

Jedna nova metoda projektovanja složenih kompenzatora u sistemima upravljanja

Marko Č. Bošković*

Univerzitet u I. Sarajevu
Elektrotehnički fakultet
Istočno Sarajevo, BiH
marko.boskovic@etf.ues.rs.ba

Milan R. Rapačić

*Univerzitet u Novom Sadu
Fakultet tehničkih nauka
Novi Sad, Srbija
rapaja@uns.ac.rs

Tomislav B. Šekara

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

Petar D. Mandić

Mihailo P. Lazarević
Univerzitet u Beogradu
Mašinski fakultet
Beograd, Srbija
pmandic@mas.bg.ac.rs
mlazarevic@mas.bg.ac.rs

Sažetak—U ovom radu je data jedna efikasna metoda projektovanja složenih kompenzatora bez integralnog dejstva. Kompenzatori sa ovakvom strukturom imaju primjenu u robotici i mehatroničkim sistemima. Željeni indeksi performanse i robusnosti ostvaruju se pogodnim izborom jednog podesivog parametra λ što čini predloženu metodu fleksibilnom i jednostavnom za primjenu. Kompenzator je prvenstveno projektovan da se dobiju odzivi bez preskoka sa adekvatnom brzinom reagovanja na step referentni signal, dok su maksimum funkcije osjetljivosti M_s i maksimum komplementarne funkcije osjetljivosti M_p korišćeni kao indeksi robusnosti. Dobijeni kompenzatori su predstavljeni racionalnom funkcijom prenosa relativno niskog reda (manjeg od četiri) primjenom Padé aproksimacije eksponencijalnog člana. Efikasnost predložene metode ilustrovana je numeričkim simulacijama na dvanaest tipičnih predstavnika industrijskih procesa: stabilnih, integralnih i nestabilnih, uključujući i transportno kašnjenje.

Ključne riječi—kompenzator; performansa; robusnost;

I. UVOD

Kompenzatori su neizostavni dio upravljačkih struktura u industriji koji se koriste u cilju poboljšanja dinamičkih osobina sistema kao i ostvarivanja zadate tačnosti u stacionarnom stanju [1]. Tako na primjer, diferencijalni (*lead*) i/ili integralni (*lag*) kompenzatori se koriste za ostvarivanje željenog preteka pojačanja i preteka faze, podešavanje presječne učestanosti pojačanja, propusnog opsega sistema, brzine odziva, vremena smirenja itd. Zahtjevi projektovanja se mogu zadati i u vremenskom i u frekvencijskom domenu pa su razvijene različite tehnike za projektovanje kompenzatora. U mnogim slučajevima nije moguće ostvariti zadatu performansu sa kompenzatorom prvog ili drugog reda pa je neophodno kaskadno vezivati više njih. U tim slučajevima dobijaju se kompenzatori višeg reda (složeni kompenzatori).

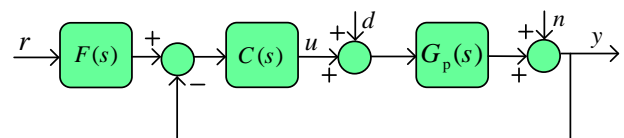
Treba imati u vidu da istu funkciju kao kompenzatori mogu obavljati i različiti tipovi regulatora (P, PI, PID, PIDC itd) [2]. Pri tome, uobičajeno je da kompenzatori nemaju integralno dejstvo, za razliku od PI, PID, PIDC i složenih regulatora. Tipičan takav primjer su diferencijalni kompenzatori realizovani u obliku PD regulatora koji se uspješno koriste za eliminisanje pozicione greške pri kretanju robotskih

manipulatora i drugih mehatroničkih sistema [3]. Pored navedenih zahtjeva, savremene metode projektovanja kompenzatora/regulatora uključuju optimizacione procedure kod kojih se postavljaju ograničenja na performanse i robusnost [4-10].

U ovom radu je predstavljena jedna nova metoda za projektovanje složenih kompenzatora za opšti oblik funkcije prenosa date u racionalnom obliku sa kašnjenjem. Predložena metoda sadrži jedan podesivi parametar λ čijim se izborom postiže željena performansa/robusnost sistema u zatvorenoj sprezi. Da bi se ostvarilo adekvatno praćenje reference koristi se predfilter (*feedforward* filter) funkcije prenosa $F(s)$. Procedura projektovanja kompenzatora se vrši u kontinualnom domenu. Složeni kompenzator je bez integralnog dejstva, opisan je racionalnom funkcijom prenosa što nižeg reda da zadovolji željenu performansu i robusnost sistema upravljanja. Dobijena funkcija prenosa kompenzatora se zatim može efikasno transformisati u digitalnu formu primjenom odgovarajućih metoda diskretizacije čime se omogućava njihova implementacija na digitalnim platformama [11].

II. PROCEDURA PROJEKTOVANJA SLOŽENOG KOMPENZATORA I PREFILTRA

Struktura sistema upravljanja sa kompenzatorom funkcije prenosa $C(s)$ i predfilterom $F(s)$ prikazana je na Sl. 1. Pretpostavlja se da je model procesa funkcije prenosa $G_p(s)$ poznat. Referentni signal je označen sa r , upravljački signal sa u , poremećaj na ulazu procesa sa d , mjerni šum sa n , a izlaz sistema sa y .



Slika 1. Strukturni blok dijagram sistema upravljanja

Široka klasa industrijskih procesa se može predstaviti modelom procesa oblika: racionalni dio redno vezan sa čistim transportnim kašnjenjem L , tj. $G_p(s) = P(s)e^{-Ls}/Q(s)$, gdje su sa $P(s)$ i $Q(s)$ označeni polinomi i $\deg\{Q(s)\} = n \geq \deg\{P(s)\}$.

Neka je željena funkcija komplementarne osjetljivosti sistema sa Sl. 1 zadata u obliku

$$H_z(s) = \frac{\sum_{j=0}^{n-1} \eta_j s^j}{(\lambda s + 1)^{2n-1}} e^{-Ls} \quad (1)$$

gdje su $\eta_j \in \mathbb{R}$, $j=0, \dots, n$ parametri, a $\lambda > 0$ podesivi parametar koji se bira tako da se dobije željena performansa sistema u zatvorenoj sprezi čija je funkcija prenosa $Y(s)/R(s) = F(s)H_z(s)$. Imajući u vidu da je funkcija komplementarne osjetljivosti definisana sa $H(s) = C(s)G_p(s)/(1+C(s)G_p(s))$ slijedi da se funkcija prenosa složenog kompenzatora $C(s)$ može izraziti kao

$$C(s) = \frac{H(s)}{1-H(s)} \frac{1}{G_p(s)} \quad (2)$$

Relacija (2) uz pretpostavljenu željenu funkciju $H(s) = H_z(s)$ dobija oblik

$$C(s) = \frac{Q(s)}{P(s)} \frac{\sum_{j=0}^{n-1} \eta_j s^j}{(\lambda s + 1)^{2n-1} - e^{-Ls} \sum_{j=0}^{n-1} \eta_j s^j} \quad (3)$$

Parametri η_j , $j=0, \dots, n$ se određuju na osnovu (3), iz uslova da se nule funkcije $\Delta(s) = (\lambda s + 1)^{2n-1} - e^{-Ls} \sum_{j=0}^{n-1} \eta_j s^j$

skrate polovima procesa $G_p(s)$ odnosno nulama polinoma $Q(s)$, ako su nule polinoma $P(s)$ u lijevoj poluravni [10]. Ovi uslovi su predstavljeni sa n jednačina pri čemu važi sljedeće pravilo:

a) Neka je broj različitih polova procesa $G_p(s)$ označen sa m , Za svaki od tih polova s_v formira se m jednačina:

$$\Delta(s)|_{s=s_v} = 0 \text{ za } v=1, \dots, m \quad (4)$$

b) Preostalih $n-m$ jednačina se dobija za višestruke polove procesa $G_p(s)$ iz uslova

$$\left. \frac{d^j \Delta(s)}{ds^j} \right|_{s=s_v} = 0 \text{ } j=1, \dots, l_v - 1, \text{ za } v=1, \dots, m \quad (5)$$

Broj jednačina u (5) za svaki pol je $l_v - 1$, gdje l_v višestrukost pola s_v , odakle se dobija da je ukupan broj jednačina u (5)

$\sum_{v=1}^m (l_v - 1) = n - m$. Takođe, uočava se iz (4) da je za procese sa astatizmom prvog reda parametar $\eta_0 = 1$.

Napomena 1. U slučaju kada proces $G_p(s)$ sadrži nule u desnoj poluravni primjenjuje se donekle modifikovani postupak. Polinom $P(s)$ se može zapisati kao $P(s) = P^+(s)P^-(s)$, gdje sa $P^+(s)$ označen polinom sa nulama u desnoj poluravni, a sa $P^-(s)$ u lijevoj poluravni. Modifikovana funkcija $H_z(s)$ se u ovom slučaju zadaje u obliku $H_z^*(s) = P^+(s)H_z(s)$, pa se procedura na opisani način nastavlja [12].

Na osnovu (3) slijedi da je funkcija prenosa kompenzatora neracionalna za procese kod kojih je $L > 0$. Jedan od načina

da se dobije racionalna funkcija prenosa kompenzatora u (3) je da se izvrši Padé aproksimacija [13,14] eksponencijalnog člana e^{-Ls} u okolini $s = 0$ koja je data izrazom

$$e^{-Ls} \approx \frac{U_M(s)}{V_N(s)} = \frac{\sum_{k=0}^M \frac{(M+N-k)!M!}{(M+N)!k!(M-k)!} (-\tau s)^k}{\sum_{k=0}^N \frac{(M+N-k)!N!}{(M+N)!k!(N-k)!} (\tau s)^k} \quad (6)$$

Pri tome se uočava da za $M=N$ koeficijenti polinoma $U_M(s)$ naizmjenično mijenjaju znak, kao i da je $U_M(s) = V_M(-s)$. Na osnovu (3) i (6), funkcija prenosa kompenzatora se dobija u racionalnom obliku

$$C(s) \approx \frac{Q(s)}{P(s)} \frac{B_M(s) \sum_{j=0}^{n-1} \eta_j s^j}{B_M(s)(\lambda s + 1)^{2n-1} - U_M(s) \sum_{j=0}^{n-1} \eta_j s^j} \quad (7)$$

U radu se za sve procese u (6) koristi $M=N$ tako da je relativni red dobijenog kompenzatora 0 (isti stepen polinoma u brojiocu i imeniocu). Vrijednost $M=N$ koja se usvaja zavisi od procesa. Za procese sa nedominantnim transportnim kašnjenjem dovoljno je uzeti $M=N=2$. Treba napomenuti da se u (7), u cilju redukcije reda kompenzatora, svih n parova pol-nula eliminišu, što je obavezno učiniti za nestabilne dipole, pa se kompenzator može predstaviti racionalnom funkcijom prenosa u opštem obliku:

$$C(s) \approx \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_k s^k + L + b_1 s + b_0}{a_k s^k + L + a_1 s + a_0} \quad (8)$$

gdje su koeficijenti b_i i a_i , $i=1, \dots, k$ dobijeni sređivanjem izraza (7). Red funkcije prenosa kompenzatora zavisi od izabrane vrijednosti $M=N$ kao i od reda samog procesa.

Predfilter $F(s)$ se projektuje da bi izlaz sistema u zatvorenoj povratnoj sprezi sa kompenzatorom $C(s)$ pratio zadati referentni signal u nominalnom režimu rada procesa funkcije prenosa $G_p(s)$. Da bi se ostvario odskočni odziv sistema upravljanja bez preskoka predlaže se funkcija prenosa

$$F(s) = \frac{(\lambda s + 1)^{n-1}}{\sum_{j=0}^{n-1} \eta_j s^j} \quad (9)$$

gdje su parametri η_j , $j=0, \dots, n$ prethodno određeni. Time je na osnovu (1) i (9) odziv sistema $Y(s)/R(s) \approx e^{-Ls} / (\lambda s + 1)^n$ u nominalnom režimu, a ostale željene performanse i robusnost se mogu podesiti parametrom λ .

Za ocjenu performanse sistema za svaki od procesa je računato vrijeme porasta t_r i vrijeme smirenja T_s . Vrijeme porasta je definisano kao vrijeme za koje izlaz sistema naraste od 10% do 90% stacionarne vrijednosti, a vrijeme smirenja kao vrijeme za koje izlaz sistema dosegne i ostane u 1% stacionarne vrijednosti na odskočni odziv. Kao indeks robusnosti sistema je razmatran maksimum funkcije osjetljivosti $M_s = \max_{\omega} |1 - H(i\omega)|$. Kao dodatni pokazatelj robusnosti računat je maksimum funkcije komplementarne osjetljivosti $M_p = \max_{\omega} |H(i\omega)|$. Osjetljivost na mjerni šum je

za svaki od procesa vrednovana indeksom M_n definisanim sa $M_n = \max_{\omega} |C(i\omega) / (1 + C(i\omega)G_p(i\omega))|$, [7].

III. SIMULACIONA ANALIZA

Predložena metoda projektovanja kompenzatora je testirana na širokoj klasi industrijskih procesa $G_{p1}(s)$ - $G_{p12}(s)$ koji uključuju stabilne procese, procese neminimalne faze, integralne i nestabilne procese, uključujući i transportno kašnjenje.

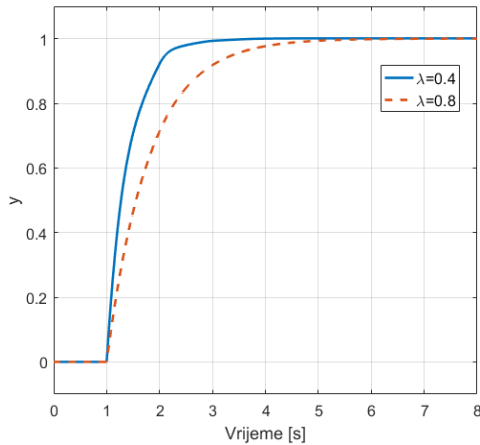
$$G_{p1}(s) = \frac{e^{-s}}{s+1}, G_{p2}(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^2}, G_{p3}(s) = \frac{2e^{-s}}{(10s+1)(5s+1)},$$

$$G_{p4}(s) = \frac{e^{-0.5s}}{s(0.5s+1)}, G_{p5}(s) = \frac{1}{s(s+1)^3},$$

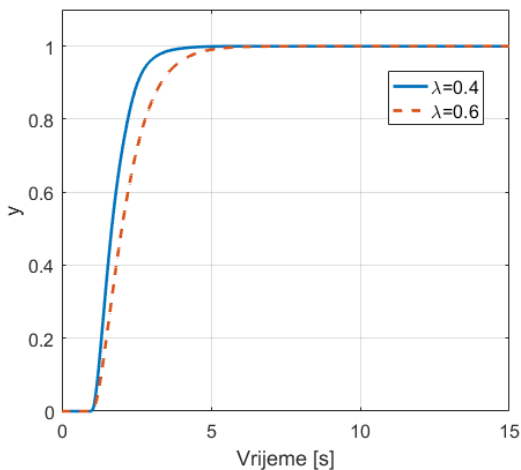
$$G_{p6}(s) = \frac{1-0.5s}{(s+1)^3}, G_{p7}(s) = \frac{1}{(s+1)^4}, G_{p8}(s) = \frac{1}{\prod_{k=0}^3 (0.2^k s + 1)}$$

$$G_{p9}(s) = \frac{1}{(s+1)(0.25s^2 + 0.7s + 1)}, G_{p10}(s) = \frac{e^{-0.1s}}{s^2 + s + 5},$$

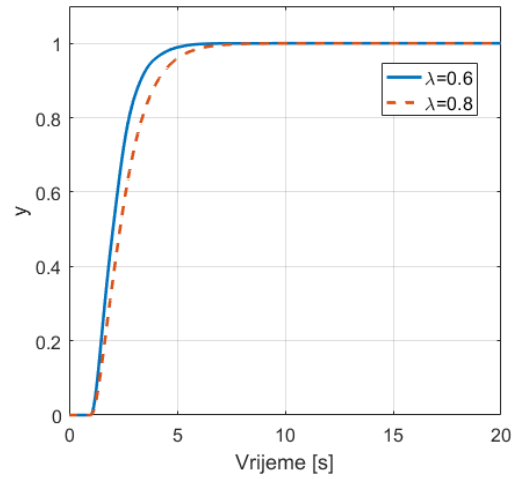
$$G_{p11}(s) = \frac{4e^{-2s}}{4s-1}, G_{p12}(s) = \frac{e^{-0.5s}}{(5s-1)(2s+1)(0.5s+1)}.$$



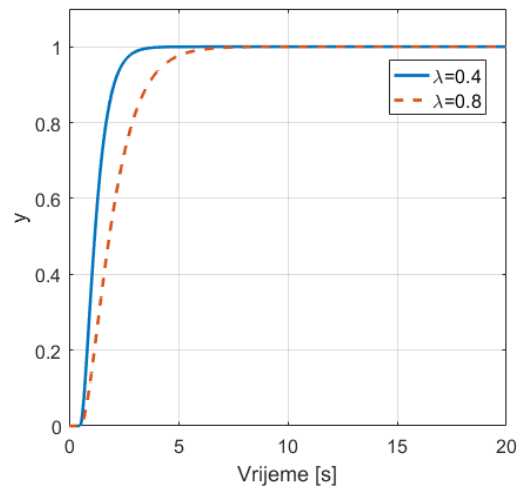
Slika 2. Odziv sistema na jedinični referentni signal za proces $G_{p1}(s)$



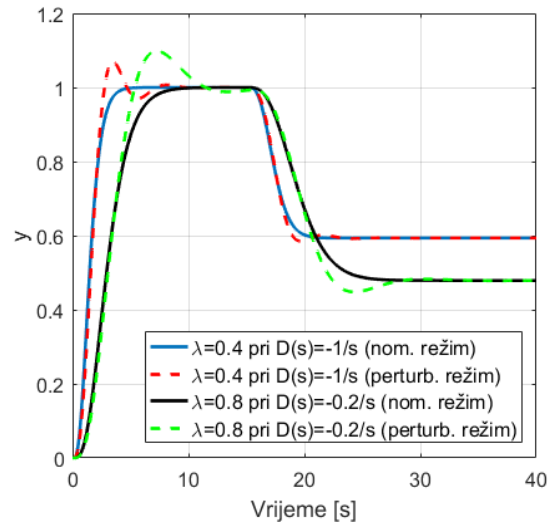
Slika 3. Odziv sistema na jedinični referentni signal za proces $G_{p2}(s)$



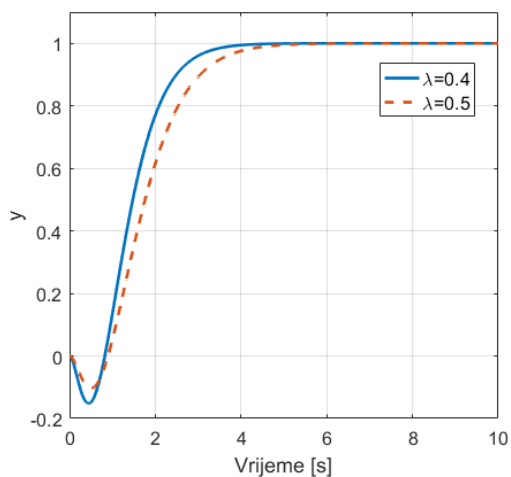
Slika 4. Odziv sistema na jedinični referentni signal za proces $G_{p3}(s)$



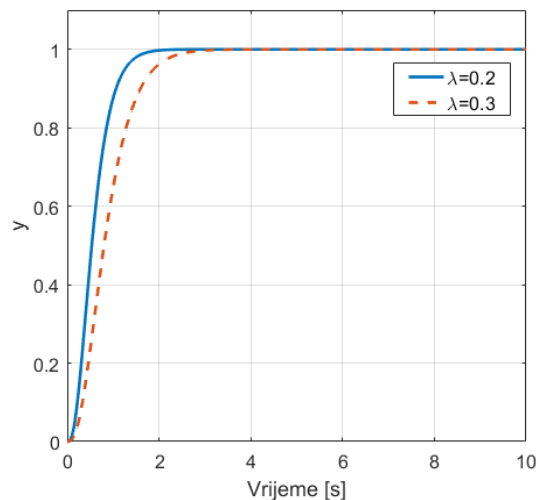
Slika 5. Odziv sistema na jedinični referentni signal za proces $G_{p4}(s)$



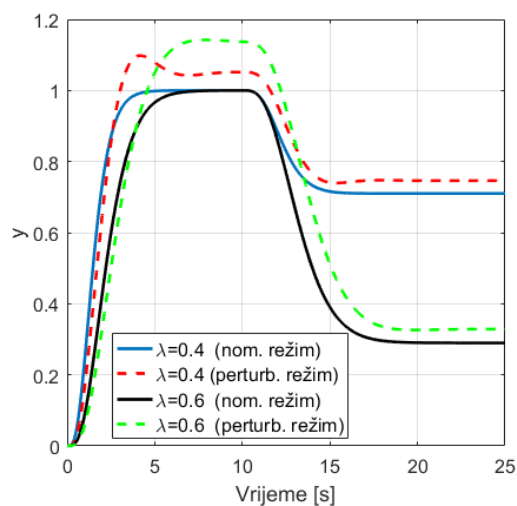
Slika 6. Odziv sistema na jedinični referentni signal i poremećaj u $t=15$ s za $G_{p5}(s)$ u nominalnom i perturbovanom režimu $\hat{G}_{p5}(s) = 1.2 / (s(1.2s+1)^3)$.



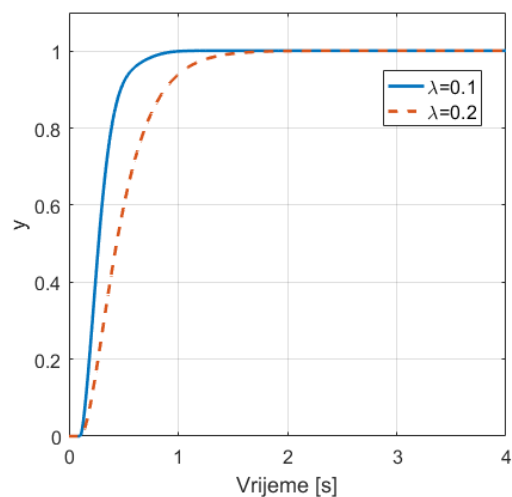
Slika 7. Odziv sistema na jedinični referentni signal za proces $G_{p6}(s)$



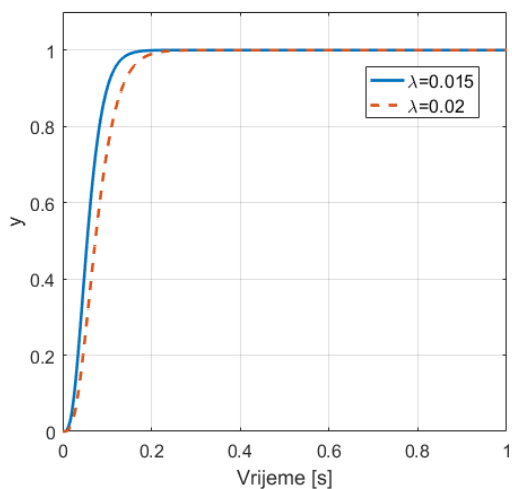
Slika 10. Odziv sistema na jedinični referentni signal za proces $G_{p9}(s)$



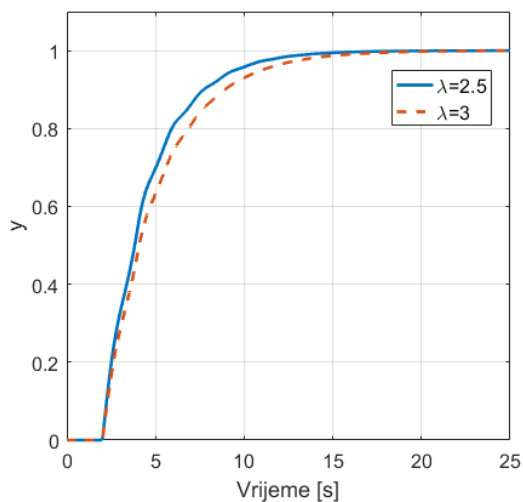
Slika 8. Odziv sistema na jedinični referentni signal i jedinični poremećaj $D(s)=-1/s$ u $t=10$ s za proces $G_{p7}(s)$ u nominalnom i perturbovanom režimu $\hat{G}_{p7}(s)=1.2/(1.2s+1)^4$



Slika 11. Odziv sistema na jedinični referentni signal za proces $G_{p10}(s)$



Slika 9. Odziv sistema na jedinični referentni signal za proces $G_{p8}(s)$



Slika 12. Odziv sistema na jedinični referentni signal za proces $G_{p11}(s)$

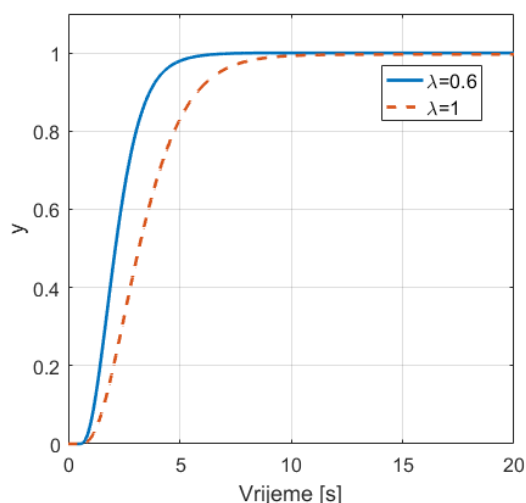
TABELA I. KOEFICIJENTI FUNKCIJE PRENOSA KOMPENZATORA I DOBIJENI INDEKSI PERFORMANSE I ROBUSNOSTI ZA PROCESSE $G_{P1}-G_{P12}$

Proces	λ	Funkcija prenosa kompenzatora $C(s) \approx B(s) / A(s)$				M_s	M_p	M_n	t_r	T_s
		b_3	b_2	b_1	b_0					
		a_3	a_2	a_1	a_0					
$G_{P1}(s)$	0.4	0	0.5518	3.3109	6.6218	1.16	0.22	0.609	0.89	2.84
		0	1	6.9473	23.3575					
$G_{P1}(s)$	0.8	0	0.0919	0.5518	1.1036	1.04	0.07	0.094	1.75	4.66
		0	1	6.1577	13.8923					
$G_{P2}(s)$	0.4	3.7248	27.3150	74.4956	59.5965	1.27	0.32	3.725	1.33	3.73
		1	11.5011	48.0363	127.9942					
$G_{P2}(s)$	0.6	0.5995	4.3055	11.4451	8.5021	1.09	0.15	0.599	2.01	4.99
		1	9	30.7344	47.0516					
$G_{P3}(s)$	0.6	224.0757	1453.8459	3345.2589	1312.7012	2.16	1.36	304.594	1.99	5.07
		1	10.7	38.1403	152.3761					
$G_{P3}(s)$	0.8	107.0903	687.6548	1555.7601	541.3518	1.89	1.19	121.331	2.68	6.32
		1	9.4500	32.0489	89.1716					
$G_{P4}(s)$	0.4	3.8947	54.5495	280.6982	375	1.54	1.00	4.07	1.34	3.16
		1	17.5	113.9606	450.5539					
$G_{P4}(s)$	0.8	0.5271	7.3015	37.0186	46.8750	1.35	1.00	0.63	2.68	5.81
		1	13.7495	69.1281	110.6128					
$G_{P5}(s)$	0.4	354.0625	1221.6562	1460.8594	610.3516	1.77	1.32	354.06	1.97	4.02
		1	14.5	84.75	248.125					
$G_{P5}(s)$	0.8	4.7461	14.2588	14.2815	4.7684	1.40	1.00	4.75	3.95	8.04
		1	5.75	12.5625	12.4219					
$G_{P6}(s)$	0.4	0	28.6875	75.9375	52.3125	1.62	0.69	28.69	1.54	3.71
		0	1	9.5	45.3437					
$G_{P6}(s)$	0.5	0	7.8518	19.2593	12.0741	1.31	0.39	7.85	1.96	4.57
		0	1	7	19.9259					
$G_{P7}(s)$	0.4	177.1875	691.0312	930.2343	433.4766	1.43	0.78	177.19	1.97	4.02
		1	13.5	71.25	176.875					
$G_{P7}(s)$	0.6	6.9136	23.5062	26.8861	10.3521	1.12	0.29	6.91	2.96	6.03
		1	7.6667	21.6667	25.3704					
$G_{P8}(s)$	0.015	6089.0909	1.015e6	3.5885e7	3.718e8	1.92	1.51	13165.4	0.16	0.15
		1	310.6667	40859.3334	2.7279e6					
$G_{P8}(s)$	0.02	1737.4932	2.0789e5	6.0663e6	4.9266e7	1.80	1.36	1834.4	0.21	0.20
		1	193.9999	18205.99999	7.33544e5					
$G_{P9}(s)$	0.2	0	120.9520	483.5619	618.6099	1.38	0.91	120.95	0.84	1.68
		0	1	21.2000	162.6400					
$G_{P9}(s)$	0.3	0	17.0724	47.2441	47.4629	1.17	0.46	17.07	1.27	2.52
		0	1	12.8667	55.4178					
$G_{P10}(s)$	0.1	0	315.1777	14177.8232	7012.4458	2.00	1.32	5366.3	0.32	0.81
		0	1	49.0014	1161.2291					
$G_{P10}(s)$	0.2	0	545.0228	1118.3861	54.5567	1.42	0.85	6116.2	0.67	1.42
		0	1	33.9989	390.5172					
$G_{P11}(s)$	2.5	0	1.0717	3.2150	3.2150	2.22	2.68	2.32	5.47	13.55
		0	1	2.5783	8.0596					
$G_{P11}(s)$	3.0	0	0.9617	2.8853	2.8853	2.20	2.88	1.87	6.63	15.84
		0	1	2.6216	7.5407					
$G_{P12}(s)$	0.6	73.3049	482.0976	840.0421	338.1174	2.00	1.47	73.40	2.49	5.65
		1	10.0331	37.5324	80.9152					
$G_{P12}(s)$	1.0	8.2553	54.9671	96.8138	36.1229	1.94	1.79	10.73	4.18	9.29
		1	6.6906	14.0459	16.0499					

Na Sl. 2-13 prikazani su odzivi sistema na jedinični odskočni referentni signal za različite vrijednosti parametra λ . Parametar λ je biran tako da sistem zadovolji željene performanse sistema (brzinu odziva, vrijeme smirenja itd), kao i adekvatne indekse robusnosti. U Tabeli I dati su indeksi performanse t_r , T_s i M_n , indeksi robusnosti M_s i M_p , i vrijednosti koeficijenata funkcije prenosa kompenzatora za svaki od razmatranih procesa. Sa Sl. 2-13 se uočava da se za manje vrijednosti λ dobija brži odziv, što se vidi iz Tabele I na osnovu vrijednosti t_r i T_s . S druge strane, iz tabele se

zaključuje da se pri manjim vrijednostima podesivog parametra λ može znatno povećati M_n , o čemu se mora voditi računa, kao i da se povećava M_s čime se smanjuje rezerva stabilnosti sistema. Indeks M_p se takođe povećava, a stepen povećanja zavisi od dinamike samog procesa i izabrane vrijednosti parametra λ . Dobijeni rezultati potvrđuju efikasnost predložene metode projektovanja kompenzatora, a fleksibilnost metode proizilazi iz činjenice da operater samo jednim parametrom podešava željenu performansu i robusnost sistema. Sl. 6 i Sl. 8, pored odziva sistema u nominalnom

režimu, prikazuju i odzive sistema u perturbovanom režimu. Na Sl. 6 je prikazan odziv sistema pri jediničnom odskočnom referentnom signalu i poremećaju u trenutku $t=15$ s za integralni proces $\hat{G}_{p5}(s) = 1.2 / (s(1.2s+1)^3)$. Na Sl. 8 prikazan je odziv sistema pri jediničnom odskočnom referentnom signalu i poremećaju u trenutku $t=10$ s za statički proces $\hat{G}_{p7}(s) = 1.2 / (1.2s+1)^4$. U oba slučaja, parametri procesa $\hat{G}_{p5}(s)$ i $\hat{G}_{p7}(s)$ (pojačanje i vremenska konstanta) su za 20% veći u odnosu na nominalne procese. Zaključuje se da za integralne procese (Sl. 6), kompenzator u perturbovanom režimu omogućava praćenje zadate reference (pri $D(s)=0$), dok nije u mogućnosti da potpuno potisne poremećaj. Za statičke procese (Sl. 8), u perturbovanom režimu izlaz u stacionarnom stanju ne prati referentni signal, i ne potiskuje u potpunosti poremećaj. Ovo su ujedno i osnovni nedostaci zašto se u industrijskim radnim uslovima najčešće koriste PI i PID regulatori ili neki složeniji regulatori sa integralnim dejstvom s ciljem potpunog potiskivanja konstantnog poremećaja i da izlaz prati zadatu referencu u stacionarnom stanju.



Slika 13. Odziv sistema na jedinični referentni signal za proces $G_{p12}(s)$

IV. ZAKLJUČAK

Primjenom predložene metode projektovanja složenih kompenzatora ostvaruju se adekvatni indeksi performanse i robusnosti sistema u zatvorenoj sprezi. Fleksibilnost metode proističe iz činjenice da operator pomoću jednog parametra podešava željenu performansu/robusnost. Dobijeni kompenzatori u ovom radu su bez integralnog dejstva i predstavljeni su racionalnim funkcijama prenosa čiji je red manji od četiri, i adekvatne su strukture za praktičnu realizaciju. Efikasnost procedure projektovanja je potvrđena na širokoj klasi industrijskih procesa sa i bez transportnog kašnjenja.

ZAHVALNICA

Autori se zahvaljuju Ministarstvu prosvete, nauke i tehnološkog razvoja Republike Srbije za finansijsku podršku za projekte TR33020 (T.B. Šekara), TR32018 i TR33013 (M.R. Rapaić), TR33047 (P.D. Mandić), TR35006, III41006 (M.P.

Lazarević), kao i za djelimičnu podršku od strane bilateralnog projekta ADFOCMEDER između Republike Srbije i Italije.

LITERATURA

- [1] R.C. Dorf, R.H. Bishop, Modern Control Systems, Addison Wesley, 12th edition, Jan. 2016.
- [2] K.J. Åström, T. Hägglund, "PID Controllers: Theory, Design and Tuning", Instrument Society of America, N. Carolina, USA, 1995.
- [3] R. Kelly, V. Santibanez, A. Loria, "Control of Robot Manipulators in Joint Space", Springer Verlag London, 2005.
- [4] K. J. Åstrom, R. Murray, Advanced PID Control, ISA Instrumentation, Systems and Automation Society, 2006.
- [5] H. Panagopoulos, K.J. Åstrom and T. Hägglund, "Design of PID controllers based on constrained optimization", IEE Proceedings-Control Theory and Applications, vol. 149, pp. 32-40 January 2002.
- [6] B. Kristiansson and B. Lennartson, "Evaluation and simple tuning of PID controllers with high-frequency robustness", J Process Control, Vol. 16, pp. 91-102, February 2006.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] V.R. Segovia, T. Hägglund, K.J. Åström, "Measurement noise filtering for PID controllers", J Process Control, Vol. 24, pp. 299-313, 2014.
- [10] T.B. Šekara, M.B. Trifunović, V. Govedarica, "Projektovanje složenog regulatora u frekvencijskom domenu pod ograničenjima na robusnost i osjetljivost na mjerni šum", INFOTEH-JAHORINA, Vol. 10, Ref. A-2, pp. 6-11, Mart 2011.
- [11] T.B. Šekara, "New transformation polynomials for discretization of analogue systems", El Engineering, Vol. 89, No. 2, pp. 127-147, 2006.
- [12] M.Č. Bošković, T.B. Šekara, M.R. Rapaić, V. Govedarica, "Novel tuning rules for stable dead-time processes with dominant left half-plane zero", in Proc. of Int Symp on Industrial Electronics (INDEL 2016), Banja Luka, Bosnia and Herzegovina, pp. 1-6, 3-5 Nov 2016.
- [13] A. George, J. Baker, G.M. Peter, Pade approximants: Part I. Basic Theory, Addison Wesley, New York, 1981.
- [14] M. Bošković, T.B. Šekara, M.R. Rapaić, B. Jakovljević, "Rational approximations to design controllers for unstable processes, including dead-time", in Proc. of X Int Symp on Industrial Electronics (INDEL 2014), Banja Luka, Bosnia and Herzegovina, pp. 200-204, 6-8 nov 2014.

ABSTRACT

This paper presents an efficient method of designing complex compensators without integral action. Compensators with this structure have application in robotics and mechatronic systems. The desired performance and robustness indices are achieved by a suitable selection of single adjustable parameter λ which makes the proposed method flexible and easy to apply. The compensator is primarily designed to obtain step reference responses without overshoot with adequate response speed, while the maximum sensitivity M_s and the maximum of the complementary sensitivity function M_p are used as indices of robustness. The obtained compensators are represented by the rational transfer function of a low order (less than four) using the Padé approximation of the exponential term. The efficiency of the proposed method is illustrated by simulations on the representatives of the industrial processes: stable, integral and unstable processes, including transport delay.

A NOVEL METHOD FOR DESIGN OF COMPLEX COMPENSATORS IN CONTROL SYSTEMS

Marko Č. Bošković, Milan R. Rapaić, Tomislav B. Šekara, Petar D. Mandić, Mihailo P. Lazarević