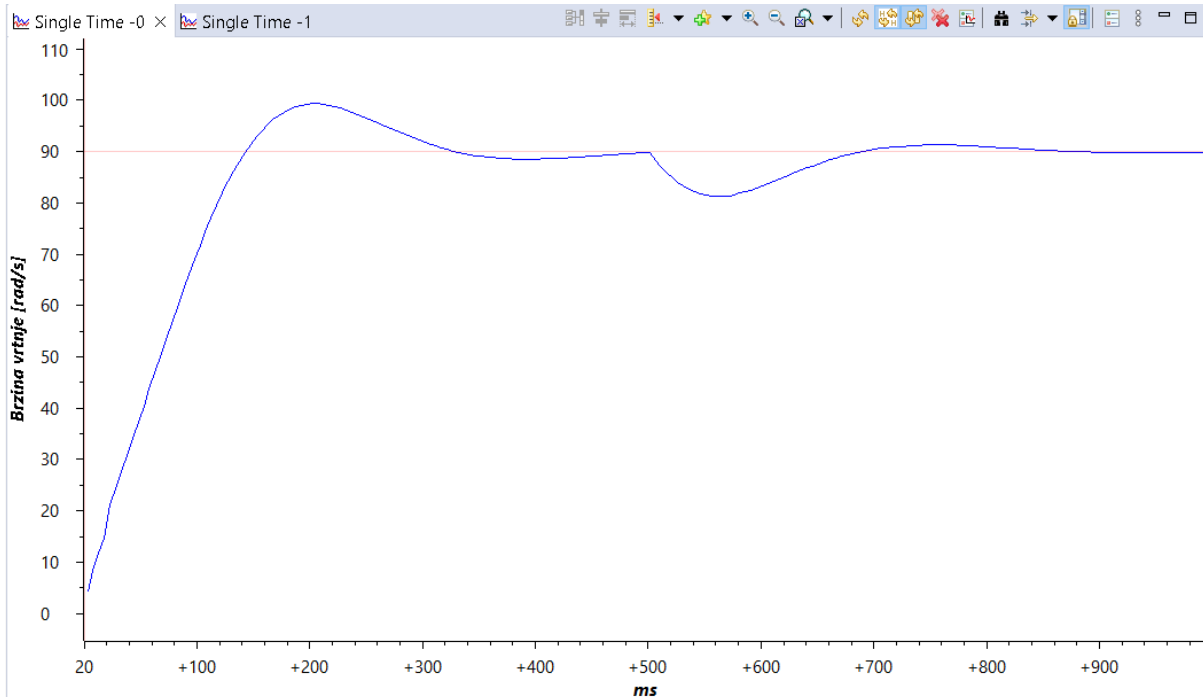
Slika 5.7. Odziv struje armature kod izravne regulacije za vrijeme zaleta motora i nazivnog opterećenja

Pošto kaskadna regulacijska struktura regulira struju armature, ona nudi mogućnost ograničenja struje armature na željenu vrijednost, i to na način da se ograniči referentna vrijednost struje armature. Iz navedenog se može zaključiti da kaskadna regulacijska struktura ima veći broj prednosti u odnosu na izravnu regulacijsku strukturu, te je iz tih razloga ona najčešće i korištena kod reguliranih elektromotornih pogona.



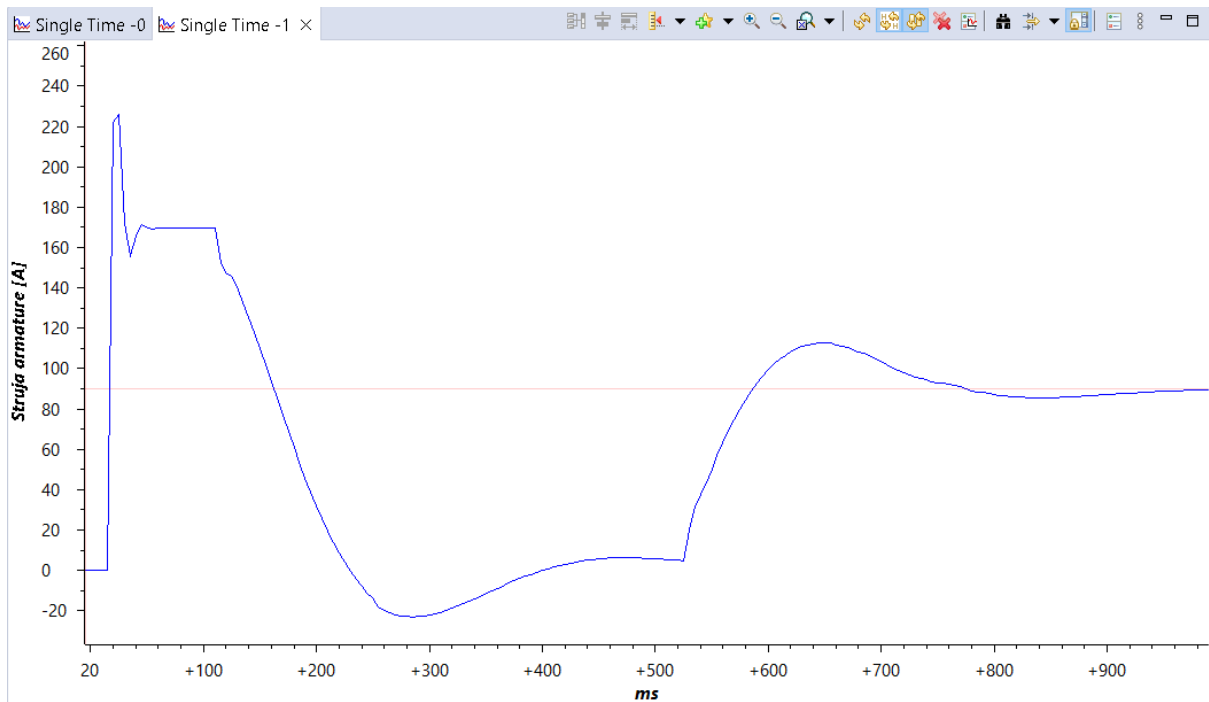
Slika 5.8. Blok shema kaskadne regulacije motora sa ograničenjem regulacijskog signala

Strujom armature istosmjernog motora upravlja se preko unutarnje petlje. Regulacijski krug po struji armature poboljšava potiskivanje poremećaja i smetnji i nudi veću otpornost na promjene. Referentnu struju armature mijenja vanjska petlja po brzini ili položaju. U svrhu upravljanja strujom armature, unutarnja petlja prima referentnu struju iz vanjske petlje kao svoj izlaz.



Slika 5.9. Odziv brzine vrtnje kod kaskadne regulacije i ograničenje reguliranog signala za vrijeme zaleta motora i nazivnog opterećenja

Dok vanjska petlja modificira referentnu struju kako bi se postigla precizna brzina ili položaj, unutarnja petlja uzima u obzir fluktuacije struje armature. Kaskadna struktura povećava stabilnost sustava i otpornost na nelinearnosti, udare i promjene parametara. Svaki od pojedinačnih regulatora u svakoj petlji ima ulogu u ukupnoj stabilnosti i odzivu sustava. Regulatori unutarnje i vanjske petlje mogu se nezavisno podešavati u slučaju da je unutarnja regulacijska petlja puno brža od vanjske regulacijske petlje. Kaskadna regulacijska struktura je fleksibilna u smislu da se može prilagoditi različitim vrstama elektromotornih pogona na način da se omogući postizanje kvalitetnih odziva.



Slika 5.10. Odziv struje armature kod kaskadne regulacije i ograničenje reguliranog signala za vrijeme zaleta motora i nazivnog opterećenja

Postoje poteškoće s nelinearnostima, promjenama parametara, odbijanjem smetnji i performansama upravljanja kada se nezavisno uzbuđeni istosmjerni motori izravno reguliraju konstantnom strujom uzbuđenja. Kombinacijom unutarnje petlje za upravljanje strujom armature s vanjskom petljom za kontrolu brzine ili položaja, kaskadna regulacija pruža praktično rješenje. Povećanjem stabilnosti upravljanja, prilagodljivosti, robusnosti i točnosti, ova metoda omogućuje preciznu regulaciju istosmjernih motora u raznim primjenama.

5.4. Podešavanje regulatora u kaskadnom regulacijskom krugu

U regulacijskom krugu struje armature, inducirana elektromotorna sila predstavlja poremećaj. Kako inducirana elektromotorna sila ima puno sporiju dinamiku od dinamike struje armature, elektromotorna sila se može zanemariti kod podešavanja regulatora struje armature.

U sustavima prvog reda vremenska konstanta pokazuje koliko sustav brzo dolazi u radnu točku. Jedna od metoda podešavanja regulatora je kraćenje dominantne vremenske konstante. Ona se poništava kako bi se postigao brz odziv sustava te kako bi zatvoreni regulacijski krug imao realne polove i time kako bi se osigurao aperiodski odziv.

Prijenosna funkcija regulatora armaturnog kruga glasi:

$$G_{PIa}(s) = K_{pa} \frac{1+T_{ia}s}{T_{ia}s} \quad (5.19)$$

Prijenosna funkcija otvorenog kruga sa zanemarenom induciranom elektromotornom silom dana je u jednadžbi 5.20. Vremenska konstanta integratora T_{ia} izjednačava se s vremenskom konstantom armaturnog kruga $\frac{L_a}{R_a}$ da se pokrate. Uvrštavanjem nazivnih vrijednosti motora dobiva se vrijednost vremenske konstante integratora:

$$T_{ia} = \frac{L_a}{R_a} = 0.01284$$

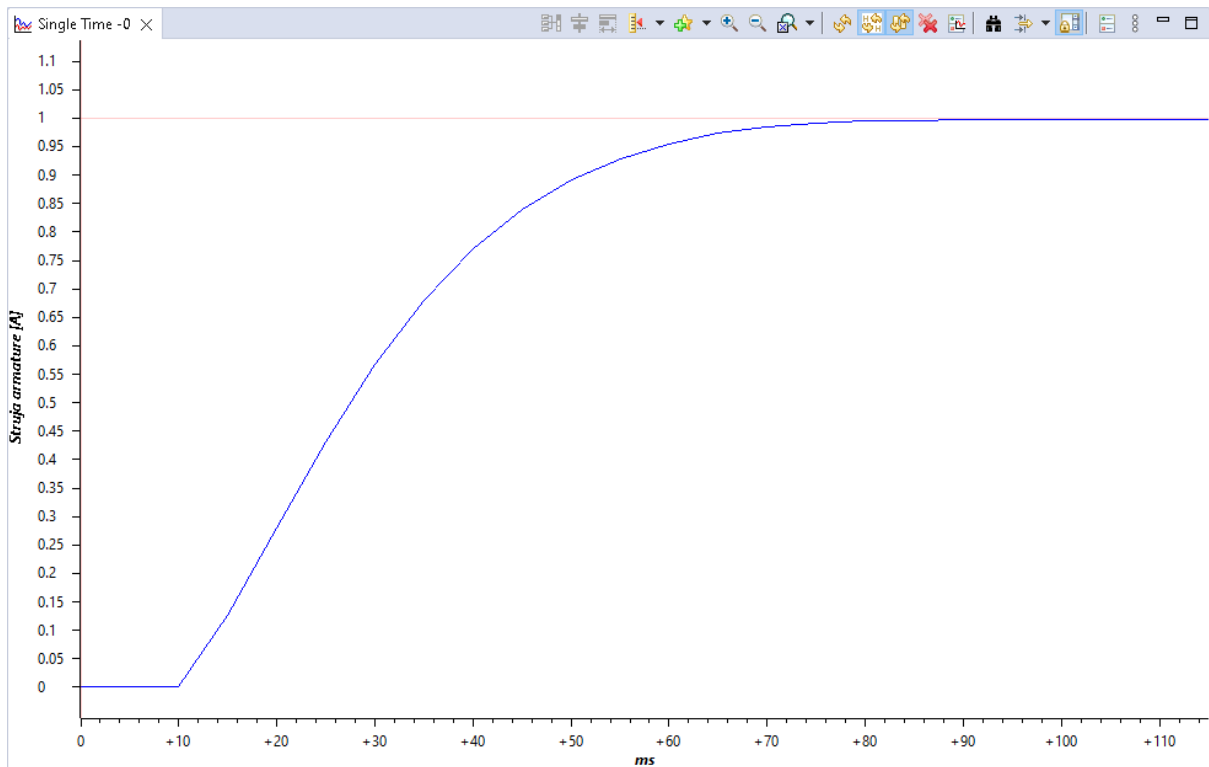
$$G_o(s) = K_{pa} \frac{1+T_{ia}s}{T_{ia}s} \frac{\frac{1}{R_a}}{\frac{L_a}{R_a}s+1} = K_{pa} \frac{1+\frac{L_a}{R_a}s}{\frac{L_a}{R_a}s} \frac{\frac{1}{R_a}}{\frac{L_a}{R_a}s+1} = \frac{K_{pa}}{L_a} \frac{1}{s} \quad (5.20)$$

Prijenosna funkcija zatvorenog regulacijskog kruga dobivena je u jednadžbi 5.21, te se može uočiti da se dobio sustav prvog reda s vremenskom konstantom $\frac{L_a}{K_{pa}}$. Izjednačavanjem vremenske konstantu prijenosne funkcije zatvorenog kruga i željene vremenske konstanta (20 milisekundi) dobiva se statičko pojačanje regulatora K_{pa} i konstanta integracije K_{ia} :

$$G_z(s) = \frac{I_a(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{G_o(s)}{1+G_o(s)} = \frac{\frac{K_{pa}}{L_a} \frac{1}{s}}{1+\frac{K_{pa}}{L_a} \frac{1}{s}} = \frac{1}{\frac{L_a}{K_{pa}}s+1} \quad (5.21)$$

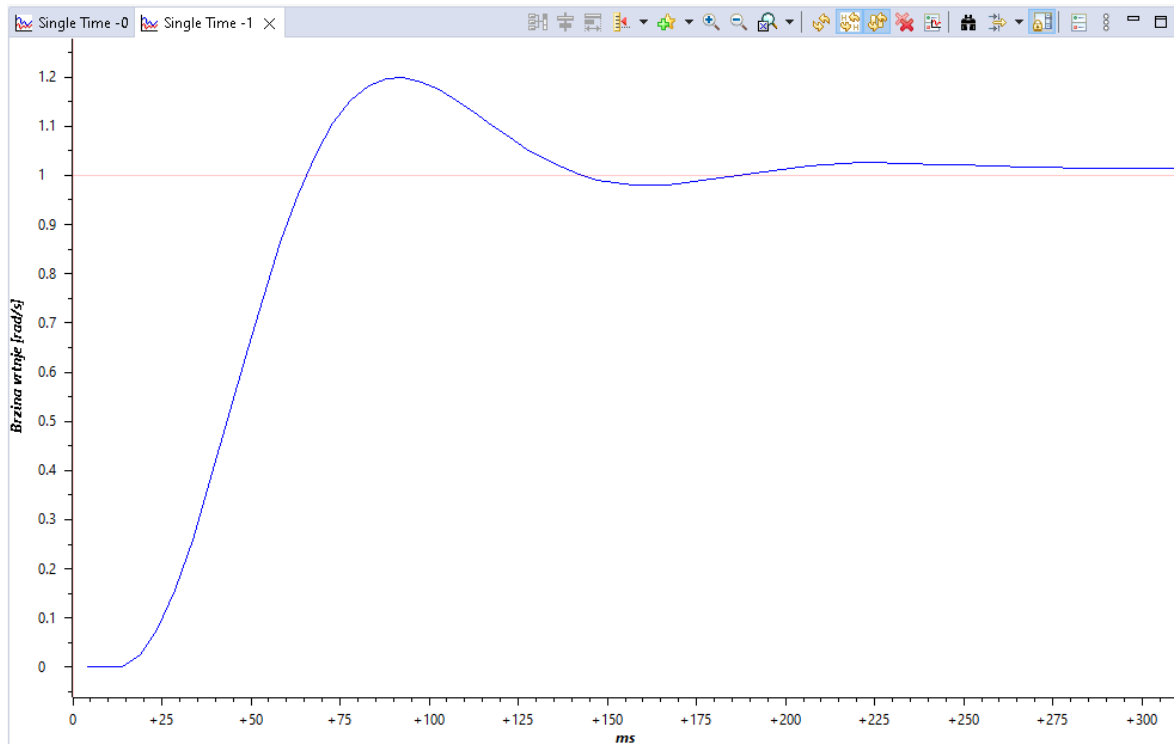
$$\frac{L_a}{K_{pa}} = 0.02 \Rightarrow K_{pa} = 0.04525$$

$$K_{pi} = \frac{K_{pa}}{T_{ia}} = 3.52414$$



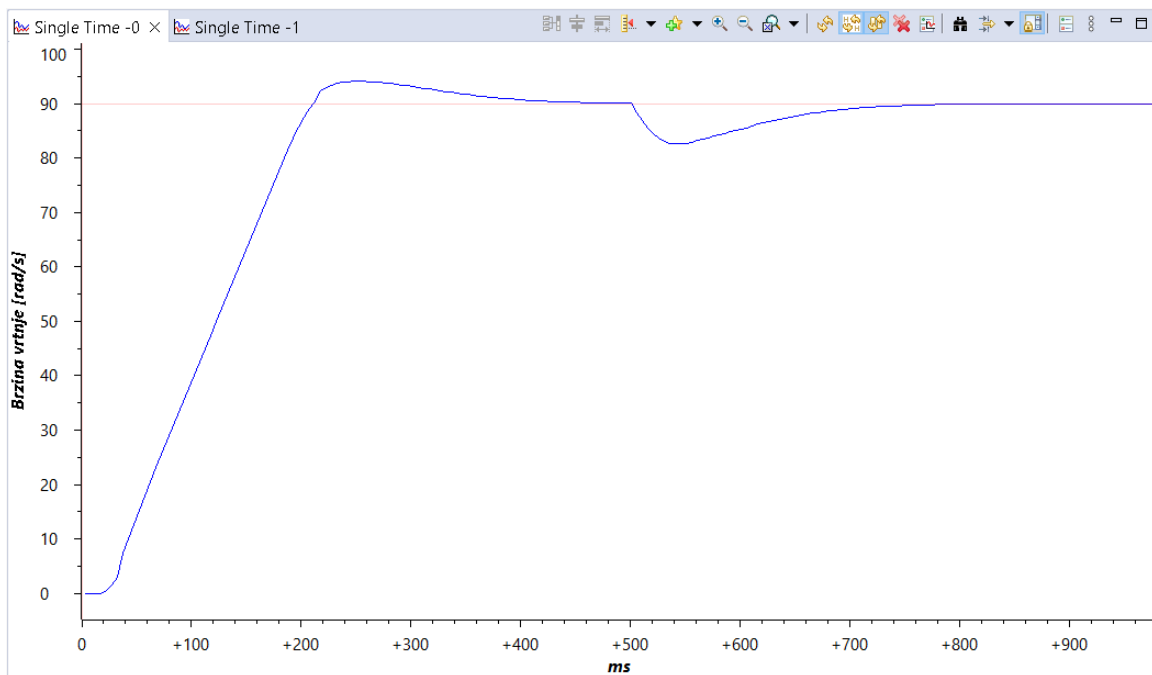
Slika 5.11. Odziv struje armature s podešenim parametrima regulatora ($K_p=0.04525$ i $K_i=3.52414$) bez ograničenja reguliranog signala

Nakon podešavanja parametara regulatora struje, potrebno je odrediti parametre regulatora brzine. Prijenosne funkcije otvorenog kruga regulacije brzine drugog je reda i sadrži dvije vremenske konstante. U ovom slučaju vrlo je jednostavno podešavanje parametara unutar koda mikrokontrolera pa je tako regulator brzine vrtinje ručno podešen. Postavljanjem vremenske konstante integracije $T_{i\omega}$ na 2000 i statičkog pojačanja regulatora $K_{p\omega}$ na 10 postignuto je nadvišenje od 20% i brz odziv s obzirom na fizikalna ograničenja sustava.

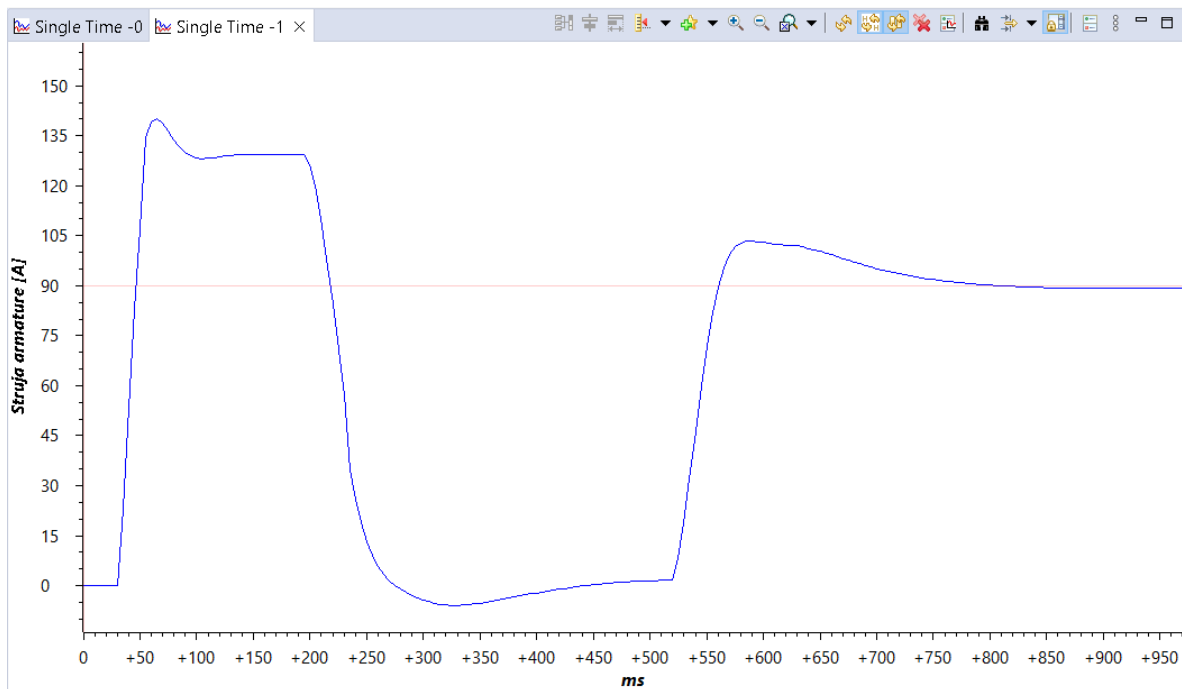


Slika 5.12. Odziv brzine vrtnje s podešenim parametrima regulatora ($K_p=10$ i $K_i=0.05$) bez ograničenja reguliranog signala

Kaskadnom regulacijom, podešenim parametrima i ograničavanjem izlaznog signala iz regulatora struje armature i regulatora brzine vrtnje postignuta je regulacija brzine vrtnje s minimalnim nadvišenjem. Struja armature više ne prelazi dva puta vrijednost nazivne i ne predstavlja veliku opasnost za sustav.



Slika 5.13. Odziv brzine vrtnje s podešenim parametrima i ograničenim reguliranim signalom



Slika 5.14. Odziv struje armature s podešenim parametrima i ograničenim reguliranim signalom

5.5. Implementacija u Code Composer Studio

Za kaskadnu regulacijsku strukturu inicijaliziraju se dva regulatora i njihovi parametri te nazivne vrijednosti nezavisno uzbuđenog istosmjernog motora u „IQ“ formatu. Algoritam kaskadne regulacijske strukture definira se i izvršava unutar prekidne rutine. Slika 31 prikazuje algoritam regulacije kaskadne regulacije nezavisno uzbuđenog istosmjernog motora s konstantom uzbuđom unutar prekidne rutine C koda.

```

{
    pi1.Ref=w; // Definiranje ulaza u regulator brzine
    pi1.Fbk=omega; // Definiranje signala povratne veze regulatora brzine
    PI_MACRO(pi1); // Pozivanje funkcije za izvršenje algoritma regulacije brzine
    yr1=pi1.Out; // Izlazna vrijednost iz regulatora brzine
    pi2.Ref=yr1; // Definiranje ulaza u regulator struje
    pi2.Fbk=Ia; // Definiranje signala povratne veze regulatora struje
    PI_MACRO(pi2); // Pozivanje funkcije za izvršenje algoritma regulacije struje
    yr2=pi2.Out; // Izlazna vrijednost iz regulatora struje
    // Diferencijalna jednadžba električne nadomjesne sheme
    Ia = _IQdiv((yr2 + _IQmpy(Ia, _IQdiv(La, Ts)) - _IQmpy(Km, omega)), (_IQdiv(La, Ts) + Ra));
    // Diferencijalna jednadžba mehaničke nadomjesne sheme
    omega = _IQdiv((_IQmpy(Km, Ia) + _IQmpy(_IQdiv(J, Ts), omega) - Mt), (_IQdiv(J, Ts) + Kv));
}
interruptCount++; // Broj prekida
//
// Potvrđivanje prekida kako bi se postigao sljedeći prekid iz prve grupe
//
PIE_clearInt(myPie, PIE_GroupNumber_1);
}

```

Slika 5.15. Algoritam kaskadne regulacije nezavisno uzbuđenog istosmjernog motora unutar servisne rutine prekida

6. ZAKLJUČAK

Mikrokontroleri učinkovito izvršavaju algoritme diskretnih sustava višeg reda omogućavajući brzu i preciznu regulaciju diskretnih sustava višeg reda u stvarnom vremenu. Osim toga, mikrokontroleri nude prednosti u smislu programiranja i podešavanja parametara. Upravljački algoritmi i parametri mogu se jednostavno prilagoditi, optimizirati i mijenjati u stvarnom vremenu kako bi se postigli željeni odzivi reguliranog sustava.

Kaskadno upravljanje, posebno u sustavima višeg reda, pruža nekoliko prednosti u odnosu na pristupe izravne regulacije s jednom petljom. Kaskadna struktura omogućava regulaciju višestrukih varijabli, pri čemu svaka petlja ima zadatak regulirati određenu varijablu reguliranog sustava. To omogućuje bolju kontrolu nad varijablama dinamike sustava, kao što su brzina ili struja, što rezultira poboljšanim ukupnim performansama i stabilnošću sustava.

Rastavljanjem složene regulacijske strukture na više jednostavnijih, kaskadna regulacijska struktura smanjuje utjecaj smetnji ili varijacija u jednoj petlji od utjecaja na druge. Ovo svojstvo odvajanja povećava robusnost sustava i točnost same regulacije. Vanjska petlja, odgovorna za regulaciju varijable više razine, pruža točniju referencu zadane vrijednosti unutarnjoj petlji koja zatim fino podešava varijablu niže razine.

Upravljanje i regulacija sustava unutar mikrokontrolera osigurava jednostavno podešavanje parametara u stvarnom vremenu i lakše upravljanje sustava višeg reda. U usporedbi s kontinuiranim upravljanjem sustavima, diskretno upravljanje sustava računski je učinkovita. Aritmetika s cijelim brojevima može se koristiti na digitalnim platformama za izračune diskretnog vremena, koji koriste manje računalne snage nego izračuni s racionalnim brojevima koji se koriste u kontinuiranim sustavima. To dovodi do kraćih vremena izvršenja, jednostavnijeg koda i učinkovitije upotrebe hardverskih resursa.

LITERATURA

- [1] Zoran Vukić; Ljubomir Kuljača: „Automatsko upravljanje: analiza linearnih sustava“, Kigen d.o.o., Zagreb, 2014.
- [2] Texas Instruments: „DMC MATH_v13.1“, 2013.
- [3] Texas Instruments: „TMS320F2802x, TMS320F2802xx Microcontrollers TRM“, 2018.
- [4] Texas Instruments: „F2802x Firmware Development Package User's Guide“, 2015.
- [5] Texas Instruments: „F2802x Peripheral Driver Library User's Guide“, 2015.

SAŽETAK/SUMMARY

Ovaj završni rad prikazuje digitalni algoritam upravljanja unutar mikrokontrolera „LAUNCHXL-F28027“. Sustavi prvog i drugog reda diskretizirani su i regulirani proporcionalnim (P), proporcionalno-integralnim (PI) i proporcionalno-integralno-derivacijskim (PID) diskretnim regulatorom. Usporedbom odziva reguliranih sustava uočavaju se prednosti i nedostaci korištenih regulatora. Zatim se diskretizira model nezavisno uzbuđenog istosmjernog motora s konstantom uzbuđom i uvodi se kaskadna regulacijska struktura pomoću dva PI regulatora. Regulatori unutarnje i vanjske petlje kaskadne strukture zasebno se podešavaju kako bi se postigao zadovoljavajući odziv brzine vrtnje i struje armature.

Ključne riječi: diskretizacija, sustav prvog reda, sustav drugog reda, P regulator, PI regulator, PID regulator, model nezavisno uzbuđenog istosmjernog motora, kaskadna regulacijske struktura

This final paper presents the digital control algorithm inside the "LAUNCHXL-F28027" microcontroller. First and second order systems are discretized and regulated by discrete proportional (P), proportional-integral (PI) and proportional-integral-derivative (PID) discrete controllers. By comparing the responses of the regulated systems, the advantages and disadvantages of the used regulators can be observed. Then, the model of an independently excited direct current motor with constant excitation is discretized and a cascade control structure is introduced using two PI controllers. The regulators of the inner and outer loops of the cascade structure are adjusted separately to achieve a satisfactory response of rotation speed and armature current.

Keywords: discretization, first-order system, second-order system, P controller, PI controller, PID controller, independently excited direct current motor model, cascade control structure

PRILOG: PROGRAMSKI KOD

```
#include "DSP28x_Project.h"
#include "common/include/clock.h"
#include "common/include/flash.h"
#include "common/include/pie.h"
#include "common/include/pll.h"
#include "common/include/timer.h"
#include "pi.h"
#include "pid_grando.h"
#include "IQmathLib.h"
// Inicijalizacija korištenih knjižnica
PI_CONTROLLER pi1=PI_CONTROLLER_DEFAULTS;
PI_CONTROLLER pi2=PI_CONTROLLER_DEFAULTS;
// Postavljanje parametara regulatora na zadane vrijednosti
__interrupt void cpu_timer0_isr(void);
uint32_t interruptCount = 0;
// Definiranje korištenih registara
CLK_Handle myClk;
PIE_Handle myPie;
TIMER_Handle myTimer;
// Inicijalizacija varijabli algoritma kaskadne regulacije
_iq yr1=_IQ(0.0);
_iq yr2=_IQ(0.0);
_iq J=_IQ(2);
_iq omega=_IQ(0.0);
_iq Mt=_IQ(0);
_iq Km=_IQ(3.9);
_iq Kv=_IQ(0.0963);
_iq Ia=_IQ(0.0);
_iq w=_IQ(90);
_iq Ts=_IQ(0.01);
_iq La=_IQ(0.00905);
_iq Ra=_IQ(0.705);
void main(void)
{
    CPU_Handle myCpu;
    PLL_Handle myPll;
    //
```

```

// Initialize korištenih registara
//
myClk = CLK_init((void *)CLK_BASE_ADDR, sizeof(CLK_Obj));
myCpu = CPU_init((void *)NULL, sizeof(CPU_Obj));
myPie = PIE_init((void *)PIE_BASE_ADDR, sizeof(PIE_Obj));
myPll = PLL_init((void *)PLL_BASE_ADDR, sizeof(PLL_Obj));
myTimer = TIMER_init((void *)TIMER0_BASE_ADDR, sizeof(TIMER_Obj));
//
// Inicijalizacije internog brojača procesora
//
CLK_enableAdcClock(myClk);
(*Device_cal)();
//
// Podešavanje internog oscilatora kao glavno brojilo
//
CLK_setOscSrc(myClk, CLK_OscSrc_Internal);
//
// Podešavanje fazno zaključne petlje
//
PLL_setup(myPll, PLL_Multiplier_10, PLL_DivideSelect_ClkIn_by_2);
//
// Isključivanje prekida
//
PIE_disable(myPie);
PIE_disableAllInts(myPie);
CPU_disableGlobalInts(myCpu);
CPU_clearIntFlags(myCpu);
//
// Postavljanje vektorske tablice i omogućavanje proširenja perifernih prekida
//
PIE_enable(myPie);
//
// Registriranje rukovatelja prekida u vektorskoj tablici
//
PIE_registerPieIntHandler(myPie, PIE_GroupNumber_1, PIE_SubGroupNumber_7,
                          (intVec_t)&cpu_timer0_isr);
//
// Podešavanje internog brojača da prekida svakih 500 milisekundi
//

```

```

TIMER_stop(myTimer);
TIMER_setPeriod(myTimer,50*500000);
TIMER_setPreScaler(myTimer, 0);
TIMER_reload(myTimer);
TIMER_setEmulationMode(myTimer,
                        TIMER_EmulationMode_StopAfterNextDecrement);
TIMER_enableInt(myTimer);
TIMER_start(myTimer);
//
// Omogućavanje internog brojača
//
CPU_enableInt(myCpu, CPU_IntNumber_1);
//
// Omogućavanje primanja prekida iz internog brojača
//
PIE_enableTimer0Int(myPie);
//
// Omogućavanje globalnih prekida i prekida višeg prioriteta u stvarnom vremenu
//
CPU_enableGlobalInts(myCpu);
CPU_enableDebugInt(myCpu);
// Inicijalizacija parametara regulatora brzine vrtnje
pi1.Kp = _IQ(10);
pi1.Ki = _IQ(0.05);
pi1.Umax =_IQ(178);
pi1.Umin =_IQ(-178);
// Inicijalizacija parametara regulatora struje armature
pi2.Kp = _IQ(0.01);
pi2.Ki = _IQ(20);
pi2.Umax =_IQ(420);
pi2.Umin =_IQ(-420);
// Izvršavanje prekidne rutine
for(;;)
{
    __asm(" NOP");
}
}
__interrupt void
// Prekidna rutina

```

```

cpu_timer0_isr(void)
{
    pi1.Ref=w; // Definiranje ulaza u regulator brzine, referentna brzina vrtnje
    pi1.Fbk=omega; // Definiranje signala povratne veze regulatora brzine
    PI_MACRO(pi1); // Pozivanje funkcije za izvršenje algoritma regulatora
    yr1=pi1.Out; // Izlazna vrijednost iz regulatora brzine
    pi2.Ref=yr1; // Definiranje ulaza u regulator struje
    pi2.Fbk=Ia; // Definiranje signala povratne veze regulatora struje
    PI_MACRO(pi2); // Pozivanje funkcije za izvršenje algoritma regulatora
    yr2=pi2.Out; // Izlazna vrijednost iz regulatora brzine
    // Diferencijalna jednadžba električne nadomjesne sheme motora
    Ia = _IQdiv((yr2 + _IQmpy(Ia, _IQdiv(La, Ts)) - _IQmpy(Km, omega)), (_IQdiv(La, Ts)
+ Ra));
    // Diferencijalna jednadžba mehaničke nadomjesne sheme motora
    omega = _IQdiv((_IQmpy(Km, Ia) + _IQmpy(_IQdiv(J, Ts), omega) - Mt), (_IQdiv(J, Ts)
+ Kv));
    interruptCount++; // Broj prekida
    //
    // Potvrđivanje prekida kako bi se postigao sljedeći prekid
    //
    PIE_clearInt(myPie, PIE_GroupNumber_1);
}

```