

Jedna nova metoda projektovanja PID regulatora primjenom spektra polova i D-razlaganja pod ograničenjima na performanse

Marko Bošković, MSc student
Univerzitet u I. Sarajevu
Elektrotehnički fakultet
Istočno Sarajevo, BiH
boskovic.marko.etf@gmail.com

Tomislav B. Šekara
Univerzitet u Beogradu
Elektrotehnički fakultet
Beograd, Srbija
tomi@etf.rs

Petar Mandić
Mihailo P. Lazarević
Univerzitet u Beogradu
Mašinski fakultet
Beograd, Srbija
petarmandic84@gmail.com
mlazarevic@mas.bg.ac.rs

Vidan Govedarica
Univerzitet u I. Sarajevu
Elektrotehnički fakultet
Istočno Sarajevo, BiH
vidangov@yahoo.com

Sadržaj—U ovom radu je data jedna nova metoda projektovanja PID regulatora za zadate performanse sistema u zatvorenoj sprezi primjenom spektra polova i D-razlaganja. Data metoda omogućava da se odredi skup dozvoljenih vrijednosti parametara PID regulatora za koje je razmatrani sistem relativno stabilan tj. ispunjava postavljene zahtjeve na zadate performanse sistema u zatvorenoj sprezi. Efikasnost predložene metode je analizirana sa simulacijama na širokoj klasi industrijskih procesa sa transportnim kašnjenjem.

Ključne riječi- PID regulator; D-razlaganje; Spektar polova; Stabilnost;

I. UVOD

U ovom radu je data jedna nova metoda projektovanja PID regulatora za industrijske procese sa transportnim kašnjenjem. Metoda projektovanja PID regulatora je zasnovana na podešavanju polova sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi i D-razlaganju pod ograničenjima na zadate performanse.

Poznato je da oko 94% povratnih sprega u industriji realizovano preko PI/PID regulatora [1], dok taj procenat u petrohemijskoj industriji iznosi preko 97% [2,3]. Zbog velikog značaja razvijene su efikasne i jednostavne procedure za podešavanje parametara industrijskih regulatora, kao i optimizacione procedure [3-21] projektovanja PI/PID regulatora tako da se minimizira IAE (*Integrated Absolute Error*) pri ograničenjima na robusnost, što zadovoljava kriterijum dat u [22].

Osim navedenih, često korišćena procedura projektovanja linearnih sistema upravljanja je tehnika podešavanja polova sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi. Tehnike podešavanja polova primijenjene na uprošćene modele procesa ne garantuju zahtijevanu dinamiku sistema u zatvorenoj sprezi [23]. Osim toga, konvencionalne tehnike podešavanja polova kod procesa višeg reda sa vremenskim kašnjenjem mogu dovesti do loših performansi, robusnosti i nestabilnosti sistema. Rješenje ovog problema se ostvaruje izborom para dominantnih polova koji ujedno predstavljaju i zahtjeve performanse sistema u zatvorenoj sprezi. S druge strane, osnovni zadatak kod projektovanja regulatora je da se obezbijedi adekvatna

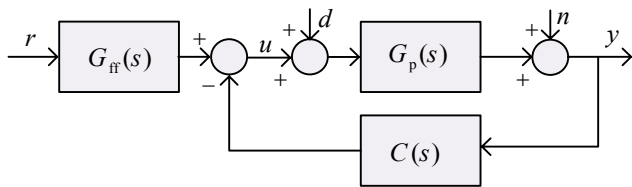
robusnost odnosno stabilnost sistema upravljanja. Skup promjenljivih parametara za koje je razmatrani linearni sistem stabilan, čine oblast stabilnosti sistema. Upravo to čini suštinu metode D-razlaganja koju je među prvima ustanovio Neimark [24, 25]. Osnovna ideja te metode je da se odredi skup svih vrijednosti podešljivih parametara za koje će razmatrani sistem biti stabilan. Time se u ravni podešljivih parametara dobijaju oblasti oivičene otvorenim ili zatvorenim konturama koje predstavljaju potencijalne oblasti stabilnosti [26]. Korišćenjem odgovarajućih postupaka utvrđuje se kasnije koja od dobijenih oblasti, ukoliko postoji, predstavlja traženi skup podešljivih parametara za koji je sistem stabilan.

Prema proceduri, analiziranoj u ovom radu, PID regulator $C(s)$ se projektuje za opšti oblik funkcije prenosa date u racionalnom obliku sa kašnjenjem pod ograničenjima na performansu. Primjenom tehnike podešavanja polova na karakterističnu jednačinu sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi, dobijaju se zavisnosti integralnog i diferencijalnog pojačanja PID regulatora u funkciji proporcionalnog pojačanja tj. $k_i=k_i(k)$ i $k_d=k_d(k)$ za usvojenu konstantu filtracije T_f . Stavljajući zatim $k=\alpha+j\beta$, u novonastalu karakterističnu jednačinu i primjenom metode D-razlaganja dobijaju se parametarske krive $\alpha=\alpha(\omega)$ i $\beta=\beta(\omega)$. Preslikavanjem željene oblasti iz s -ravni, kojom se specificiraju zahtjevi performanse, nastaju odgovarajuće oblasti stabilnosti u parametarskoj (α, β) ravni. Na osnovu toga se utvrđuje potencijalna oblast stabilnosti, i ukoliko ona postoji, za koje vrijednosti parametara (α, β) , odnosno proporcionalnog pojačanja, sistem je stabilan, koji dalje jednoznačno određuju integralno i diferencijalno pojačanje.

Predložena metoda projektovanja PID regulatora je analizirana sa simulacijama na širokoj klasi industrijskih procesa sa transportnim kašnjenjem.

II. PREDLOŽENA METODA PROJEKTOVANJA PID REGULATORA

Upravljačka struktura sa regulatorom $C(s)$ je prikazana na Sl. 1. Za široku klasu funkcija prenosa industrijskih procesa važi $G_p(s)=H(s)\exp(-\tau s)/Q(s)$, gdje su $Q(s)$ i $H(s)$ polinomi reda $\deg Q(s)=n \geq \deg H(s)$.



Slika 1. Upravljačka struktura

Funkcija povratnog prenosa $L(s)$ ovakve upravljačke strukture je

$$L(s) = \gamma \frac{k_d s^2 + k_s + k_i}{s(T_f s + 1)} G_p(s) = C(s)G_p(s) \quad (1)$$

Ako je pojačanje procesa $G_p(s)$ pozitivno tada je parametar $\gamma=1$, dok je za negativno pojačanje procesa $\gamma=-1$, dok su ostali parametri k , k_i , k_d i T_f proporcionalno pojačanje, integralno pojačanje, diferencijalno pojačanje i vremenska konstanta filtracije PID regulatora dati respektivno.

Dinamičko ponašanje linearnog sistema se pogodno može okarakterisati karakterističnom jednačinom takvog sistema u zatvorenoj sprezi

$$1 + C(s)G_p(s) = 0. \quad (2)$$

Jedan od zahtjeva da se obezbijedi željena performansa sistema u zatvorenoj sprezi na odskočni odziv je u vidu premašaja M_p i vremena smirenja t_s koji su definisani respektivno

$$M_p = e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}}, \quad (3)$$

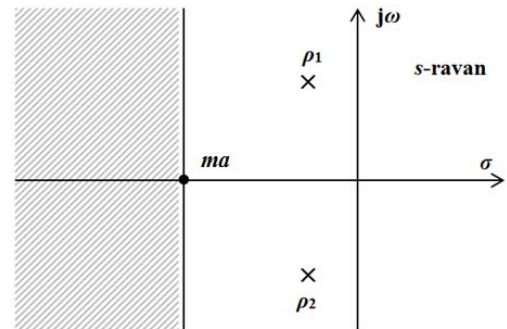
$$t_s = \frac{4,6}{\zeta\omega_n}. \quad (4)$$

Rješavanjem jednačina (3) i (4), dobijaju se vrijednosti za faktor prigušenja polova u zatvorenoj sprezi ζ i prirodnu neprigušenu učestanost ω_n . Time se zahtjev performanse sistema u zatvorenoj sprezi može formulisati da sistem u zatvorenoj sprezi ima par dominantnih konjugovano-kompleksnih polova $\rho_{1,2}=a\pm jb$ definisanih sa

$$\rho_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}. \quad (5)$$

Da bi se ostvarila osobina dominantnosti polova zahtjeva se da realni dio ostalih polova $\text{Re}(s_i)$, sistema u zatvorenoj sprezi bude m puta manji od $a=-\zeta\omega_n$. U [27] se garantuje zadata performansa uske klase procesa za vrijednost m u opsegu od 3-5. U ovom radu, s ciljem proširenja metode na široku klasu industrijskih procesa, uzima se m u opsegu od 1-5. Kako ne bi došlo do poništavanja dinamike pol-nula neophodno je da ne postoje nule u blizini polova $\rho_{1,2}$ kao i nule funkcije prenosa u odnosu na step referentni signal. Na ovaj način se traži da svi ostali korijeni karakteristične jednačine leže lijevo od prave $s=ma+j\omega$ u s -ravni. Za sistem koji ispunjava ovaj zahtjev kažemo da posjeduje vrijeme smirenja prelaznog procesa manje od nekog unaprijed zadatog.

Time se zadatak projektovanja PID regulatora svodi na određivanje parametara k , k_i , k_d i T_f tako da svi polovi i nule, spregnutog prenosa $Y(s)/R(s)$, osim polova $\rho_{1,2}$ i neminimalnih nula leže u osjenčenoj oblasti na Sl. 2.



Slika 2. Željena oblast preslikavanja (osjenčeni dio)

Usvajajući vremensku konstantu filtra PID regulatora $T_f = -1/(aN)$, $N \geq 10$ i zamjenjujući $s=\rho_1$ u (2) dobija se

$$k + \frac{k_i}{\rho_1} + k_d \rho_1 = -\frac{T_f \rho_1 + 1}{G_p(\rho_1)} \quad (6)$$

odakle se rješavanjem dobijaju zavisnosti $k_i=k_i(k)$ i $k_d=k_d(k)$ izražene relacijama (7) i (8)

$$k_i = -\frac{a^2 + b^2}{2ab}(bk + bU - aV) \quad (7)$$

$$k_d = -\frac{bk + bU + aV}{2ab} \quad (8)$$

gdje su: $U = \text{Re}((T_f \rho_1 + 1)/G_p(\rho_1))$ i $V = \text{Im}((T_f \rho_1 + 1)/G_p(\rho_1))$.

Na osnovu (2) (7) i (8) možemo dobiti karakterističnu jednačinu u obliku

$$1 + kW(s) = 0 \quad (9)$$

gdje je $W(s)$ funkcija povratnog prenosa u odnosu na parametar k . Napomenimo da $W(s)$ nije racionalna funkcija za procese sa transportnim kašnjenjem $G_p(s)$.

Uslov da jednačina (2) odnosno jednačina (9) ima korijene koji leže lijevo od prave $p=ma+j\omega$, dobija se transformacijom jednačine (9) zamjenjujući $s=p$ i $k=\alpha+j\beta$, u cilju direktne primjene metode D-razlaganja u (α, β) ravni za koje će dobiti sistem, dat svojom karakterističnom jednačinom, biti stabilan. Na ovaj način, razdvajajući realni i imaginarni dio novonastale jednačine, dobijaju se parametarske krive

$$u(\omega, \alpha, \beta) = 0, \quad v(\omega, \alpha, \beta) = 0 \quad (10)$$

Rješavajući jednačine (10) dobijaju se zavisnosti parametara $\alpha=\alpha(\omega)$ i $\beta=\beta(\omega)$. Zadajući ω od 0 do ∞ u ravni parametara (α, β) mogu se nacrtati familije krivih koje se nazivaju krivama dekompozicije ili krivama razlaganja. One će potencijalno predstavljati granice relativne stabilnosti polaznog sistema datog karakterističnom jednačinom (2),

odnosno željene performanse sistema u zatvorenoj sprezi. Koristeći se osnovnim pravilima D-razlaganja [28] radi lakšeg određivanja oblasti stabilnosti dobijenog sistema u parametarskoj (α, β) ravni, krive razlaganja se šrafiraju. Pri nanošenju šrafure potrebno je koristiti sljedeća pravila, koje navodimo bez dokaza. Ako se po apscisi parametarske ravni nanosi parametar α , a po ordinati β , tada se šrafura nanosi u smjeru, koji zavisi od znaka Jakobijana:

$$J = \begin{vmatrix} \frac{\partial u}{\partial \alpha} & \frac{\partial u}{\partial \beta} \\ \frac{\partial v}{\partial \alpha} & \frac{\partial v}{\partial \beta} \end{vmatrix} = \frac{\partial u}{\partial \alpha} \frac{\partial v}{\partial \beta} - \frac{\partial u}{\partial \beta} \frac{\partial v}{\partial \alpha} \quad (11)$$

Ako je pri kretanju duž krive razlaganja u smjeru porasta ω Jakobijan J pozitivan, kriva se šrafira sa lijeve strane, gledano u smjeru porasta ω , a pri negativnom J , s desne.

Pri rješavanju jednačina (10) moguća su tri slučaja. Prvi nastaje kada su jednačine nezavisne za dato ω i dobija se jedinstveno rješenje za par (α, β) . Moguć je i slučaj da su jednačine nesaglasne i nemaju konačno rješenje. Tada se odgovarajuća tačka nalazi u beskonačnosti i nije je moguće grafički predstaviti u (α, β) ravni. Ako su za neku vrijednost $\omega=\omega_s$ brojioci i imenioci u izrazima $\alpha(\omega)$ i $\beta(\omega)$ istovremeno jednaki nuli, parametri α i β postaju neodređeni. U tom slučaju jednačine (10) su linearno zavisne. Vrijednosti $\omega=\omega_s$ u (α, β) ravni odgovara prava linija $\psi(\alpha, \beta) = 0$ koja se naziva singularnom pravom [29]. Ona ne ulazi u familiju krivih razlaganja, pošto svim tačkama ove prave odgovara vrijednost $\omega=\omega_s$, pa se kretanje duž prave u smjeru porasta ω ne može odrediti. Singularna prava se šrafira ukoliko ima bar jednu zajedničku tačku sa krivom razlaganja za istu vrijednost učestanosti ω . Ako singularna prava asimptotski teži krivoj razlaganja onda se u beskonačnosti šrafura prenosi sa krive razlaganja na singularnu pravu. Dobijeni presjek grafički šrafiran sa lijeve strane krivih predstavlja oblast stabilnosti (α, β) ravni na osnovu koje slijedi traženi realni parametar k iz dobijenog skupa α , tj. parametri PID regulatora uz (7) i (8).

III. SIMULACIONA ANALIZA

Predložena metoda je analizirana na petnaest procesa koji obuhvataju stabilne, integracione i nestabilne procese, sa i bez transportnog kašnjenja. Na Sl. 3-6 odnosno Sl. 7- 10 prikazani su odzivi sistema na step referentni signal i step poremećaj, respektivno za upravljanje $U(s)=-kY_f(s)+k_i(R(s)-Y_f(s))/s-k_d s Y_f(s)$, $Y_f(s)=Y(s)/(T_f s+1)$. U Tabeli 1 su date vrijednosti izračunatih parametara PID regulatora za svaki proces pod unaprijed specificiranim ograničenjima na performansu.

$$G_{p1}(s) = \frac{e^{-s}}{s+1}, \quad G_{p2}(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^2},$$

$$G_{p3}(s) = \frac{1}{(s+1)(0.5s+1)^2}, \quad G_{p4}(s) = \frac{1}{(s+1)^4},$$

$$G_{p5}(s) = \frac{1}{(s+1)(0.2s+1)(0.04s+1)(0.008s+1)},$$

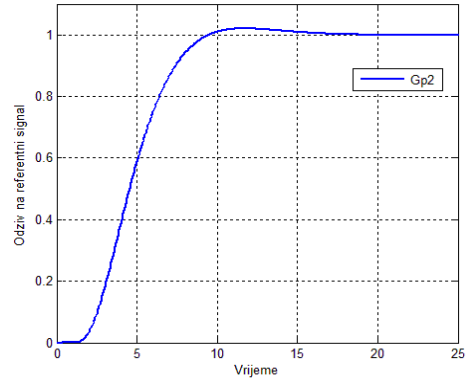
$$G_{p6}(s) = \frac{e^{-0.5s}}{s(0.5s+1)}, \quad G_{p7}(s) = \frac{1}{s(s+1)^3}, \quad G_{p8}(s) = \frac{1-0.5s}{(s+1)^3},$$

$$G_{p9}(s) = \frac{1}{(s+1)(0.25s^2+0.7s+1)}, \quad G_{p10}(s) = \frac{e^{-0.2s}}{s^2+0.1s+1},$$

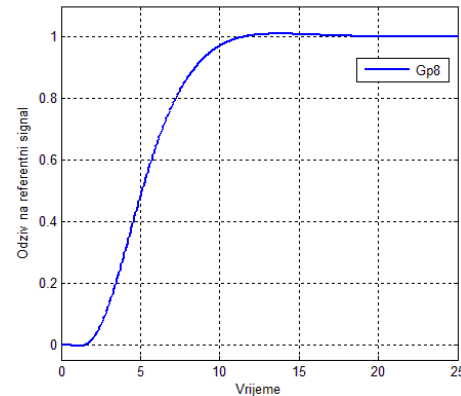
$$G_{p11}(s) = \frac{2e^{-s}}{(10s+1)(5s+1)}, \quad G_{p12}(s) = \frac{1}{\cosh\sqrt{2}s},$$

$$G_{p13}(s) = \frac{e^{-5s}}{(s+1)^3}, \quad G_{p14}(s) = \frac{4e^{-2s}}{4s-1},$$

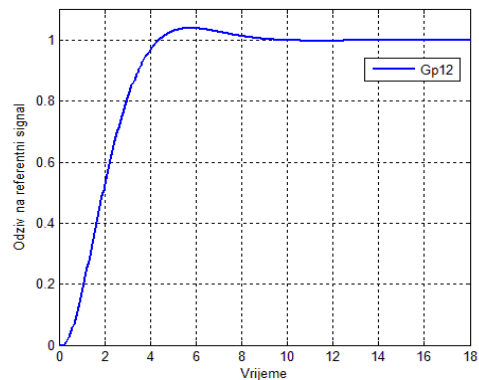
$$G_{p15}(s) = \frac{e^{-0.5s}}{(5s-1)(2s+1)(0.5s+1)}.$$



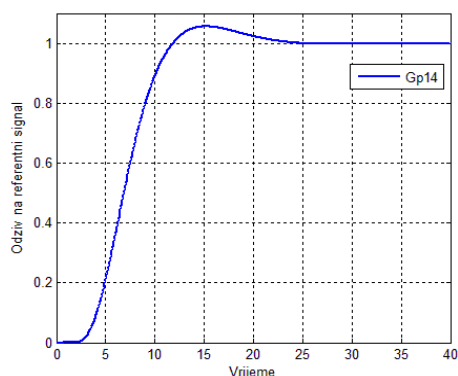
Slika 3. Odziv sistema na step referentni signal za proces $G_{p2}(s)$



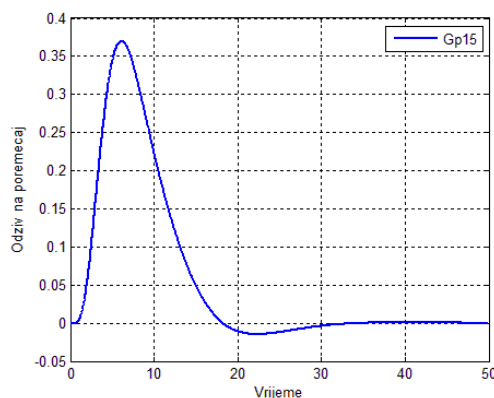
Slika 4. Odziv sistema na step referentni signal za proces $G_{p8}(s)$



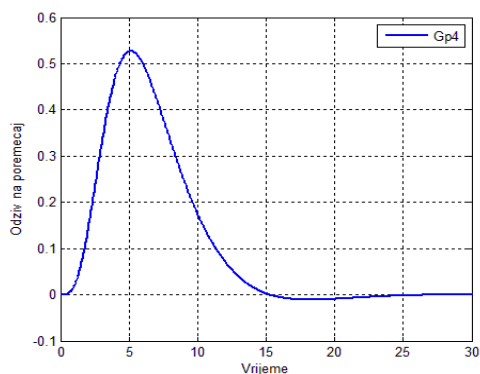
Slika 5. Odziv sistema na step referentni signal za proces $G_{p12}(s)$



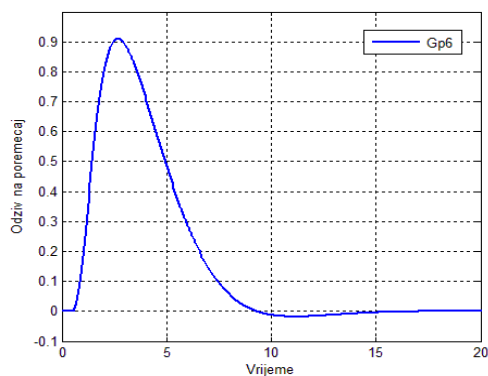
Slika 6. Odziv sistema na step referentni signal za proces $G_{p14}(s)$



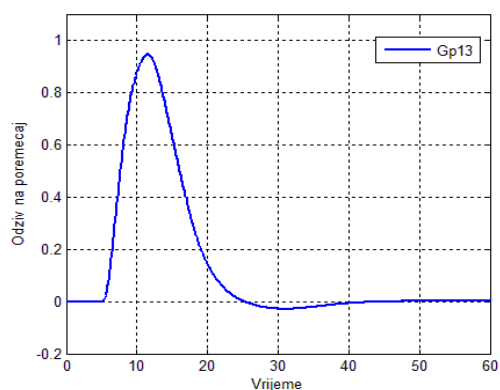
Slika 10. Odziv sistema na step poremećaj za proces $G_{p15}(s)$



Slika 7. Odziv sistema na step poremećaj za proces $G_{p4}(s)$



Slika 8. Odziv sistema na step poremećaj za proces $G_{p6}(s)$



Slika 9. Odziv sistema na step poremećaj za proces $G_{p13}(s)$

TABELA I. REZULTATI PREDLOŽENE PROCEDURE ZA RAZLIČITE VRIJEDNOSTI M_p I T_s

| Proces | m | M_p [%] | t_s [s] | k | k_i | k_d | T_f |
|--------------|-----|-----------|-----------|------|--------|---------|--------|
| $G_{p1}(s)$ | 2 | 2 | 8 | 0.50 | 0.4794 | 0.1526 | 0.0174 |
| $G_{p2}(s)$ | 3 | 2 | 12 | 0.60 | 0.3409 | 0.4249 | 0.0261 |
| $G_{p3}(s)$ | 3 | 3 | 8 | 3.00 | 1.7718 | 2.2361 | 0.0174 |
| $G_{p4}(s)$ | 2 | 2 | 16 | 0.80 | 0.2989 | 0.9135 | 0.0348 |
| $G_{p5}(s)$ | 2 | 2 | 10 | 4.00 | 1.8559 | 4.3171 | 0.0217 |
| $G_{p6}(s)$ | 3 | 2 | 10 | 1.00 | 0.2861 | 0.5775 | 0.0217 |
| $G_{p7}(s)$ | 1 | 4 | 20 | 0.70 | 0.1172 | 1.1982 | 0.0435 |
| $G_{p8}(s)$ | 2 | 1 | 12 | 0.75 | 0.3269 | 0.5992 | 0.0261 |
| $G_{p9}(s)$ | 3 | 3 | 12 | 2.00 | 0.8859 | 2.6069 | 0.0261 |
| $G_{p10}(s)$ | 3 | 3 | 7 | 2.00 | 1.4181 | 2.6772 | 0.0152 |
| $G_{p11}(s)$ | 2 | 5 | 16 | 6.20 | 1.0728 | 12.4493 | 0.0348 |
| $G_{p12}(s)$ | 3 | 4 | 8 | 0.40 | 0.7685 | 0.7296 | 0.0174 |
| $G_{p13}(s)$ | 1 | 3 | 28 | 0.46 | 0.1218 | 0.7788 | 0.0609 |
| $G_{p14}(s)$ | 1 | 5 | 20 | 0.50 | 0.0376 | 0.3764 | 0.0435 |
| $G_{p15}(s)$ | 2 | 4 | 24 | 3.50 | 0.3526 | 6.9780 | 0.0522 |

IV. ZAKLJUČAK

Predložena procedura projektovanja PID regulatora primjenom spektra polova i D-razlaganja pokazala se jednostavnom i efikasnom. Analizom i grafičkim prikazom dobijaju se krive razlaganja koje definišu skup mogućih vrijednosti parametara PID regulatora. Efikasnost opisane procedure je verifikovana na širokoj klasi industrijskih procesa sa transportnim kašnjenjem. Na osnovu dobijenih rezultata zaključuje se da sistem u zatvorenoj sprezi ostvaruje prihvatljive indekse performanse. Napomenimo da je moguće proširenje ove metode i za složene regulatore.

ZAHVALNICA

Autori Tomislav Šekara, Petar Mandić i Mihailo Lazarević zahvaljuju se za podršku Ministarstvu prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije, projekti TR33020 (T.B.Š), TR33047 (P.D.M) i TR35006 (M.P.L).

LITERATURA

- [1] S. Yamamoto and I. Hashimoto, "Present status and future needs: the view from Japanese industry", In Arkun and Ray, Eds., *Chemical Process Control-CPCIV. Proc. 4th Inter. Conf. on Chemical Process Control*, TX, 1991.
- [2] L. Desborough, R. Miller, "Increasing customer value of industrial control performance monitoring—Honeywell's experience", in: *Sixth International Conference on Chemical Process Control, AIChE Symposium Series Number 326, Vol. 98*, 2002.

- [3] K.J. Åström, T. Hagglund, "Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control", *Journal of Process Control*, vol. 14, pp. 635-650, September 2004.
- [4] S. Skogestad, "Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning", *Journal of Process Control*, Vol. 13, pp. 291-309, 2003.
- [5] M. Shamsuzzoha, M. Lee, "IMC-PID controller design for improved disturbance rejection of time-delayed processes", *Industrial & Engineering Chemistry Research*, vol. 46, no.7, pp. 2077-2091, 2007.
- [6] M.R. Mataušek, T.B. Šekara, "PID controller frequency-domain tuning for stable, integrating and unstable processes, including deadtime", *J. Process Control* vol. 21, pp. 17-27, 2011.
- [7] T.B. Šekara, M.R. Mataušek, "Classification of dynamic processes and PID controller tuning in a parameter plane", *J. Process Control* vol. 21, Issue 4, pp. 620-626, 2011.
- [8] H. Panagopoulos, K.J. Åström and T. Hagglund, "Design of PID controllers based on constrained optimization", *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, vol. 149, pp. 32-40 January 2002.
- [9] A. Wallen, K.J. Åström, and T. Hagglund, "Loop-shaping design of PID controllers with constant T_i/T_d ratio", *Asian Journal of Control*, vol. 4, pp. 403-409, December 2002.
- [10] C. Hwang and C-Y. Hsiao, "Solution of non-convex optimization arising in PI/PID control design", *Automatica* vol. 38, pp. 1895-1904, November 2002.
- [11] B. Kristiansson and B. Lennartson, "Evaluation and simple tuning of PID controllers with high-frequency robustness", *Journal of Process Control*, vol. 16, pp. 91-102, February 2006.
- [12] B. Kristiansson and B. Lennartson, "Robust tuning of PI and PID controllers: using derivative action despite sensor noise" *IEEE Control Systems Magazine*, pp. 55-69, February 2006.
- [13] A.J. Isaksson and S.F. Graebe, "Derivative filter is an integral part of PID design", *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, vol. 149 pp. 41-45, January 2002.
- [14] A. Karimi, M. Kunze and R. Longchamp, "Robust controller design by linear programming with application to a double-axis positioning system", *Control Engineering Practice*, vol. 15, pp. 197-208, February 2007.
- [15] T. B. Šekara, M. R. Mataušek, "A simple effective method to obtain a well-tuned PID controller", Proceedings of the 51st, Conference on ETRAN, AU3.1, 2007 (in Serbian).
- [16] T.B. Šekara, M.R. Mataušek, "Optimal tuning of a PI/PID controller for processes defined by a rational transfer function", INFOTEH Vol. 6, Paper A-2, p. 6-9, Jahorina, March 2007 (in Serbian).
- [17] T.B. Šekara and M.R. Mataušek, "Optimization of PID controller based on maximization of the proportional gain under constraints on robustness and sensitivity to measurement noise", *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 54, no.1, pp.184-189, Jan. 2009.
- [18] T.B. Šekara and M.R. Mataušek, "Revisiting the Ziegler-Nichols process dynamics characterization", *J. Process Control* vol. 20, pp. 360-363, 2010.
- [19] T. B. Šekara, M. R. Mataušek, "A four-parameter optimization of aPID controller", Proceedings of 52. Conf. ETRAN, Vol. 1, Palic, Junne 2008 (in Serbian).
- [20] T.B. Šekara, M.R. Mataušek, "Optimal tuning of a PID controller in frequency domain", INFOTEH, Paper A-6, p. 24-27, Bosnia and Herzegovina, Jahorina, March 2009 (in Serbian).
- [21] T.B. Šekara, M.B. Trifunovic, Optimal tuning of a PID controller having a differential compensator connected in series in frequency domain, Proceedings of INDEL, pp. 258-261, Banja Luka, 4-6 November 2010 (in Serbian).
- [22] F.G. Shinsky, "How good are our controllers in absolute performance and robustness?", *Measurement and Control*, vol. 23, pp. 114-121, May 1990.
- [23] K.J. Åström, T. Hagglund, "PID Controllers Theory Design and Tuning, 2nd edition", Instrument Society of America, Research Triangle Park, North Carolina, 1995.
- [24] Yu.I. Neimark, "On the problem of the distribution of the roots of polynomials," *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, vol. 58, pp. 357-360, 1947 (in Russian).
- [25] Yu.I. Neimark, "D-decomposition of the space of the quasipolynomials," *Appl. Math. Mech.*, vol. 13, pp. 349-380, 1949 (in Russian).
- [26] D. Debeljković, *Sinteza linearnih sistema: klasičan i moderan pristup*, Belgrade, Serbia: Čigoja, 2002 (In Serbian)
- [27] Q. G. Wang, Z. Zhang, K. J. Astrom, and L. S. Chek, "Guaranteed dominant pole placement with PID controllers," *Journal of Process Control*, vol. 19, pp. 349-352, 2009.
- [28] M. Stojić, *Kontinualni Sistemi Automatskog Upravljanja*, Belgrade, Serbia: Nauka, 1996 (In Serbian)
- [29] E.N. Gryazina, B.T. Polyak and A.A. Tremba, "D-decomposition Technique State-of-the-art," *Automation and Remote Control*, vol. 69, pp. 1991-2026, 2008.

ABSTRACT

In this paper a novel design method of PID controller for the assigned closed-loop system performance is given by applying pole spectrum and D-decomposition. Given procedure enables to determine a set of admissible PID controller parameters for which the considered system is relatively stable, i.e. meets requirements specified on the closed-loop system performance. The efficiency of the proposed procedure is analyzed with simulations on a wide class of industrial processes with transport delay.

A NEW DESIGN METHOD OF PID CONTROLLER APPLYING POLE SPECTRUM AND D-DECOMPOSITION UNDER CONSTRAINTS ON PERFORMANCE

Marko Bošković, Tomislav B. Šekara, Petar D. Mandić, Mihailo P. Lazarević, Vidan Govedarica