

Adaptivni rezonantni prošireni opservers stanja u konceptu upravljanja sa aktivnim potiskivanjem poremećaja

Momir Stanković, Stojadin Manojlović, Srđan Mitrović, Davorin Mikluc i Milica Naumović

Apstrakt— U radu je predložena nova struktura regulatora na bazi rezonantnog proširenog opserversa stanja (*Resonant Extended State Observer* -RESO) sa ugrađenim adaptivnim estimatorom rezonante učestanosti. Na ovaj način omogućeno je adaptivno podešavanje parametara RESO-a, odnosno procena totalnog poremećaja nepoznate frekvencije. Performanse praćenja prostoperiodičnih i složenoperiodičnih referenci, primenom predloženog rešenja u konceptu upravljanja sa aktivnim potiskivanjem poremećaja (*Active Disturbance Rejection Control*-ADRC) sa jednim stepenom slobode, su pokazale efikasnost ovakve strukture u slučajevima kada je frekvencija referentnog signala nepoznata ili promenljiva.

Ključne reči—Upravljanje sa aktivnim potiskivanjem poremećaja (ADRC); Rezonantni prošireni opservers stanja (RESO); Adaptivni estimator učestanosti.

I. UVOD

Upravljanje sa aktivnim potiskivanjem poremećaja (*Active Disturbance Rejection Control*-ADRC) je koncept upravljanja novijeg datuma koji predstavlja efikasnu alternativu klasičnoj i modernim teorijama sistema automatskog upravljanja [1]. Naime, projektovanje upravljanja primenom opserversa stanja, odnosno na bazi opisa sistema u prostoru stanja čini ADRC algoritam bliskim savremenim teorijama upravljanja, a minimalna zavisnost kvaliteta upravljanja od poznavanja modela procesa, kao i relativno jednostavan upravljački algoritam predstavljaju osobine koje odgovaraju klasičnoj tehnici upravljanja.

Polazeći od činjenice da u najvećem broju slučajeva nije moguće precizno identifikovati i modelovati objekat upravljanja, a samim tim i ostvariti željene performanse upravljanja, ADRC koncept uvodi ideju da se model bilo kog sistema n -tog reda

$$y^{(n)}(t) = \zeta(y(t), \dot{y}(t), \dots, y^{(n-1)}(t), u(t)) + bu(t) + d(t), \quad (1)$$

Momir Stanković – Vojna akademija, Univerzitet odbrane u Beogradu, Pavla Jurišića 31, 11000 Beograd, (e-mail: momir_stankovic@yahoo.com).

Stojadin Manojlović – Vojna akademija, Univerzitet odbrane u Beogradu, Pavla Jurišića 31, 11000 Beograd, (e-mail: colemanojle@yahoo.com).

Srđan Mitrović – Vojna akademija, Univerzitet odbrane u Beogradu, Pavla Jurišića 31, 11000 Beograd, (e-mail: srdjan.mitrovic@va.mod.gov.rs).

Davorin Mikluc – Vojna akademija, Univerzitet odbrane u Beogradu, Pavla Jurišića 31, 11000 Beograd, (e-mail: miklucd@yahoo.com).

Milica Naumović – Elektronski fakultet, Univerzitet u Nišu, Aleksandra Medvedeva 14, 18000 Niš, Srbija (e-mail: milica.naumovic@elfak.ni.ac.rs).

sa upravljačkim ulazom $u(t)$, izlazom $y(t)$ i spoljašnjim poremećajem $d(t)$, može zapisati u formi

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

gde je b_0 najbolja aproksimacija parametra b , dok

$$f(t) = \zeta(y(t), \dot{y}(t), \dots, y^{(n-1)}(t), u(t)) + (b - b_0)u(t) + d(t), \quad (3)$$

predstavlja totalni (ukupni) poremećaj sistema, koji obuhvata unutrašnju nepoznatu dinamiku i spoljašnje poremećaje. Pod pretpostavkom da je $f(t)$ diferencijabilna funkcija, u ADRC konceptu se totalni poremećaj uvodi kao dodatno stanje sistema (1) koje se estimira primenom proširenog opserversa stanja (*Extended State Observer*-ESO). Formiranjem upravljačkog zakona na osnovu estimirane vrednosti totalnog poremećaja $\hat{f}(t)$,

$$u(t) = \frac{u_0(t) - \hat{f}(t)}{b_0}, \quad (4)$$

sistem (2) se svodi na rednu vezu n -integratora, što znači da u slučaju kada je $\hat{f}(t) \approx f(t)$, važi da je $y^{(n)}(t) \approx u_0(t)$. Ovakvom strukturom se može relativno jednostavno upravljati izborom upravljačkog zakona $u_0(t)$. Ako pretpostavimo da je potrebno da izlaz sistema $y(t)$ prati zadati referenti signal $r(t)$, upravljanje se može formirati kao:

$$u_0(t) = k_1(r(t) - \hat{y}(t)) + \dots + k_n(r^{(n-1)}(t) - \hat{y}^{(n-1)}(t)) \quad (5)$$

gde su k_1, \dots, k_n pojačanja regulatora u zatvorenoj sprezi, a $\hat{y}(t), \dots, \hat{y}^{(n-1)}(t)$ ostala estimirana stanja sistema (2).

U skladu sa opisanom strukturom ADRC-a, jasno je da će efikasnost upravljanja zavisiti od kvaliteta estimacije totalnog poremećaja. Iz tog razloga ESO možemo okarakterisati kao ključnu komponentu algoritma. Razmatrajući strukturu ESO-a reda $n+1$ može se pokazati da se pomoću njega postiže efikasna estimacija samo konstantnih totalnih poremećaja, a

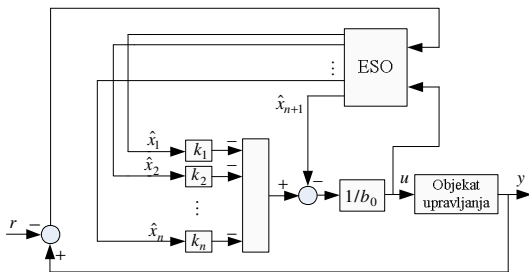
da sa porastom brzine promene $f(t)$ greška estimacije značajno raste [2]. U cilju kvalitetnije estimacije šire klase totalnih poremećaja, u [3] je predložena primena generalizovanog ESO-a (GESO), koji ima m proširenih stanja i omogućuje pouzdaniju estimaciju totalnog poremećaja polinomijalnog oblika $f(t) = f_1 + f_2 t + \dots + f_m t^m$, odnosno poremećaja čiji m -ti izvod teži nuli. Međutim, u slučaju prostoperiodičnog totalnog poremećaja, koji je beskonačno puta diferencijabilan, povećanjem reda GESO-a greške estimacije se smanjuju, ali se ne mogu potpuno eliminisati [4]. Shodno tome u [5] je predložena struktura rezonantnog ESO-a (RESO), koji pored m proširenih stanja za estimaciju polinomijalnog poremećaja, poseduje još p parova dodatnih stanja za estimaciju složenoperiodičnog poremećaja koji se sastoje od p prostoperiodičnih funkcija sa učestanostima ω_{pi} . Analiza performansi RESO-a je pokazala da je za efikasnu estimaciju razmatranog oblika totalnog poremećaja potrebno podesiti parametre opserversa na osnovu učestanosti njegovih prostoperiodičnih komponenti, što može predstavljati problem u slučaju kada su te učestanosti unapred nepoznate ili promenljive.

Shodno navedenom, u ovom radu je predložena ideja RESO-a sa ugrađenim estimatorom učestanosti, čime je omogućena adaptacija parametara opserversa u skladu sa trenutnim učestanostima totalnog poremećaja. Pored toga, za razliku od [5] gde je analiziran ADRC upravljački algoritam sa dva stepena slobode (*two degree of freedom-2DOF*), u ovom istraživanju je razmotrena primena predloženog adaptivnog RESO-a u sklopu ADRC-a sa jednim stepenom slobode (*one degree of freedom-1DOF*) u cilju rešenja problema praćenja složenoperiodičnih referentnih signala sa nepoznatim ili promenljivim učestanostima.

II. ADRC REGULATORA SA JEDNIM STEPENOM SLOBODE

A. Opšta struktura regulatora

Kao što je pokazano u [5-6], ADRC algoritam (4)-(5) predstavlja upravljačku strukturu sa dva stepena slobode (*two degree of freedom-2DOF*). Shodno tome, za efikasno praćenje zadate reference potrebno je generisati $n-1$ izvod referentnog signala, što pri praktičnoj realizaciji zahteva dodatnu komponentu sa ulogom diferencijatora referenci. Kako bi se to izbeglo, u ovom istraživanju je predložena primena 1DOF ADRC algoritma [7] čija je strukturu prikazana na Sl. 1.



Sl. 1. Strukturni blok dijagram ADRC algoritma sa jednim stepenom slobode

Totalni poremećaj u analiziranoj strukturi imaće oblik sličan (3), s tim što će zavisiti od novih stanja sistema koja predstavljaju grešku praćenja $e(t) = y(t) - r(t)$ i njene izvode, odnosno

$$f(t) = \zeta(e(t), \dots, e^{(n-1)}(t), u(t)) + (b - b_0)u(t) + d(t). \quad (6)$$

Jednačine ESO-a u slučaju primene 1DOF strukture imaće oblik:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}u(t) + \mathbf{L}(e(t) - \hat{e}(t)) \\ \hat{e}(t) &= \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t), \end{aligned} \quad (7)$$

gde je vektor estimiranih stanja definisan kao:

$$\hat{\mathbf{x}}(t) = [\hat{x}_1(t), \dots, \hat{x}_n(t), \hat{x}_{n+1}(t)]^T = [\hat{e}(t), \dots, \hat{e}^{(n-1)}(t), \hat{f}(t)]^T, \text{ a}$$

vektor pojačanja opserversa kao $\mathbf{L} = [\beta_1, \dots, \beta_{n+1}]^T$. Matrice opserversa imaju standardnu ADRC formu [1]:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{(n+1) \times (n+1)} \quad \begin{aligned} \mathbf{B} &= [\mathbf{0}_{n-1} \ b_0 \ 0]^T, \\ \mathbf{C} &= [1 \ \mathbf{0}_n], \end{aligned}$$

gde je $\mathbf{0}_n$ nula vektor dimenzija $1 \times n$.

Kao što se može videti sa Sl. 1, upravljački signal u ovom slučaju ima oblik:

$$u(t) = -\frac{k_1 \hat{x}_1(t) + \dots + k_n \hat{x}_n(t)}{b_0} - \frac{\hat{x}_{n+1}(t)}{b_0}, \quad (8)$$

koji za razliku od (5) ne zahteva generisanje izvoda referentnog signala.

Kao i kod klasične ADRC strukture i ovde se jednostavno može pokazati da je primenom ESO-a (7) moguće estimirati i potisnuti samo konstantne totalne poremećaje, odnosno one čiji prvi izvod teži nuli [2]. Shodno tome u nastavku je predstavljena struktura 1DOF regulatora sa RESO-om [5], namenjenog za estimaciju šire klase poremećaja, a prvenstveno poremećaja složenoperiodičnog tipa.

B. Struktura regulatora sa RESO-om

Razmotrimo sistem u kome se totalni poremećaj $f(t)$ sastoji od polinomijalne komponente $f_p(t)$ i više prostoperiodičnih komponenti $f_{si}(t)$:

$$f(t) = \underbrace{f_0 + f_1 t + \dots + f_{m-1} t^{(m-1)}}_{f_p(t)} + \sum_{i=1}^p \underbrace{c_{1i} \sin(\omega_{ri} t) + c_{2i} \cos(\omega_{ri} t)}_{f_{si}(t)}, \quad (9)$$

gde su f_0, \dots, f_{m-1} konstante, p predstavlja broj prostoperiodičnih komponenti sa različitim učestanostima ω_{ri} , dok su c_{1i} i c_{2i} amplitude prostoperiodičnih

komponenti. Kako bismo efikasno estimirali razmatrani totalni poremećaj predložena je primena RESO-a:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}}_r(t) &= \mathbf{A}_r \hat{\mathbf{x}}_r(t) + \mathbf{B}_r u(t) + \mathbf{L}_r (e(t) - \hat{e}(t)) \\ \hat{e}(t) &= \mathbf{C}_r \hat{\mathbf{x}}_r(t), \end{aligned} \quad (10)$$

gde je

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_r(t) &= [\hat{x}_1(t), \dots, \hat{x}_n(t), \hat{x}_{n+1}(t), \dots, \hat{x}_{n+m}(t), \hat{x}_{n+m+1}(t), \dots, \hat{x}_{n+m+i+1}(t)]^T \\ &= [\hat{e}(t), \dots, \hat{e}^{(n-1)}(t), \hat{f}(t), \dots, \hat{f}^{(m-1)}(t), \hat{f}_{si}^{(m+i-1)}(t), \hat{f}_{si}^{(m+i)}(t)]^T \end{aligned}$$

vektor estimiranih stanja koji u opštem slučaju, za $i = 1, 2, \dots, p$, ima $n + m + 2p$ članova. Vektor pojačanja RESO-a definisan je kao $\mathbf{L}_r = [\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{n+m+2p}]^T$, dok matrice opserversa imaju oblik:

$$\mathbf{A}_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\hat{\omega}_{r1}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\hat{\omega}_{rp}^2 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{\substack{(n+m+2p) \times \\ (n+m+2p)}}$$

$$\mathbf{B}_r = [\mathbf{0}_{n-1} \quad b_0 \quad \mathbf{0}_{m+2p}]^T, \quad \mathbf{C}_r = [1 \quad \mathbf{0}_{n+m+2p-1}],$$

gde su $\hat{\omega}_{r1}, \dots, \hat{\omega}_{rp}$ najbolje estimacije učestanosti prostoperiodičnih komponenti totalnog poremećaja.

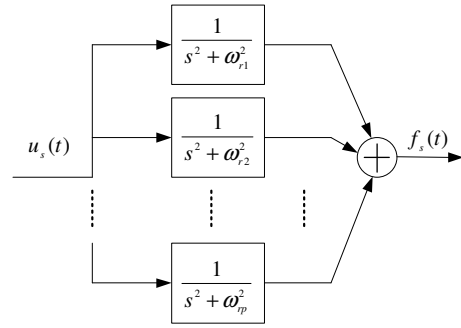
Razmatajući (10) jasno je da će RESO omogućiti kvalitetnu estimaciju totalnog poremećaja (9) samo u slučajevima kada su parametri opserversa $\hat{\omega}_{r1}, \dots, \hat{\omega}_{rp}$ jednaki ili bliski učestanostima prostoperiodičnih komponenti $f_{si}(t)$. Kako bi se omogućilo adaptivno podešavanje parametara opserversa u skladu sa frekvencijama totalnog poremećaja $f_{si}(t)$ u narednom poglavlju je predstavljena struktura adaptivnog estimatora učestanosti.

III. ADAPTIVNI ESTIMATOR UČESTANOSTI

Prostoperiodične komponente totalnog poremećaja (9) se mogu zapisati kao:

$$f_s(t) = \sum_{i=1}^p F_{im} \sin(\omega_{ri} t + \phi_i) \quad (11)$$

gde su F_{im} i ϕ_i amplituda i početna faza i -te komponente, respektivno. Izraz (11) se može predstaviti u kompleksnom obliku kao na Sl. 2.



Sl. 2. Struktura sistema sa više rezonantnih učestanosti

Treba napomenuti da u razmatranjoj strukturi možemo pretpostaviti da je $U_s(s) = 0$, a da početni uslovi $f_{si}(0)$ i $\dot{f}_{si}(0)$ određuju vrednosti amplitude i početne faze i -te komponente (11). Izlazni signal je jednak

$$F_s(s) = \sum_{i=1}^p F_{si}(s) = \sum_{i=1}^p \frac{1}{s^2 + \omega_{ri}^2} U_s(s) = \frac{p(s)}{q(s)} U_s(s), \quad (12)$$

pri čemu polinom $q(s)$ ima formu

$$q(s) = \prod_{i=1}^p (s^2 + \omega_{ri}^2) = s^{2p} + \theta_{p-1} s^{2(p-1)} + \dots + \theta_1 s^2 + \theta_0. \quad (13)$$

Iz (13) se vidi da se može odrediti veza između koeficijenata θ_i i odgovarajućih učestanosti ω_{ri} . Uvedeći novi polinom

$$\lambda(s) = s^{2p} + \lambda_{2p-1} s^{2p-1} + \dots + \lambda_1 s + \lambda_0, \quad (14)$$

izraz (12) se može napisati kao:

$$F_s(s) = \frac{p(s)}{\lambda(s) + (q(s) - \lambda(s))} U_s(s), \quad (15)$$

odakle sledi:

$$F_s(s) = \frac{\lambda(s) - q(s)}{\lambda(s)} F_s(s) + \frac{p(s)}{\lambda(s)} U_s(s). \quad (16)$$

Za $U_s(s) = 0$ prethodni izraz se može predstaviti u prostoru stanja kao [8]

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_s(t) &= \mathbf{A}_s \mathbf{x}_s(t) + \mathbf{B}_s f_s(t) \\ f_s(t) &= \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s(t), \end{aligned} \quad (17)$$

gde su:

$$\mathbf{x}_s(t) = [x_{s1}(t), x_{s2}(t), \dots, x_{s2p}(t)] = [f_s(t), \dot{f}_s(t), \dots, f_s^{(2p-1)}(t)],$$

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \\ -\lambda_0 & -\lambda_1 & \dots & \dots & -\lambda_{2p-1} \end{bmatrix}_{2p \times 2p}, \quad \mathbf{B}_s = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_s = [\lambda_0 - \theta_0 \quad \lambda_1 \quad \lambda_2 - \theta_1 \quad \lambda_3 \quad \dots \quad \lambda_{2p-2} - \theta_{p-1} \quad \lambda_{2p-1}].$$

Kako je $U_s(s) = 0$ iz (16) se vidi da polinom $p(s)$ u ovom slučaju nije od značaja. Formiranje signala $f_s(t)$ na osnovu modela (17) je moguće ako su poznati početni uslovi promenljivih stanja $\mathbf{x}_s(t)$ kao i vrednosti parametara θ_i , što je ekvivalentno uslovu da su poznati svi parametri prostoperiodičnih signala, tj. amplitude, frekvencije i početne faze. Međutim, model (17) se može primeniti za estimaciju parametara θ_i , odnosno učestanosti ω_{ri} , i u slučaju kada nisu poznati početni uslovi. Naime, ako se sa $\hat{\theta}_i$ označe estimirane vrednosti parametara θ_i , tada je $\hat{\mathbf{C}}_s = [\lambda_0 - \hat{\theta}_0 \quad \lambda_1 \quad \lambda_2 - \hat{\theta}_1 \quad \lambda_3 \quad \dots \quad \lambda_{2p-2} - \hat{\theta}_{p-1} \quad \lambda_{2p-1}]$, pa se može formirati adaptivni estimator [9]:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}}_s(t) &= \mathbf{A}_s \hat{\mathbf{x}}_s(t) + \mathbf{B}_s f_s(t) \\ \hat{f}_s(t) &= \hat{\mathbf{C}}_s \hat{\mathbf{x}}_s(t), \end{aligned} \quad (18)$$

sa algoritmom adaptacije parametara:

$$\dot{\hat{\theta}}_i = \gamma \hat{x}_{s(2i+1)}(t) (\hat{f}_s(t) - f_s(t)), \quad (19)$$

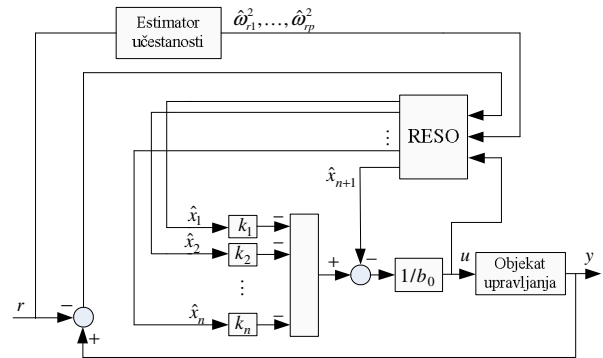
gde je $i=0,1,\dots,p-1$. Parametar $\gamma > 0$ je proizvoljno izabrana realna konstanta čije vrednost utiče na brzinu konvergencije, dok $x_{s(2i+1)}$ predstavlja $(2i+1)$ -tu komponentu vektora $\hat{\mathbf{x}}_s(t)$. Ovako izabran algoritam adaptacije parametara obezbeđuje globalnu eksponencijalnu konvergenciju estimacija [10]. Osim toga, da bi u modelu (18) $\hat{\mathbf{x}}_s(t)$ konvergirali ka $\mathbf{x}_s(t)$, i $\hat{f}_s(t)$ ka $f_s(t)$, iako nisu poznati početni uslovi $\mathbf{x}_s(0)$, potrebno je da matrica \mathbf{A}_s bude Hurvicovog tipa, odnosno da parametri polinoma $\lambda(s)$ budu izabrani tako da je on polinom Hurvicovog tipa [8].

Na osnovu estimiranih parametara $\hat{\theta}_i$ posredno se mogu odrediti estimacije rezonantnih učestanosti $\hat{\omega}_{ri}$, pri čemu se odgovarajuće relacije mogu dobiti na osnovu izraza (13). Treba napomenuti da se ove relacije, za signale sa manjim brojem komponenti, mogu izvesti u eksplicitnoj formi, dok je u slučaju većeg broja komponenti potrebna primena numeričkih procedura.

IV. PRIMENA ADRC REGULATORA SA ESTIMATOROM UČESTANOSTI KOD PRAĆENJA PERIODIČNIH REFERENTNIH SIGNALA

A. ADRC regulator sa estimatorom učestanosti referentnog signala

Praćenje prostoperiodičnih i složenoperiodičnih referentnih signala primenom ADRC algoritma može se svesti na problem potiskivanja totalnog pomećaja čija je učestanost jednaka učestanosti referentnog signala [4]. Imajući u vidu da je referentni signal merljiva veličina u ovom poglavlju je predložena primena 1DOF RESO upravljačkog algoritma sa ugrađenim adaptivnim estimatorom frekvencije referentnog signala, koji je opisan u prethodnom poglavlju. Struktura regulatora prikazana je na Sl. 3.



Sl. 3. Strukturni blok dijagram 1DOF RESO regulatora sa ugrađenim estimatorom frekvencije referentnog signala

Kao što se može videti sa Sl. 3 ulazni signal estimatora učestanosti je referentni signal $r(t)$, dok estimirane učestanosti prostoperiodičnih signala sadržanih u $r(t)$ predstavljaju ulazne veličine RESO-a. Na ovaj način omogućeno je adaptivno podešavanje parametara opserversa u zavisnosti od trenutnih frekvencija referentnog signala. Simulacioni rezultati primene ovakve strukture dati su u nastavku.

B. Simulacioni rezultati

Analiza performansi predloženog rešenja problema praćenja prostoperiodičnih i složenoperiodičnih referenci je sprovedena na modelu sistema drugog reda ($n = 2$):

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + s + 1} \quad (20)$$

U okviru prvog scenarija pretpostavljeno je da je referentni signal prostoperiodičnog oblika sa frekvencijom koja je na početku konstantna, a nakon toga se linearno menja (*chirp signal*):

$$r(t) = \sin(\omega_{r1}t), \begin{cases} \omega_{r1} = 1 \text{ rad/s}; & 0 \leq t < 10 \\ \omega_{r1} = 0.2t \text{ rad/s}; & t \geq 10 \end{cases} \quad (21)$$

Shodno tome, u strukturi regulatora je korišćen RESO (10) sa dva proširena stanja za estimaciju prostoperiodičnog totalnog poremećaja, dok je na osnovu jednačine (18) projektovan adaptivni estimator frekvencije drugog reda, imajući u vidu da je referentni signal prostoperiodičnog oblika.

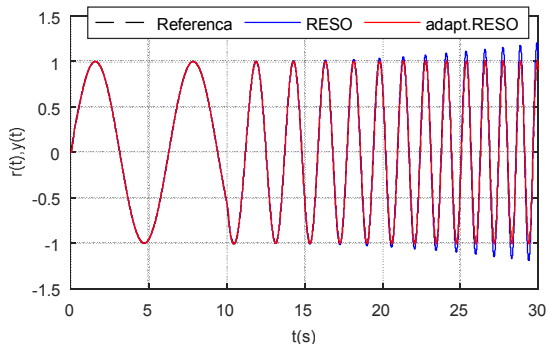
Pojačanja regulatora k_1 i k_2 su podešena na osnovu izabranog propusnog opsega regulatora $\omega_c = 5 \text{ rad/s}$, na način [5]:

$$s^2 + k_2s + k_1 = (s + \omega_c)^2. \quad (22)$$

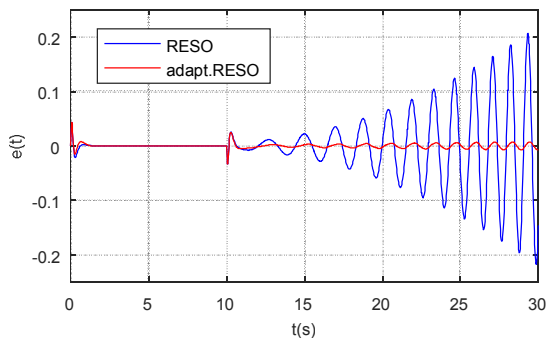
Na sličan način pojačanja RESO-a su podešena u skladu sa željenim popusnog opserversa $\omega_{obs} = 5\omega_c$, odnosno:

$$s^4 + \beta_1s^3 + \beta_2s^2 + \beta_3s + \beta_4 = (s + \omega_{obs})^4. \quad (23)$$

Izborom $b_0 = 1$, pretpostavljeno je potpuno poznavanje sistema (20). Parametri adaptivnog estimatora učestanosti podešeni su tako što su nule polinoma $\lambda(s)$ smeštene u tačku -3 , dok je u algoritmu adaptacije (19) usvojeno $\gamma = 10^6$. Uporedni odzivi sistema sa konstantnim $\hat{\omega}_{r1} = 1 \text{ rad/s}$ i adaptivnim $\hat{\omega}_{r1}$ prikazani su na Sl. 4, dok su greške praćenja $e(t)$ date na Sl. 5.

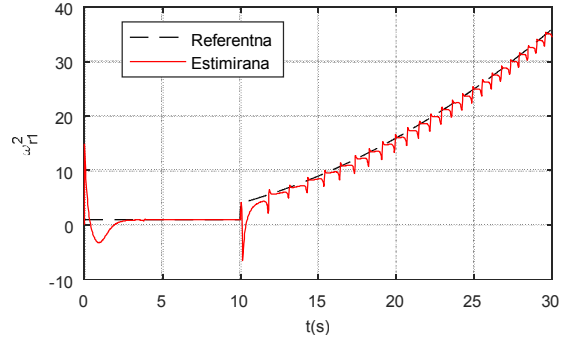


Sl. 4. Uporedni odzivi sistema sa konstantnim (RESO) i adaptivnim (adapt.RESO) parametrom $\hat{\omega}_{r1}$ za prvi simulacioni scenario



Sl. 5. Greške praćenja sistema sa konstantnim (RESO) i adaptivnim (adapt.RESO) parametrom $\hat{\omega}_{r1}$ za prvi simulacioni scenario

Kao što možemo uočiti sa Sl. 4 i Sl. 5, u periodu do desete sekunde, dok je učestanost referentnog signala konstantna, oba sistema ostvaruju praktično nultu grešku praćenja. Međutim, sa povećanjem frekvencije referentnog signala primećujemo da kod sistema sa konstantnim $\hat{\omega}_{r1}$ greška praćenja očekivano raste. Sistem sa adaptivnim $\hat{\omega}_{r1}$, međutim, zadržava dobre performanse imajući u vidu da se $\hat{\omega}_{r1}$ menja na osnovu izlaza estimatora učestanosti, što je prikazano na Sl. 6.



Sl. 6. Referentna i estimirana vrednost parametra $\hat{\omega}_{r1}^2$ za prvi simulacioni scenario

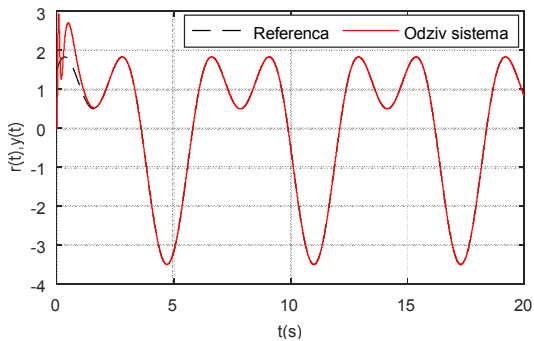
U drugom scenariju je pretpostavljeno da referentni signal ima složenoperiodičan oblik:

$$r(t) = 1.5\sin(\omega_{r1}t + \pi/2) + 2\sin(\omega_{r2}t) \quad (24)$$

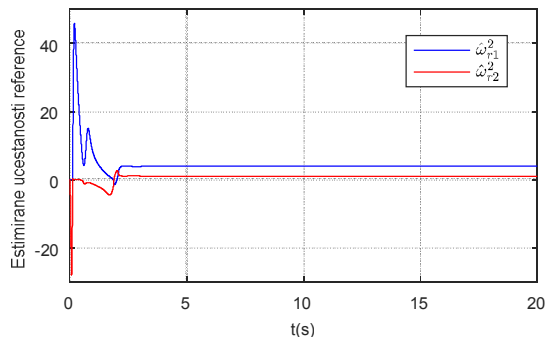
gde je $\omega_{r1} = 2 \text{ rad/s}$ i $\omega_{r2} = 1 \text{ rad/s}$. Shodno tome, korišćen je regulator sa RESO-om šestog reda, koji pored dva stanja sistema (20), ima još dva para dodatnih stanja za estimaciju složenoperiodičnog totalnog poremećaja. U cilju estimacije učestanosti ω_{r1} i ω_{r2} projektovan je estimator učestanosti (18) četvrtog reda. Parametri regulatora su podešeni kao i u prethodnom scenariju, s tim što su u ovom slučaju pojačanja RESO-a proračunata na osnovu jednačine:

$$s^6 + \beta_1s^5 + \beta_2s^4 + \beta_3s^3 + \beta_4s^2 + \beta_5s + \beta_6 = (s + \omega_{obs})^6. \quad (25)$$

Odziv sistema za drugi scenario prikazan je na Sl. 7, dok su estimirane učestanosti referentnog signala date na Sl. 8. Kao što se može primetiti sa Sl. 8 estimirane učestanosti konvergiraju stvarnim učestanostima referentnog signala, tako da nakon završenog prelaznog perioda predloženi regulator ostvaruje praćenje referentnog signala (24) uz minimalnu grešku.



Sl. 7. Odziv sistema sa predloženim regulatorom za drugi simulacioni scenario



Sl. 8. Estimirana vrednost učestanosti referentnog signala za drugi simulacioni scenario

V. ZAKLJUČAK

U radu je predložen ADRC regulator sa adaptivnim estimatorom učestanosti za podešavanje parametara RESO-a. Analiza performansi praćenja složenoperiodičnih referentnih signala sa promenljivom frekvencijom je pokazala prednosti predložene strukture u odnosu na regulator baziran na opserversu sa konstantnim parametrima. Imajući u vidu da je u razmatranim slučajevima analiziran isključivo problem praćenja sinusoidalnih referentnih signala, buduća istraživanja će biti usmerena na analizu mogućnosti dalje modifikacije estimatora učestanosti kako bi se omogućila estimacija učestanosti složenoperiodičnih signala koji imaju i polinomijalne komponente, kao i na sagledavanje mogućnosti

potiskivanja prostoperiodičnih spoljašnjih poremećaja nepoznate frekvencije.

LITERATURA

- [1] J. Han, "From PID to active disturbance rejection control," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 3, pp. 900–906, 2009.
- [2] Yoo, D., Yau, S.S.T. and Gao, Z., "On convergence of the linear extended state observer", In Computer Aided Control System Design, 2006 IEEE International Conference on Control Applications, 2006 IEEE International Symposium on Intelligent Control, USA, pp. 1645-1650, 2006.
- [3] R. Miklošovic, A. Radke and Z. Gao, "Discrete implementation and generalization of the extended state observer", Proc. American Control Conference, USA, pp. 2209-2214, 2006.
- [4] A. A. Godbole, J. P. Kolhe and S. E. Talole, "Performance Analysis of Generalized Extended State Observer in Tackling Sinusoidal Disturbances", IEEE Transactions on control systems technology, vol. 21, no. 6, pp.2212-2223, 2013.
- [5] M. Stanković, M. Rapaić, S. Manojlović, S. Mitrović, S. Simić and M. Naumović, "Optimised active disturbance rejection motion control with resonant extended state observer", International Journal of Control, 2017. DOI:10.1080/00207179.2017.1414308.
- [6] M. Stanković, S. Manojlović, S. Simić, S. Mitrović and M. Naumović, "FPGA system-level based design of multi-axis ADRC controller", Mechatronics, Vol. 40, pp. 146-155, 2016.
- [7] W. Xue and Y. Huang, "Performance analysis of active disturbance rejection tracking control for a class of uncertain LTI systems" ISA Transactions, vol. 58, pp. 133-154, 2015.
- [8] M. Hou, "Estimation of Sinusoidal frequencies and Amplitudes Using Adaptive Identifier and Observer", IEEE Trans. Autom. Control, vol. 52, no. 3, pp. 493–499, March. 2007.
- [9] X. Xia, "Global frequency estimation using adaptive identifiers", IEEE Trans. Autom. Control, vol. 47, no. 7, pp. 1188–1193, Jul. 2002.
- [10] S. Sastry and M. Bodson, "Adaptive Control Stability, Convergence and Robustness", Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1989.

ABSTRACT

This paper deals with a new structure of the Resonant Extended State Observer (RESO)-based Active Disturbance Rejection Controller (ADRC) with incorporated adaptive resonant frequency estimator. It is enabled the adaptive tuning of the observer parameters and the accurate estimation of the sinusoidal total disturbance with the unknown frequency. The performance analysis shows that one degree of freedom ADRC based on the proposed adaptive RESO structure represents the efficient solution in the variable and unknown frequency reference tracking problem.

Adaptive Resonant Extended State Observer in Active Disturbance Rejection Control Concept

Momir Stanković, Stojadin Manojlović, Srđan Mitrović,
Davorin Mikluc, Milica Naumović