

Analiza metode smanjenja uticaja šuma merenja kod upravljanja sa aktivnim potiskivanjem poremećaja

Momir Stanković, Stojadin Manojlović, Srđan Mitrović, Goran Dikić
Vojna akademija,
Beograd, Srbija

momir_stankovic@yahoo.com,
colemanojle@yahoo.com, srdjan.mitrovic@va.mod.gov.rs,
goran.dikic@va.mod.gov.rs

Milica Naumović
Elektronski fakultet
Niš, Srbija

milica.naumovic@elfak.ni.ac.rs

Sažetak—U radu je analizirana metoda smanjenja uticaja mernog šuma kod koncepta upravljanja sa aktivnom potiskivanjem poremećaja (ADRC). Razmatrani algoritam je detaljno opisan na modelu sistema n -tog reda. Simulaciona analiza, sprovedena na modelu brzinskog servosistema u prisustvu Gausovog belog šuma na izlazu sistema, pokazala je značajne prednosti opisanog algoritma u odnosu na konvencionalan ADRC.

Ključne reči— Upravljanje sa aktivnim potiskivanjem poremećaja (ADRC); Prošireni observer stanja (ESO); Šum merenja;

I. UVOD

Koncept upravljanja sa aktivnim potiskivanjem poremećaja (Active Disturbance Rejection Control-ADRC) relativno novijeg datuma i baziran je na ideji projektovanja upravljanja sa što manjom zavisnošću od modela sistema [1]. Celokupna nemodelirana dinamika sistema kao i svi spoljašnji poremećaji predstavljani su jednim totalnim poremećajem. Uvođenjem totalnog poremećaja kao proširenog stanja sistema i estimacijom pomoću proširenog observera stanja (Extended State Observer-ESO), omogućena je njegova aktivna kompenzacija u realnom vremenu. Na taj način model sistema se redukuje na kaskadnu vezu odgovarajućeg broja integratora, koja omogućuje jednostavno upravljanje zatvaranjem povratnih sprega po ostalim estimiranim stanjima sistema. Budući da se u većini savremenih teorija upravljanja projektovanje kontrolera zasniva na poznavanju matematičkog modela procesa, ADRC algoritam predstavlja svojevrstu alternativu konvencionalnim tehnikama. Brojne uspešne primene ADRC u u rešavanju različitih problema upravljanja, kao što su brzinski servosistemi [2], višeosni sistemi [3] i sistemi upravljanja vatrom kod savremenog naoružanja [4], pokazale su robusnost algoritma u prisustvu kako unutrašnjih poremećaja (perturbacija parametara sistema i nemodelirana dinamika) tako i promenljivog spoljašnjeg poremećaja.

Imajući u vidu strukturu ADRC algoritma, kvalitet performansi upravljanja direktno zavisi od uspešnosti procene stanja sistema, a pre svega totalnog poremećaja. Povećanje vrednosti pojačanja ESO dovodi do kvalitetnije estimacije, ali velike vrednosti pojačanja mogu biti uzrok problema u sistemima sa mernim šumom na izlazu. Naime, za estimaciju stanja ESO koristi upravljački i izlazni signal, tako da povećanjem pojačanja observera povećava se i uticaj šuma merenja na estimaciju stanja, čime se smanjuju rezerve stabilnosti ADRC sistema. Šum merenja najčešće je posledica nesavršenosti mernih senzora, tako da u većini praktičnih implementacija mora biti razmatran.

Potencijalno rešenje problema uticaja šuma na kvalitet estimacije generalizovanog proporcionalno-integralnog (GPI) observera predložen je u [5]. Uvođenjem dodatnog stanja sistema u vidu integrala izlaza, praktično je postignuto dekuplovanje šuma merenja od ulaza observera i na taj način smanjen njegov uticaj na estimaciju. Primena predloženog metoda u ADRC algoritmu opisana je u [6]. Praktična implementacija na laboratorijskim modelima pokazala je značajne prednosti modifikovanog ADRC koncepta u realnim uslovima.

U ovom radu u literaturi predložena modifikacija ADRC algoritma [6], opisana je na primeru sistema n -tog reda. Usporedna analiza performansi klasičnog i modifikovanog ADRC sprovedena je na modelu brzinskog servosistema u prisustvu šuma merenja na izlazu. Kvalitet estimacije totalnog poremećaja, oblik upravljačkog signala i stabilnost sistema, razmatrani su u zavisnosti od propusnog opsega kontrolera i propusnog opsega observera. Rezultati su pokazali bolje performanse i veću stabilnost modifikovanog ADRC koncepta.

II. ADRC ALGORITAM SA KOMPENZACIJOM ŠUMA MERENJA

A. Koncept ADRC-a

Razmotrimo sistem n -tog reda, sa jednim ulazom $u(t)$ i izlazom $y(t)$, opisan jednačinom:

$$y^{(n)}(t) = f_{\text{int}}(y^{(n-1)}(t), \dots, y(t), t) + bu(t) + w(t), \quad (1)$$

gde je $f_{\text{int}}(\cdot)$ nepoznata unutrašnja dinamika sistema, $w(t)$ spoljašnji poremećaj, a b nepoznati parametar sistema, koji možemo zapisati u obliku $b = b_0 + \Delta b$, gde je b_0 najbolja aproksimacija vrednosti parametra. Ukoliko nepoznatu unutrašnju dinamiku $f_{\text{int}}(\cdot)$, spoljašnji poremećaj $w(t)$ i grešku u aproksimaciji parametra Δb , uvrstimo u jedan totalni poremećaj $f(t) = f_{\text{int}}(\cdot) + w(t) + \Delta b u(t)$, sistem (1) možemo zapisati u obliku:

$$y^{(n)}(t) = f(t) + b_0 u(t), \quad (2)$$

ili u formi modela u prostoru stanja kao:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t), \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-1}(t) &= x_n(t), \\ \dot{x}_n(t) &= f(t) + bu(t), \\ y(t) &= x_1(t) \end{aligned} \quad (3)$$

gde je $X = [x_1, \dots, x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ vektor stanja sistema. Kako je analitički izraz funkcije $f(t)$ nepoznat, koncept ADRC-a polazi od ideje njene estimacije i kompenzacije u realnom vremenu. Ukoliko pretpostavimo da je $f(t)$ diferencijabilna funkcija, sistem (3) možemo proširiti sa novom promenljivom stanja:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t), \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-1}(t) &= x_n(t), \\ \dot{x}_n(t) &= \dot{x}_{n+1}(t) + bu(t), \\ \dot{x}_{n+1}(t) &= \dot{f}(t), \\ y(t) &= x_1(t). \end{aligned} \quad (4)$$

Estimaciju stanja sistema (4) ostvarujemo primenom opserversa $n+1$ reda, (proširenog opserversa stanja (ESO)), koji ima formu klasičnog Luenbergovog opserversa:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1(t) &= \hat{x}_2(t) + \beta_1 e(t), \\ &\vdots \\ \dot{\hat{x}}_{n-1}(t) &= \hat{x}_n(t) + \beta_{n-1} e(t), \\ \dot{\hat{x}}_n(t) &= x_{n+1}(t) + bu(t) + \beta_n e(t), \\ \dot{\hat{x}}_{n+1}(t) &= \beta_{n+1} e(t), \end{aligned} \quad (5)$$

gde je $\hat{X} = [\hat{x}_1, \dots, \hat{x}_{n+1}]^T \in \mathbb{R}^{n+1}$ - vektor estimiranih stanja, $e = x_1 - \hat{x}_1$ greška procene stanja x_1 , a $\beta_i (i \in [1, n+1])$, pojačanja opserversa. Dinamiku greške procene stanja opserversa možemo opisati jednačinom:

$$e^{(n+1)}(t) + \beta_1 e^{(n)}(t) + \dots + \beta_{n+1} e(t) = \dot{f}(t) \quad (6)$$

i u slučaju kada funkcija $f(t)$ zadovoljava globalno Lipschitz-ov uslov, moguće je naći vrednosti pojačanja opserversa $\beta_i (i \in [1, n+1])$, tako da greška estimacije $e(t)$ asimptotski konvergira nuli [7]. Zbog jednostavnosti projektovanja opserversa obično se uzima da polovi opserversa budu u istoj tački $-\omega_0$, tako da se pojačanja opserversa dobijaju iz jednačine:

$$s^{n+1} + \beta_1 s^n + \dots + \beta_{n+1} = (s + \omega_0)^{n+1}. \quad (7)$$

Pretpostavimo da je potrebno realizovati kontroler za sistem (1), čiji je cilj praćenje zadatog ulaznog referentnog signala $r(t)$. Aktivna kompenzacija totalnog poremećaja u realnom vremenu ostvaruje se zatvaranjem negativne povratne sprege pomoću estimirane vrednosti totalnog poremećaja \hat{x}_{n+1} :

$$u(t) = \frac{-\hat{x}_{n+1} + u_0(t)}{b_0}, \quad (8)$$

tako da za dobro podešen ESO ($\hat{x}_{n+1}(t) \approx f(t)$), sistem (1) možemo posmatrati kao rednu vezu n integratora, odnosno:

$$y^{(n)}(t) \approx u_0(t), \quad (9)$$

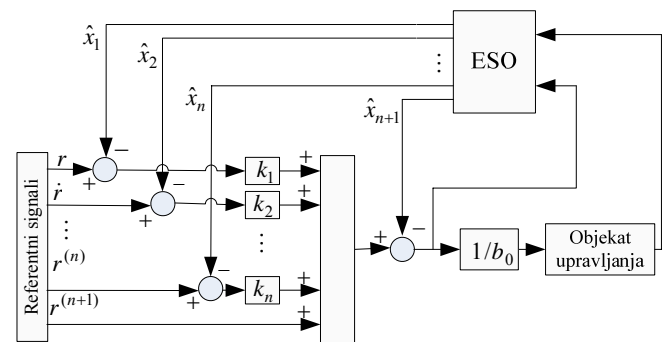
gde $u_0(t)$ predstavlja jednostavan zakon upravljanja koji ostvarujemo zatvaranjem povratnih sprega po ostalim stanjima sistema:

$$u_0(t) = [r(t)^{(n)} + k_1(r(t) - \hat{x}_1(t)) + \dots + k_n(r^{(n-1)}(t) - \hat{x}_n(t))] \quad (10)$$

gde je $r^{(n)}(t)$ n -ti izvod referentnog signala, a $k_i (i \in [1, n])$ pojačanja kontrolera, koja proračunavamo na osnovu željenog propusnog opsega ω_c :

$$s^n + k_n s^{n-1} + \dots + k_1 = (s + \omega_c)^n. \quad (11)$$

Strukturni blok dijagram upravljanja sa aktivnom kompenzacijom poremećaja prikazan je na Sl. 1.



Slika 1. Strukturni blok dijagram upravljanja sa aktivnom kompenzacijom poremećaja (ADRC)

Možemo primetiti da je za projektovanje upravljanja dovoljno poznavati aproksimativnu vrednost parametra b_0 i

red sistema n . Performanse sistema podešavamo izborom propusnog opsega kontrolera ω_c , dok se za propusni opseg opserversa ω_0 bira vrednost [8]:

$$\omega_0 = (3 \div 10)\omega_c. \quad (12)$$

B. Uticaj šuma merenja na ADRC

Performanse ADRC-a zavise od kvaliteta estimacije stanja sistema, a pre svega od estimacije totalnog poremećaja $f(t)$. Iz (6) vidimo da na brzinu konvergencije greške estimacije $e(t)$, utiču vrednosti pojačanja ESO β_i , odnosno vrednost propusnog opsega opserversa ω_0 , tako da sa povećanjem ω_0 dobijamo kvalitetniju estimaciju promenljivih stanja sistema. Međutim, dinamika greške opservacije (6), razmatrana je za slučaj kada merni šum na izlazu sistema $y(t)$ nije uzet u obzir, što je neophodno učiniti u većini realnih implementacija, zbog neizostavnog šuma mernih senzora.

Razmotrimo slučaj modela sa aditivnim šumom merenja na izlazu, koji opisujemo jednačinom u prostoru stanja:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1(t) &= x_2(t), \\ &\vdots \\ \dot{\hat{x}}_{n-1}(t) &= x_n(t), \\ \dot{\hat{x}}_n(t) &= \dot{x}_{n+1}(t) + bu(t), \\ \dot{\hat{x}}_{n+1}(t) &= \dot{f}(t), \\ y(t) &= x_1(t) + d(t), \end{aligned} \quad (13)$$

gde $d(t)$ predstavlja vrednost šuma merenja. Dinamika greške procene stanja opserversa (6) za sistem (13) dobija oblik:

$$\begin{aligned} e^{(n+1)}(t) + \beta_1 \bar{e}^{(n)}(t) + \dots + \beta_{n+1} \bar{e}(t) = \\ = \dot{f}(t) + d^{(n+1)}(t) - \beta_1 d^{(n)}(t) - \dots - \beta_{n+1} d(t) \end{aligned} \quad (14)$$

gde je $e(t) = y(t) - \hat{x}_1(t) = x_1(t) + d(t) - \hat{x}_1(t) = \bar{e}(t) + d(t)$. Dinamika greške estimacije sada zavisi od šuma merenja $d(t)$ i ta zavisnost raste sa povećanjem vrednosti pojačanja opserversa β_i . Prema tome, izbor propusnog opsega opserversa ω_0 predstavljaće kompromis između brzine konvergencije i uticaja šuma merenja.

C. Kompenzacija šuma merenja

U cilju smanjenja uticaja šuma merenja predlaže se proširenje sistema (13) sa još jednom fiktivnom promenljivom stanja $x_0(t) = \int_0^t y(\tau) d\tau = \int_0^t [x_1(\tau) + d(\tau)] d\tau$, koja predstavlja integral izlaza sistema. Dakle, model sistema (3) proširen sa dva stanja $x_0(t)$ i $x_{n+1}(t)$, poprima oblik:

$$\begin{aligned} \dot{x}_0(t) &= x_1(t) + d(t), \\ \dot{x}_1(t) &= x_2(t), \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-1}(t) &= x_n(t), \\ \dot{x}_n(t) &= \dot{x}_{n+1}(t) + bu(t), \\ \dot{x}_{n+1}(t) &= \dot{f}(t), \\ y(t) &= x_1(t) + d(t). \end{aligned} \quad (15)$$

Prošireni opservers stanja za sistem (15) (ESO*) biće $n+2$. reda i imaće oblik:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_0(t) &= \hat{x}_1(t) + \beta_0 e_0(t) \\ \dot{\hat{x}}_1(t) &= \hat{x}_2(t) + \beta_1 e_0(t), \\ &\vdots \\ \dot{\hat{x}}_{n-1}(t) &= \hat{x}_n(t) + \beta_{n-1} e_0(t), \\ \dot{\hat{x}}_n(t) &= x_{n+1}(t) + bu(t) + \beta_n e_0(t), \\ \dot{\hat{x}}_{n+1}(t) &= \beta_{n+1} e_0(t), \end{aligned} \quad (16)$$

gde je $e_0(t) = x_0(t) - \hat{x}_0(t)$. Dinamiku greške estimacije u ovom slučaju možemo opisati jednačinom:

$$e_0^{(n+2)}(t) + \beta_0 e_0^{(n+1)}(t) + \dots + \beta_{n+1} e_0(t) = \dot{f}(t) + d^{(n+1)}(t) \quad (17)$$

Ako uporedimo jednačine (14) i (17) možemo zaključiti da ESO* ima značajno manju zavisnost greške estimacije od šuma merenja i pojačanja opserversa β_i . Ulaz opserversa predstavlja integral izlaza sistema, čime se praktično deklupluje šum merenja od pojačanja opserversa. Fiktivno stanje $\hat{x}_0(t)$ služi za formiranje signala greške $e_0(t)$ i preko njega se ne vrši zatvaranje povratne sprege. Formiranje upravljačkog signala kod sistema sa ESO* ostvaruje se na isti način kao i kod konvencionalnog ADRC-a (Sl.1).

III. ANALIZA PERFORMANSI

Performanse klasičnog ADRC i ADRC algoritma sa ESO* (u oznaci ADRC*) u prisustvu šuma merenja na izlazu sistema, analizirane su na modelu brzinskog servosistema sa motorom jednosmerne struje kao izvršnim elementom. Motor jednosmerne struje modelovan je funkcijom prenosa prvog reda:

$$G_{ma}(s) = \frac{\omega_m(s)}{u_m(s)} = \frac{k_{em} / (R_a F_e + k_{em} k_{me})}{s R_a J_e / (R_a F_e + k_{em} k_{me}) + 1} = \frac{K_m}{T_m s + 1} \quad (19)$$

gde je u_m napon rotorskog namotaja, a ω_m ugaona brzina rotora, dok su vrednosti parametara motora date u Tabeli 1.

TABELA I. PARAMETRI SISTEMA

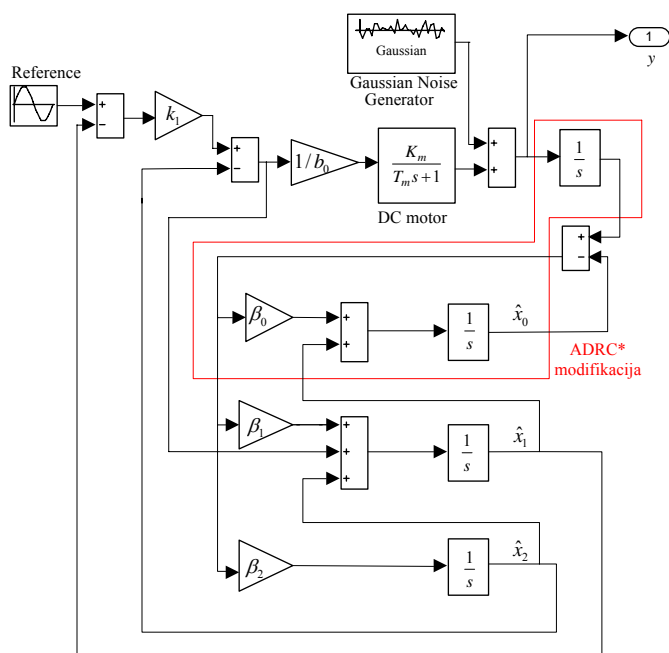
Parametar		Vrednost
Otpornost namotaja armature	R_a	8.91 Ω
Moment inercije	J_e	$2.93 \cdot 10^{-5} \text{ kg m}^2$
Koeficijent viskoznog trenja	F_e	$11.7 \cdot 10^{-5} \text{ kg m}^2/\text{rad/s}$
Elektromehanička konstanta	k_{em}	0.103 Nm/A
Mehaničko-električna konstanta	k_{me}	0.103 V/rad/s

Modeli u prostoru stanja za slučaj ADRC i ADRC* imaju sledeće oblike:

$$ADRC \begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t) + b_0 u(t) \\ \dot{x}_2(t) = \dot{f}(t) \\ y(t) = x_1(t) + d(t) \end{cases} \quad (18)$$

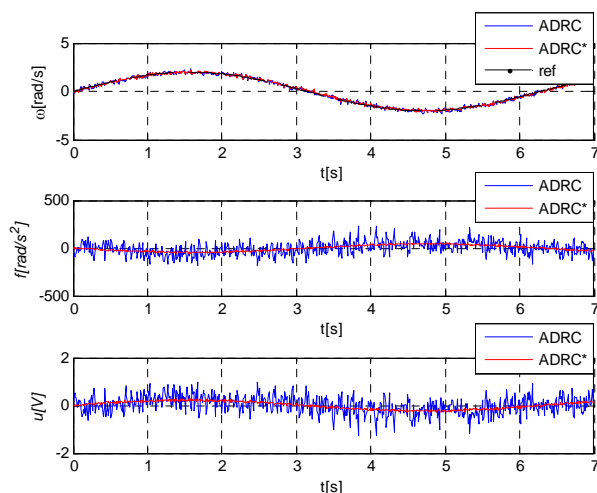
$$ADRC^* \begin{cases} \dot{x}_0(t) = x_1(t) + d(t) \\ \dot{x}_1(t) = x_2(t) + b_0 u(t) \\ \dot{x}_2(t) = \dot{f}(t) \\ y(t) = x_1(t) + d(t) \end{cases} \quad (19)$$

gde je $y(t) = \omega_m(t)$, $u(t) = u_m(t)$ i $b_0 = k_{em} / R_a J_e$. U postupku projektovanja usvojeno je $\omega_c = 30 \text{ rad/s}$ i $\omega_0 = 6\omega_c$. Šum merenja je simuliran Gausovim belim šumom sa varijansom $\delta = 0.01 \text{ rad/s}$. Simulacioni dijagram ADRC* sistema prikazan je na Sl. 2.



Slika 2. Simulacioni dijagram ADRC* sistema

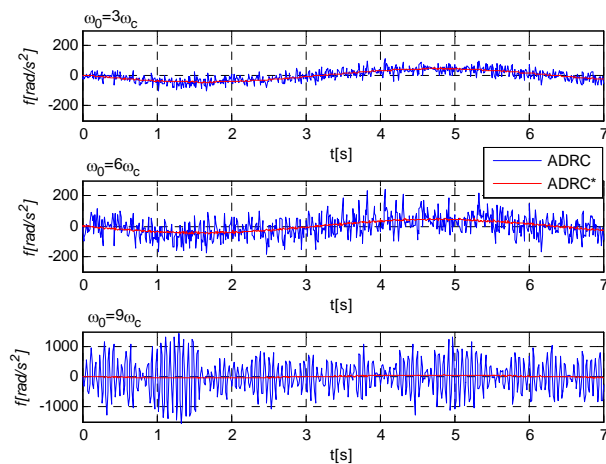
Odzivi sistema na referentnu pobudu, $r(t) = 2 \sin t$, estimacije totalnog poremećaja $f(t)$ i upravljački signali prikazani su na Sl. 3.



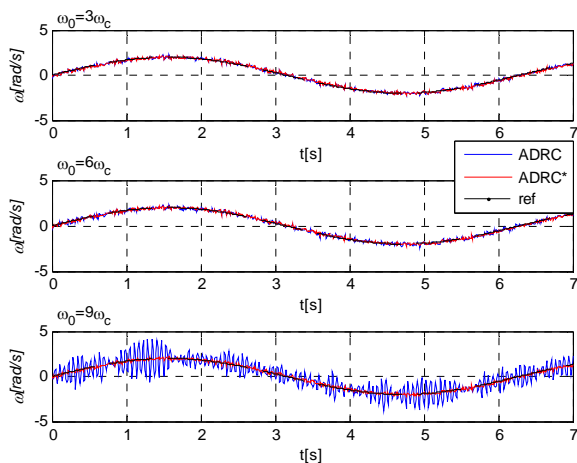
Slika 3. Uporedne karakteristike odziva sistema, estimacije totalnog poremećaja i upravljačkih signala

Primitimo da algoritam ADRC* značajno bolje estimira vrednost totalnog poremećaja $f(t)$ u prisustvu šuma merenja. Samim tim uticaj šuma merenja na upravljački signal je znatno manje izražen, što kod praktične implementacije značajno utiče na poboljšanje performansi upravljanja.

Analiza uticaja vrednosti propusnog opsega opserversa ω_0 , pri konstantnom $\omega_c = 30 \text{ rad/s}$, na kvalitet estimacije $f(t)$ i odziv sistema, prikazani su na Sl. 4 i Sl. 5, respektivno.



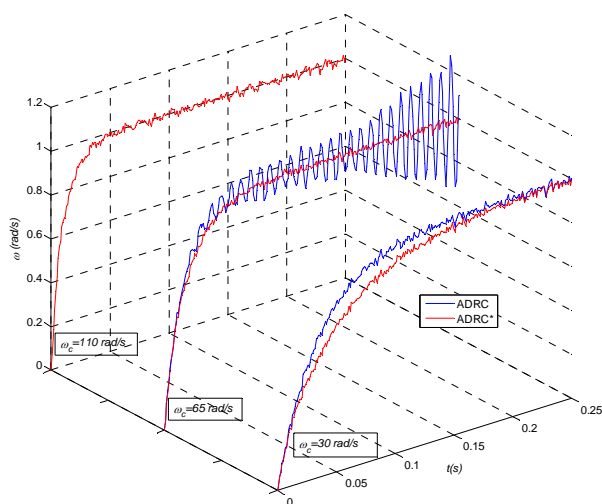
Slika 4. Uporedne karakteristike estimacije totalnog poremećaja za različite vrednosti ω_0



Slika 5. Uporedne karakteristike odziva sistema za različite vrednosti ω_0

Uočimo da kod ADRC algoritma uticaj šuma merenja na kvalitet estimacije $f(t)$ raste sa porastom propusnog opsega observera, tako da pri vrednosti $\omega_0 = 9\omega_c$ performanse sistema postaju značajno narušene, dok za vrednosti $\omega_0 > 9\omega_c$ sistem postaje nestabilan. U slučaju primene ADRC* uticaj šuma merenja sa uvećanjem ω_0 je značajno manji. Ovime se omogućuje rad observera sa širim propusnim opsegom, što dovodi do kvalitetnije estimacije promenljivih stanja i boljih performansi sistema.

Odzivi sistema na jediničnu step pobudu, za različite vrednosti propusnog opsega kontrolera ω_c i $\omega_0 = 5\omega_c$ prikazan je na Sl. 6.



Slika 6. Odzivi sistema na step pobudu za različite vrednosti ω_c

Možemo primetiti da pri manjim vrednostima propusnog opsega kontrolera $\omega_c = 30 \text{ rad/s}$, ADRC sistem ima neznatno

bolje performanse, ali da sa povećanjem ω_c dolazi do narušavanja stabilnosti. Pri vrednosti $\omega_c = 65 \text{ rad/s}$ ADRC sistem postaje nestabilan, dok ADRC* omogućava stabilan rad sistem do $\omega_c = 110 \text{ rad/s}$ i samim time značajno bolje performanse upravljanja.

IV. ZAKLJUČAK

U radu je razmatrana i simulacijama na računaru verifikovana tehnika smanjenja uticaja šuma merenja, kojom je modifikovan konvencionalni koncept upravljanja sa aktivnim potiskivanjem poremećaja (ADRC). Predloženom modifikacijom minimizuje se uticaj mernog šuma na kvalitet procene stanja sistema, čime se povećava rezerva stabilnosti i robusnost sistema.

ZAHVALNICA

Rad je delom podržan od strane Ministarstva prosvete i nauke Republike Srbije u okviru Projekta III44004 (2011-2016).

LITERATURA

- [1] J. Han, "From PID to active disturbance rejection control", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56(3), pp. 900-906, 2009. doi: [10.1109/TIE.2008.2011621](https://doi.org/10.1109/TIE.2008.2011621)
- [2] G. Feng, Y.F. Liu and L. Huang, "A new robust algorithm to improve the dynamic performance on the speed control of induction motor drive", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9(6). Pp. 1614-1627, 2004. doi: [10.1109/TPEL.2004.836619](https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.836619)
- [3] M. Przybyła, M. Kordasz, R. Madoński, P. Herman and P. Sauer, "Active Disturbance Rejection Control of a 2DOF manipulator with significant modeling uncertainty", Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences, vol. 60(3), pp.509-520, 2012. doi: [10.2478/v10175-012-0064-z](https://doi.org/10.2478/v10175-012-0064-z)
- [4] Y. Xia, L. Dai, M. Fu, C. Li and C. Wang, "Application of active disturbance rejection control in tank gun control system", Journal of the Franklin Institute, vol. 351(4), pp. 2299-2314, 2014. doi: [10.1016/j.jfranklin.2013.02.003](https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2013.02.003)
- [5] V. Martinez, A. Rodriguez and R. Sira, "Robust GPI observer under noisy measurements", In: Proceedings of international conference on electrical engineering, computer science and automatic control, pp. 550-554, 2009.
- [6] R. Madoński and P. Herman, "Method of sensor noise attenuation in high-gain observers-experimental verification on two laboratory systems". In: Proceedings of international symposium on robotic and sensors environments, Magdeburg, pp. 121-126, 2012.
- [7] Q. Zheng, L. Gao and Z. Gao, "On Stability Analysis of Active Disturbance Rejection Control for Nonlinear Time-Varying Plants with Unknown Dynamics", IEEE Conference on Decision and Control, pp. 3501-3506, New Orleans, 2007.
- [8] R. Miklošovic, A. Radke and Z. Gao, "Discrete implementation and generalization of the extended state observer", In: Proceedings of the IEEE American Control Conference (ACC) pp. 2209-2214, 2006. doi: [10.1109/ACC.2006.1656547](https://doi.org/10.1109/ACC.2006.1656547)

ABSTRACT

In this paper, a method of measurement noise attenuation implemented in the concept of the Active Disturbance Rejection Control (ADRC) is analyzed. The considered algorithm is described in detail in the case of the n -th order

system. Simulation analysis is carried out by using the speed servo system model with a Gaussian white measurement noise. The results show some significant advantages of the proposed algorithm over the conventional ADRC.

**ANALYSIS OF METHOD FOR MEASUREMENT
NOISE ATTENUATION IN ACTIVE DISTURBANCE
REJECTION CONTROL**

Momir Stanković, Milica Naumović, Stojadin
Manojlović, Srđan Mitrović, Goran Dikić.