

Regulacija procesa sa astatizmom primenom PID kontrolera sa modifikovanim integralnim dejstvom

Aleksa Stojić, Goran Kvašćev

Apstrakt—Regulacija sistema sa astatizmom u industriji predstavlja poseban izazov usled proporcionalne zavisnosti izlaza od, u vremenu, celokupnog primenjenog upravljanja na sistem. Moderne metode regulacije ostvaruju zadovoljavajuće rezultate po cenu kompleksnosti podešavanja kontrolera i smanjene robusnosti, što u industriji predstavlja veliki nedostatak. Za razliku od njih, PID kontroler prevazilazi navedena ograničenja, ali takođe poseduje problem sa nedostatkom stabilnosti usled pojave dvostrukog astatizma. U ovom radu izvršena je analiza pomenutog problema primenom WPRT podešavanja (metoda podešavanja zasnovana na širokom impulsu) u cilju nalaženja rešenja modifikacijom integralnog dejstva regulatora. Učinkovitost različitih modifikacija integralnog dejstva analizirana je korišćenjem referentnih procesa sa dodatim astatizmom prvog reda za evaluaciju PID kontrolera. Razmatrano je ponašanje regulisanog sistema pri praćenju zadate reference i otklanjanju poremećaja. PID kontroler podešen primenom WPRT i sa predloženim modifikovanim integralnim dejstvom poseduje superiorne performanse u odnosu na klasična rešenja za regulaciju sistema sa astatizmom.

Ključne reči—PID; proces sa astatizmom; podešavanje parametara zasnovano na širokom impulsu

I. UVOD

Veliki broj sistema u industriji iziskuje potrebu za regulacijom stabilnih procesa koji u sebi poseduju integrator, poput kontrole nivoa tečnosti u rezervoaru. Glavna odlika procesa ove vrste je proporcionalna zavisnost trenutnog izlaza u stacionarnom stanju od celokupnog unosa koji je akumuliran u procesu tokom vremena. Analiziranjem postojećih rešenja moguće je primeniti širok dijapazon različitih metoda koje bi obezbedile zadovoljavajuće performanse. Međutim, potrebno je razmotriti činjenicu da većina naprednih metoda kao što su H_∞ i MPC (model-based predictive control) kao preduslov za uspešnu realizaciju zahtevaju apriorno znanje samog modela procesa, što se često nameće kao izazov u industriji. Pored toga, u slučaju poremećaja u radu sistema može doći do pojave nestabilnost pri regulaciji. U takvoj situaciji, potrebno je redizajnirati sam kontroler što zahteva značajno vreme

inženjera koji je već projektovao regulaciju. Kontroler koji zahvaljujući svojoj intuitivnoj realizaciji i jednostavnosti nema navedene probleme, a ipak obezbeđuje zadovoljavajuće rezultate u preko 90% celokupnih industrijskih procesa regulacije jeste PID (proporcionalni-integralno-diferencijalni) kontroler [1].

Još na početku 20. veka, pojavio se prvi PID kontroler, iniciran praktičnom potrebom za preciznom navigacijom velikih brodova. U ovom trenutku, u literaturi moguće je pronaći mnoštvo različitih postupaka za podešavanje parametara PID kontrolera, koji su nastali usled potrebe da se kontroler primeni na različitim klasama sistema. Ova činjenica ukazuje na to da nijedna od tih struktura nije univerzalno definisana i da svaka klasa procesa zahteva specijalan tretman da bi se ostvarili željeni rezultati. Među tolikom količinom različitih rešenja, samo mali broj je onih koji su namenjeni za procese sa astatizmom. To se može obrazložiti ograničenjem upravljačkog signala u pogledu intenziteta i trajanja usled prisutnog integratora u sistemu.

Usled činjenice da se podešavanje PID regulatora svodi na određivanje tri parametra, njihovom odabiru se mora pristupiti sa posebnom pažnjom kako bi se ostvarile zadovoljavajuće performanse u povratnoj sprezi. Uobičajene metode za podešavanje parametara regulatora nisu adekvatne za procese sa integratorom. Na osnovu skupa dostupnih metoda, izdvaja se metoda bazirana na širokom impulsnom odzivu [2], jer se pokazala kao najprihvatljivija za opštu primenu kod sistema u industriji gde je cilj da se identifikacija parametara procesa izvrši što je moguće lakše i brže po sistem.

Određivanje modela procesa predstavlja samo jedan korak na putu ka finalnom kontroleru na bazi PID regulatora. Za razliku od onih koji nemaju u sebi integrator, razmatrani procesi su izazov za implementaciju integralnog dejstva PID kontrolera, usled dvostrukog astatizma koji se pojavljuje u funkciji prenosa. Međutim, potpuna eliminacija integralnog dejstva dovodi do određenih problema pri praćenju reference u prisustvu poremećaja na ulazu, što će biti i pokazano u rada.

Cilj rada je prevazilaženje pomenutog problema sa zadržavanjem funkcionalnosti integralnog dejstva, uz pomoć određenih modifikaciju u njegovoj izvedbi.

Aleksa Stojić – Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, Bulevar kralja Aleksandra 73, 11120 Beograd, Srbija (e-mail: aleksa.stojic@etf.bg.ac.rs)

Goran Kvašćev – Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Beogradu, Bulevar kralja Aleksandra 73, 11120 Beograd, Srbija (e-mail: kvascev@etf.bg.ac.rs), ORCID ID (<https://orcid.org/0000-0001-8642-0361>)

II. METODA PODEŠAVANJA PID REGULATORA BAZIRANA NA ŠIROKOM IMPULSU

A. Podešavanje PID regulatora

Za proces sa astatizmom, uobičajeno je da se koristi PD kontroler. Međutim, implementacija takvog načina upravljanja ne obezbeđuje otklanjanje poremećaja na ulazu u sistem i održavanje upravljanja na nekoj nominalnoj vrednosti, što je od izuzetnog značaja u realnim industrijskim procesima kao što je na primer regulacija nivoa. Zbog toga ćemo razmatrati kontroler sa integralnim dejstvom, PID kontroler.

Struktura PID kontrolera je definisana sa:

$$G_{PID}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right). \quad (1)$$

Za početak, kontroler ćemo posmatrati bez integralnog dejstva, kao $G_{PD}(s) = K_p(1 + T_d s)$. Nakon određivanja K_p i T_d , integralno dejstvo PID regulatora će biti naknadno uvedeno tako da nema previše uticaja na stabilnost i performanse sistema. Uvođenjem integralnog dejstva, red astatizma sistema se povećava te sama stabilnost sistema zatvorene povratne sprege može biti narušena.

Koraci za određivanje PD parametara su bazirani na [3,4,5] na osnovu IFOPDT (Integrating First Order Plus Dead Time) modela procesa predstavljenim sa funkcijom prenosa $G(s) = \frac{K}{s(Ts+1)}e^{-\tau s}$ koji se reguliše [6]. Diferencijalna vremenska konstanta je usvojena na

$$T_d = T, \quad (2)$$

gde je T ekvivalentna vremenska konstanta procesa dobijena u postupku identifikacije parametara IFOPDT modela u nastavku. Dobijena funkcija prenosa je:

$$W(s) = G(s)G_{PD}(s) = \frac{K}{s(Ts+1)}e^{-\tau s}K_p(1 + T_d s), \quad (3)$$

$$W(s) = \frac{KK_p}{s}e^{-\tau s}. \quad (4)$$

Pol procesa $G(s)$ je poništen proporcionalnom i diferencijalnim dejstvom PD kontrolera $(1 + T_d s)$. Jedini parametar koji je ostao da se odredi jeste proporcionalno dejstvo PD regulatora K_p , koji se može odrediti primenom Niquist-ovog kriterijuma stabilnosti za karakterističnu jednačinu

$$1 + W(s) = 1 + G(s)G_{PD}(s) = 1 + \frac{KK_p}{s}e^{-\tau s} = 0. \quad (5)$$

Izborom KK_p tako da se dobije željeni pretek faze ϕ_{pm} [2,7] daje:

$$K_p = \frac{\mu}{K\tau}, \quad (6)$$

$$\mu = \frac{\pi}{2} - \phi_{pm}. \quad (7)$$

Parametar μ je izabran da bude u intervalu $\mu \in (0.32, 0.54)$. Veća vrednost μ rezultira agresivnijim upravljanjem i manjom robusnosti sistema.

Integralno dejstvo PID regulatora T_i se uvodi u kontroler zbog dobrog praćenja reference pri prisutnom poremećaju na sistem i otpornosti na pridodato opterećenje. Ono bi trebalo da ima značajno veću vrednost od dinamike procesa ali dovoljno malu da očuva dobro otklanjanje poremećaja, te je predloženo usvajanje vrednosti $T_i = 10T$.

B. Identifikacija parametara modela IFOPDT

Da bi se identifikovali parametri IFOPDT modela predstavljenim sa funkcijom prenosa $G(s) = \frac{K}{s(Ts+1)}e^{-\tau s}$, neophodna je procena sledećih parametara:

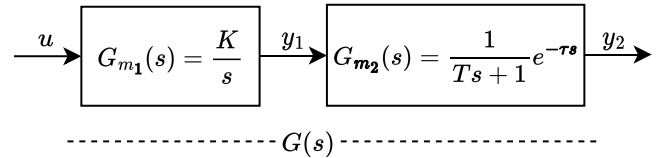
K – pojačanje;

T – dominantna vremenska konstanta;

τ – transportno kašnjenje.

Za pozitivnu step pobudu, odziv procesa sa integratorom raste ili opada zavisno od znaka pojačanja procesa i teorijski nije ograničen. U praktičnim primenama, izlaz sistema u određenim trenucima dostiže graničnu vrednost usled ograničenja postrojenja, što onemogućava dalju procenu parametara.

Rešenje navedenog problema jeste da se primeni konstantna pobuda ograničenog trajanja. Na Sl. 1 prikazan je IFOPDT proces razložen na dva potprocesa $G_{m1}(s) = K/s$ i $G_{m2}(s) = e^{-\tau s}/(Ts + 1)$ povezanih u rednu vezu.



Sl. 1. Proces prvog reda sa indealnim integratorom $G(s) = \frac{K}{s(Ts+1)}e^{-\tau s}$.

Ako je na ulazu konstantna odskočna pobuda u , y_1 (odziv sistema $G_{m1}(s)$) bi bila funkcija sa konstantnim nagibom određenim pojačanjem sistema funkcije prenosa $G_{m1}(s)$. Kako će za $G_{m2}(s)$ biti potrebno $(3 \div 5)T + \tau$ da se dostigne novo stacionarno stanje, signal y_2 , što je izlaz od $G_{m2}(s)$ i u isto vreme izlaz celokupnog procesa $G(s)$, će biti čista funkcija rampe posle $(3 \div 5)T + \tau$ vremena, što je pogodan trenutak da se odredi pojačanje K i samim tim $G_{m1}(s)$.

Sada se može preći na određivanje ostatka IFOPDT modela. Signal y_1 predstavlja pobudu u obliku rampe za proces $G_{m2}(s)$. Kada signal y_2 poprimi oblik signala rampe, što bi značilo da je $G_{m2}(s)$ postiglo novo stacionarno stanje, eksitacija se ukida. Usled prisutnog astatizma u $G_{m1}(s)$, y_1 ostaje na poslednjoj vrednosti pre nego što je pobuda ukinuta. Što se tiče $G_{m2}(s)$, čiji je ulaz y_1 , gorepomenuti proces predstavlja step eksitaciju sa vrednošću razlike između y_1 i y_2 (u nastavku Δy) u trenutku prestanka delovanja impulsa. Posledično će signal y_2 povećavati svoju vrednost sve dok $G_{m2}(s)$ ne postigne novo

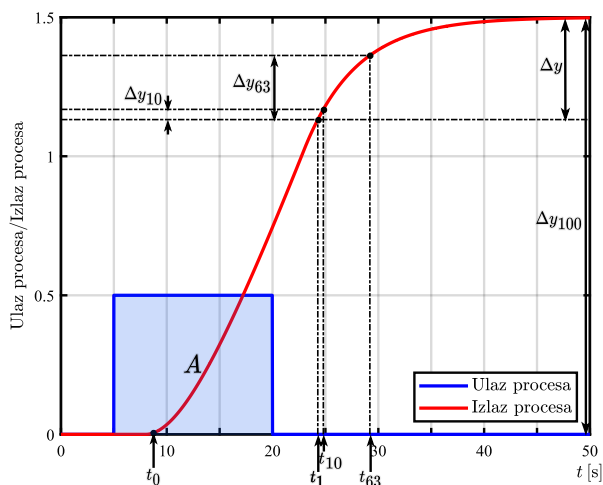
stacionarno stanje (što je vrednost y_1 u trenutku promene).

Glavna ideja za određivanje parametara dinamike IFOPDT modela, τ i T , jeste da se izmeri vreme potrebno da proces dostigne 10% i 63% odziva. Pojačanje modela K se može dobiti kao odnos ukupne promene izlaza sistema, što u ovom slučaju predstavlja signal y_2 i površine široke impulsne eksitacije A .

Zavisno od transportnog kašnjenja razmatranje se može podeliti u dve grupe procesa, one bez ili sa zanemarljivo malim transportnim kašnjenjem i one koje imaju izrazito veliko transportno kašnjenje. U skladu sa tim mogu se definisati dve metode za procenu parametara procesa.

U slučaju da proces poseduje izrazito veliko transportno kašnjenje koje se ne može zanemariti kao na Sl. 2, parametri IFOPDT modela se mogu dobiti sledećom procedurom:

- Vremensko kašnjenje IFOPDT modela τ može se dobiti kao suma vremenskog kašnjenja t_0 i vremenske razlike $t_{10} - t_1$. Vreme t_1 je definisano kao zbir vremena završetka širokog impulsa t_{uOFF} i t_0 , $t_1 = t_{uOFF} + t_0$. Vreme t_{10} se računa merenjem vremena potrebnog da odziv procesa dostigne 10% od ukupne promene Δy ;
- Ekvivalentna vremenska konstanta T je vreme potrebno da se odziv promeni sa 10% na 63% od Δy , $T = t_{63} - t_{10}$;
- Pojačanje procesa K može se odrediti kao nagib krive odziva (izlaz sistema), ili mnogo robusnije kao odnos celokupne promene izlaza i površine široke impulsne eksitacije A , $K = \Delta y_{100} / A$.



Sl. 2. Identifikacija IFOPDT modela, za procesa sa izraženim transportnim kašnjenjem, na osnovu odziva na široku impulsnu eksitaciju (ulaz procesa – plava linija, izlaz procesa – crvena linija).

Sa druge strane, ako proces ne poseduje ili ima izrazito malo transportno kašnjenje, procedura za određivanje parametara modela se može pojednostaviti u odnosu na prethodnu usvajanjem da je vremensko kašnjenje t_0 zanemarljivo, pri čemu ostatak procedure ostaje nepromenjen.

III. MODIFIKACIJA INTEGRALNOG DEJSTVA PID REGULATORA

Upotreba PID regulatora kod sistema sa astatizmom donosi dosta benefita na račun integralnog dejstva kao što su otklanjanje poremećaja na ulazu i generisanje nominalnog upravljanja, što je u industrijskim primenama od velikog značaja. Cena koja se plaća uvođenjem integralnog dejstva jeste povećanje reda astatizma u sistemu, što generalno govoreći dovodi do narušavanja stabilnosti sistema.

A. Usvajanje intenziteta integralnog dejstva tako da se ne naruši stabilnost sistema

Podešavanje koje ne zahteva dodatne izmene u PID regulatoru, jeste korekcija parametra integralnog dejstva T_i tako da se ne narušava stabilnost sistema u velikoj meri. Uz nekoliko aproksimacija, može se pokazati da uvođenjem integralnog dejstva funkcija prenosa diskretnog sistema u otvorenoj sprezi dobija pol na poziciji $p = 0$ i nulu na poziciji $z = -1/T_i$. Izborom dovoljno velikog parametra T_i , $T_i \geq 10T$, moguće je da pol i nula budu dovoljno blizu jedno drugome, ali takođe dovoljno daleko od tačke ω_1 (presečna učestanost pojačanja) tako da njihov uticaj na pretek faze i posledično na stabilnost postane zanemarljiv. Usled smanjenog intenziteta integralnog dejstva dobijeni regulator se naziva PiD regulator.

B. Zamrzavanje integralnog dejstva prilikom promene reference

Uvođenjem integralnog dejstva regulatora obezbeđuje se otklanjanje poremećaja na ulazu sistema. Međutim, postoji cena koja se mora platiti, nezavisno od intenziteta integralnog dejstva.

Naime, kada se regulisanom sistemu sa astatizmom bez prisutnog poremećaja zada skokovita promena reference, PID regulator generiše upravljanje na osnovu greške praćenja (razlika željene reference i izlaza sistema) sa ciljem da je eliminiše. U toku tranzijenta ka zadatoj referenci integralno dejstvo akumulira trenutnu grešku i sa odgovarajućim skalirajućim faktorom $1/T_i$ generiše deo upravljanja koji se sabira sa proporcionalnim i diferencijalnim dejstvom. Prilikom dostizanja referentne vrednosti, upravljanje bi trebalo da padne na nulu, ali do toga ne dolazi usled integralnog dejstva. Akumulirana greška generiše nepotrebno upravljanje, koje prouzrokuje preskok u odzivu sistema, što dalje prouzrokuje smanjivanje vrednosti integralnog dejstva i pojavu prigušenih oscilacija u sistemu. Zaključak je da upotreba integralnog dejstva prilikom dostizanja referentne vrednosti nije potrebna, štaviše negativno utiče na odziv sistema, za razliku od otklanjanja poremećaja gde PD kontroler ne može da izađe na kraj.

Problem se može prevazići zamrzavanjem integralnog dejstva na prethodnu vrednost kada se detektuje promena reference na sistemu sve dok traje prelazni proces. Samim tim, uticaj integralnog dejstva bi se ograničio samo za slučajeve kada prilikom praćenja reference dođe do poremećaja na sistemu. Kako do poremećaja može doći neposredno pre ili prilikom dostizanja reference, regulator sa isključenim integralnim dejstvom ne može eliminisati grešku. Jedno od mogućih rešenja je da se ograniči zamrzavanje integralnog dejstva na vremenski interval potreban da PD regulator dostigne referencu u nominalnom režimu rada.

C. Generisanje integralnog dejstva na osnovu greške izlaza i filtrirane reference sistema

Zamrzavanje integralnog dejstva prilikom skokovite promene reference je zadovoljavajuće rešenje kada ne postoji poremećaj koji u tom periodu deluje na ulaz sistema, u suprotnom kontroler bez integralnog dejstva ne može ostvariti željenu referencu, jer bi to zahtevalo nominalnu vrednost upravljanja čak i kada greška padne na nulu. Ograničavanje maksimalnog vremenskog intervala zamrzavanja integralnog dejstva delimično rešava problem, jer stvara dodatno kašnjenje pri dostizanju reference koje direktno zavisi od definisanog vremena.

Rešenje koje sprečava nepotrebnu akumulaciju greške pri promeni reference, a ne zahteva zamrzavanje integralnog dejstva, jeste promena oblika reference na osnovu koje se generiše ulaz za integralno dejstvo. U praksi, referenca se menja skokovito što realni sistemi sa konačnim propusnim opsegom ne mogu ispratiti bez pojave greške koja se akumulira u integralnom dejstvu. Da bi se akumuliranje svelo na minimum, integralno dejstvo bi trebalo da gleda samo grešku u odnosu na očekivanu promenu izlaza u vremenu prilikom dostizanja reference i na taj način korigovati svoju vrednost samo ako se uoči potreba za tim. Željena greška se može dobiti kao razlika između očekivane promene izlaza za definisanu promenu reference i stvarnog izlaza sistema. Očekivana promena izlaza se može dobiti na osnovu reference, koja je zakašnjena i propuštena kroz rate-limiter, tako da svojim oblikom karakteriše odziv regulisanog sistema sa PD kontrolerom. Vrednost kašnjenja se usvaja na osnovu IFOPDT modela, dok se maksimalni nagib rate-limitera usvaja na osnovu nagiba prave između 10% i 90% krajnje vrednosti prilikom dostizanja reference sistema regulisanog sa PD regulatorom.

IV. VERIFIKACIJA REZULTATA UPOTREBOM SIMULACIJE

A. Izbor referentnih modela za simulaciju

Da bi se testirao PID regulator i njegove modifikacije potrebno je analizu sprovediti na za to merodavnim sistemima. Dodavanjem integralnog dejstva na kolekciju referentnih sistema pogodnih za testiranje PID kontrolera [5], dolazi se do potrebnog skupa različitih klasa procesa.

Kao osnovu za sisteme izabran je sistem prvog reda sa transportnim kašnjenjem L , sistem sa nulom u desnoj kompleksnoj poluravni određenom parametrom α i sistem sa višestrukim polom stepena n u levoj poluravni:

$$\begin{aligned} - G_{p1}(s) &= \frac{e^{-Ls}}{s(s+1)^2}, & 0.1 \leq L \leq 10, \\ - G_{p2}(s) &= \frac{1-\alpha s}{s(s+1)^3}, & 0.1 \leq \alpha \leq 2, \\ - G_{p3}(s) &= \frac{1}{s(s+1)^n}, & 3 \leq n \leq 10. \end{aligned}$$

Svi navedeni sistemi poseduju po jedan parametar čijim se izborom direktno utiče na ponašanje sistema. Kako je za analizu od većeg značaja da se pokaže regulacija sistema na više različitih klasa procesa, a ne na jednoj klasi procesa za više različitih parametara, usvojilićemo fiksne vrednosti za parametre L , α i n . Analizom svakog od tri procesa zasebno došlo se do zaključka da povećavanjem datih parametara uticaj nepoželjne

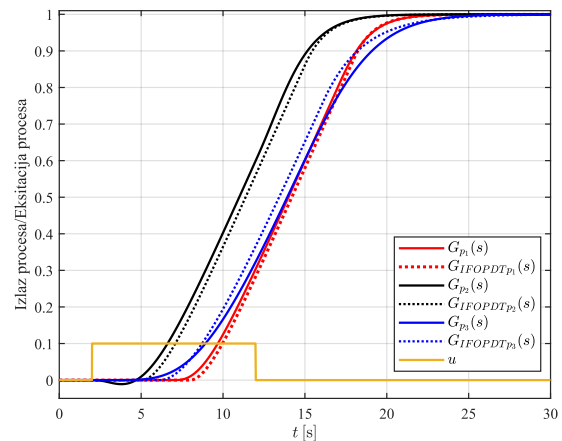
dinamike je sve više izražen. Na osnovu toga, za parametre je usvojena vrednost koja je toliko velika da je uticaj dinamike prisutan, ali da se kontroler ipak može izboriti. Izabrani parametri su dati u Tabeli I.

TABELA I
IZABRANI PARAMETRI KONTROLERA

L	5
α	1
n	7

B. Sprovođenje predložene metode podešavanja regulatora

Da bi se podesili parametri PID regulatora, neophodno je da se identifikuju parametri predloženog IFOPDT modela. U trenutku $t = 2$ s široka impulsna eksitacija pobuđuje sisteme $G_{p1}(s)$, $G_{p2}(s)$ i $G_{p3}(s)$ kao na Sl. 3. Na osnovu odziva, zaključuje se da je kod sva tri procesa izraženo transportno kašnjenje, te da je vremenska konstanta i kašnjenje sistema određeno u skladu sa tim.



Sl. 3. Odzivi modela sistema punom linijom ($G_{p1}(s)$ – crvena, $G_{p2}(s)$ – crna, $G_{p3}(s)$ – plava), odzivi predloženih IFOPDT modela isprekidanom linijom na eksitaciju širokog impulsa u (žuta linija).

Pojačanje procesa je procenjeno iz odnosa promene izlaza procesa i površine široke impulsne eksitacije kao na Sl. 2 po izrazu $K = \Delta y_{100}/A$, gde je A definisano kao proizvod trajanja široke impulsne eksitacije ($\Delta t = 10$ s) i amplitude eksitacije ($u = 10$). Finalna vrednost izlaza svih procesa je $\Delta y_{100} = 1$, te im je zajednička vrednost pojačanja $K = 1$. Procenjeni parametri za izabrane procese nalaze se u tabeli II.

TABELA II
PROCENJENI PARAMETRI IFOPDT MODELA IZABRANIH PROCESA

	K	T	τ
G_{p1}	1	1.2	6.4
G_{p2}	1	1.6	2.6
G_{p3}	1	2	3.2

Za parametar μ izabrane su dve vrednosti, $\mu = 0.32$ za veću robusnost i vrednost $\mu = 0.54$ za bolje performanse. Parametar

K_p je određen na osnovu relacije (6). Parametar T_d je izabran da bude identičan procenjenoj vremenskoj konstanti. Razlog za uvođenje integralnog dejstva je već obrazložen. Za vremensku konstantu integralnog dejstva usvojena je minimalna vrednost po uslovu $T_i > 10T$, za koju sistem nema izražene oscilacije pri odskočnoj promeni reference. Dobijene vrednosti prikazane su u tabeli III.

TABELA III
USVOJENI PARAMETRI PID REGULATORA ZA IZABRANE PROCESSE

	$K_p _{\mu=0.32}$	$K_p _{\mu=0.54}$	T_d	T_i
G_{p1}	0.051	0.084	1.2	24
G_{p2}	0.125	0.212	1.6	16
G_{p3}	0.102	0.172	2	20

Inicijalno, vremenska konstanta integralnog dejstva T_i je izabrana tako da se očuva stabilnost.

Ograničenje rada integralnog dejstva PiD kontrolera samo u situaciji kada je prošao tranzijentni režim prilikom dostizanja reference, ili barem vremenski period potreban za to, definiše funkcionalnosti modifikovanog kontrolera kojeg ćemo dalje u radu nazivati $K_{PI_{step-offD}}$ kontroler.

Četvrti kontroler sprečava akumuliranje greške prilikom promene reference bez potrebe da se integralno dejstvo isključuje na određeni vremenski period, zahvaljujući posmatranju greške između pretpostavljenog odziva sistema i izlaza sistema. Za predikciju izlaza koristi se referenca koja je zakašnjena za procenjeno vremensko kašnjenje τ regulisanog procesa i propuštena kroz rate-limiter (blok za ograničavanje vrednosti prvog izvoda signala na ulazu) maksimalnog nagiba procenjenog na osnovu odziva regulisanog sistema sa PD regulatorom na step promenu reference.

V. REZULTATI SIMULACIJE I VALIDACIJA

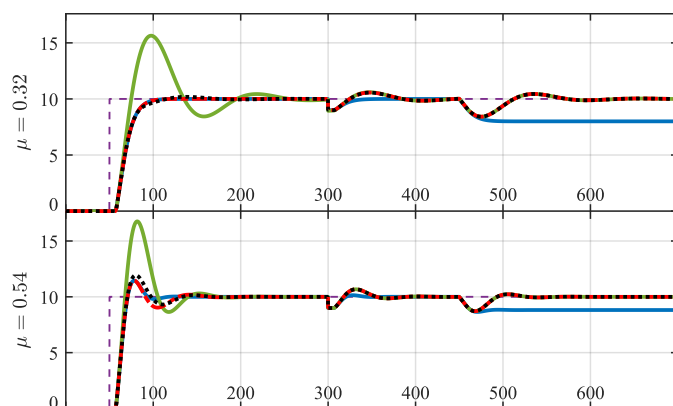
Da bi se izvršila verifikacija predloženih metoda baziranih na odzivu širokog impulsa i dodatnih modifikacija integralnog dejstva, potrebno je sprovesti odgovarajući eksperiment. Naime, biće razmatrane četiri varijante kontrolera za svaki od sistema koji su definisani:

- PD kontroler $K_{PD}(s)$, iz koga su izvedena i ostala tri kontrolera te kao takav predstavlja referencu za njihovo dalje poređenje i analizu,
- PiD kontroler $K_{PID}(s)$, dobijen dodavanjem korigovanog integralnog dejstva na PD kontroler.
- Kontroler sa zamrznutim integralnim dejstvom prilikom promene reference $K_{PI_{step-offD}}(s)$, baziran na $K_{PID}(s)$ kontroleru,
- Kontroler sa modifikovanom referencom za kreiranje greške za integralno dejstvo, $K_{PI_{rf-yD}}(s)$ koji je takođe baziran na PD regulatoru.

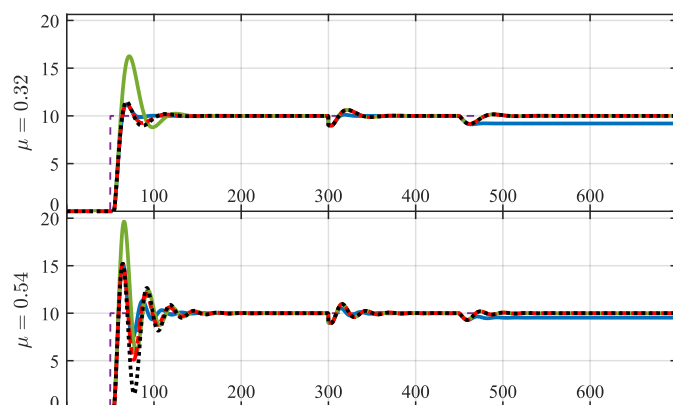
Za svaki od njih razmatrane su po dve varijante za $\mu = 0.32$ i $\mu = 0.54$. Komparativna analiza je sprovedena simulacijom u trajanju od 700 sekundi, gde su proverene sledeće performanse sistema:

- Praćenje reference. U trenutku $t = 50$ s referentna vrednost se menja sa 0 na 10,
- Otklanjanje poremećaja na izlazu procesa. U trenutku $t = 300$ s aktivira se poremećaj na izlazu sistema vrednosti $d_{out} = 1$, koji simulira grešku merenja izlaza sistema.
- Otklanjanja poremećaja na ulazu procesa. U trenutku $t = 450$ s aktivira se negativni poremećaj na ulazu sistema vrednosti $d_{in} = 0.1$.

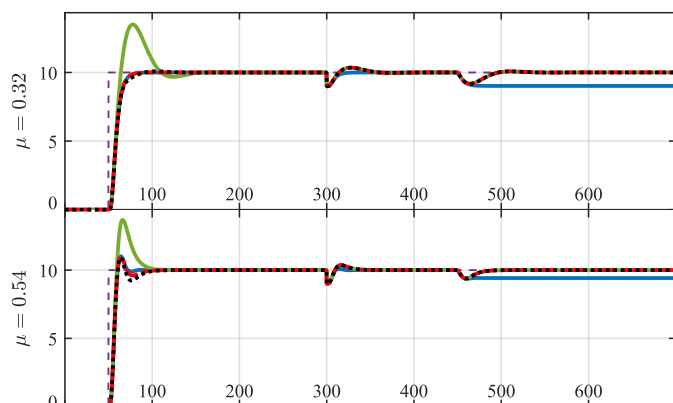
Dobijeni rezultati su prikazani na Sl. 4-Sl. 6. Na osnovu odziva izabranih sistema regulisanih sa PD regulatorom $K_{PD}(s)$, uočljivo je izuzetno dobro ponašanje pri promeni reference, sa najmanjim ostvarenim preskokom. Otklanjanje poremećaja na izlazu procesa za ovakav tip regulatora ne predstavlja problem, štaviše odziv sistema u takvoj situaciji je još jednom najbolji u pogledu preskoka koji se javlja pri otklanjanju. Međutim, kada se pojavi poremećaj na ulazu u sistem za čije otklanjanje je potrebno neko nominalno upravljanje, kontroler na bazi proporcionalnog i diferencijalnog dejstva nema načina da se izbori. Povećavanje proporcionalnog dejstva utiče delimično na manju grešku pri poremećaju, ali isto tako utiče na smanjenje preteka faze ϕ_{pm} i same robusnosti regulisanog sistema.



Sl. 4. Odziv regulisanog sistema $G_{p1}(s)$ sa projektovanim kontrolerima za vrednost parametra $\mu = 0.32$ i $\mu = 0.54$ (referenca - - - , $K_{PD}(s)$ — , $K_{PID}(s)$ — , $K_{PI_{step-offD}}(s)$ - - - , $K_{PI_{rf-yD}}(s)$ ).



Sl. 5. Odziv regulisanog sistema $G_{p2}(s)$ sa projektovanim kontrolerima kontrolerima za vrednost parametra $\mu = 0.32$ i $\mu = 0.54$ (referenca - - - , $K_{PD}(s)$ — , $K_{PID}(s)$ — , $K_{PI_{step-offD}}(s)$ - - - , $K_{PI_{rf-yD}}(s)$ ).



Sl. 6. Odziv regulisanog sistema $G_{p_3}(s)$ sa projektovanim kontrolerima za vrednost parametra $\mu = 0.32$ i $\mu = 0.54$ (referenca - - - , $K_{PD}(s)$ — , $K_{PID}(s)$ — , $K_{Pi\text{step-off}D}(s)$ - - - , $K_{Pi\text{r-y}D}(s)$ ······).

Dodavanjem integralnog dejstva korigovanog intenziteta $K_{PID}(s)$, može se uočiti da se prevazilazi problem otklanjanja poremećaja na ulazu u sistem, ali postoji cena koja se mora platiti. U slučaju promene reference, prilikom njenog dostizanja, ukupno upravljanje treba da padne na nulu što integralno dejstvo ne može tek tako ostvariti, te dolazi do pojave velikog preskoka i oscilacija u sistemu. Kvalitet otklanjanja poremećaja na izlazu procesa je takođe narušen, u odnosu na PD regulator, ali ne u tolikoj meri.

Kontroler sa gašenjem integralnog dejstva prilikom step promene reference $K_{Pi\text{step-off}D}(s)$ obezbeđuje da pri promeni reference odziv sistema izgleda isto kao kod PD regulatora, što je veliko unapređenje, dok u slučaju održavanja reference na zadatom nivou njegovo ponašanje odgovara $K_{PID}(s)$ regulatoru, te nema razlike u odzivu.

Kontroler sa modifikovanom greškom praćenja reference na integralnom dejstvu, trebalo bi da pri promeni reference u nominalnom režimu rada nema razlike u odnosu na PD regulator, međutim kako je greška formirana na osnovu pretpostavljenog izlaza sistema preko transportnog kašnjenja i rate-limiter-a, očekivano je malo odstupanje u odnosu na izlaz sistema, samim tim i mala greška koja se integriše. Nakon dostizanja reference, otklanjanje poremećaja je identično regulatoru sa prilagođenim integralnim dejstvom $K_{PID}(s)$.

VI. ZAKLJUČAK

Sprovedeni postupak nedvosmisleno pokazuje da je regulacija sistema sa astatizmom primenom PID regulatora moguća i smisljena, ali kao takva zahteva određene modifikacije integralnog dejstva. Realizacija samo PD kontrolera bez integralnog dejstva ne predstavlja rešenje jer astatizam u sistemu ne može izaći na kraj sa poremećajem na ulazu. Uvođenjem integralnog dejstva se prevazilazi problem, ali dovodi do neprihvatljivog preskoka kada dođe do promene reference. Njegovim gašenjem prilikom detekcije promene željene reference može se sprečiti pojava preskoka. Međutim, takvo rešenje ne omogućava otklanjanje prisutnog poremećaja prilikom dostizanja reference. Modifikacijom reference koju prati integralno dejstvo ostvaruje se uticaj integralnog dejstva samo u meri potrebnoj za otklanjanje poremećaja prilikom

praćenja. Odziv takvog regulatora se neznatno razlikuje u odnosu na varijantu sa gašenjem integralnog dejstva usled aproksimacije izlaza sistema sa kašnjenjem i rate-limiter-om.

Za bolje performanse moguće je preciznije aproksimirati očekivano ponašanje izlaza sistema, propuštanjem reference kroz filter ili neki model sistema, ali po cenu veće složenosti.

ZAHVALNICA

Ovaj rad je finansijski podržalo Ministarstvo nauke, tehnološkog razvoja i inovacija Republike Srbije po ugovoru broj: 451-03-47/2023-01/200103.

LITERATURA

- [1] Knospe, C. (2006). PID control. *IEEE Control Systems Magazine*, 26(1), 30-31.
- [2] Mataušek, M. R., & Kvaščev, G. S. (2003). A unified step response procedure for autotuning of PI controller and Smith predictor for stable processes. *Journal of Process Control*, 13(8), 787-800.
- [3] Kvascev, G. S., Djurovic, Z. M., & Vlatkovic, V. D. (2015, January). A wide pulse response procedure for tuning of PD/PID controller for integrating processes. In *2015 International Conference on Computer and Computational Sciences (ICCCS)* (pp. 54-58). IEEE.
- [4] Kvascev, G. S., & Djurovic, Z. M. (2022). Water Level Control in the Thermal Power Plant Steam Separator Based on New PID Tuning Method for Integrating Processes. *Energies*, 15(17), 6310.
- [5] Åström, K. J., & Hägglund, T. (2000). Benchmark systems for PID control. *IFAC Digital Control: Past, Present and Future of PID Control*, 5-7.
- [6] Arbogast, J. E., Cooper, D. J., & Rice, R. C. (2007). Graphical Technique for Modeling Integrating (Non-Self-Regulating) Processes without Steady-State Process Data. *Chemical Engineering Communications*, 194(12), 1566-1578.
- [7] Mataušek, M. R., & Micic, A. D. (1996). A modified Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time. *IEEE transactions on automatic control*, 41(8), 1199-1203.

ABSTRACT

In the field of Industrial Engineering, it is considered that the process of developing astatic control systems is challenging due to proportional dependence between system output and actuating signal produced by the controller over time. Although modern control methods are able to achieve satisfactory results, they often do so at the cost of increased controller complexity and reduced robustness, which can be a significant disadvantage in industry. In contrast, the PID controller overcomes the aforementioned limitations but also has a problem with stability due to the appearance of second-order astatism. This paper examines the previously mentioned problem by applying the WPRT tuning method, which modifies the integral action of the controller using a wide pulse. The effectiveness of different modifications of the integral action is analyzed using reference processes with added first-order astatism to evaluate the PID controller. The behavior of the controlled system is considered when following a given reference and eliminating disturbances. The PID controller was tuned using WPRT, and with the proposed modified integral action, it has superior performance compared to classical solutions for regulating systems with astatism.

Control of process with astatism using PID controller with modified integral action

Aleksa Stojić, Goran Kvaščev