

Digitalni pozicioni servosistem sa estimatorom poremećaja i integralnim kliznim režimom u brzinskom podsistemu

Čedomir Milosavljević

Elektrotehnički fakultet

Univerzitet u Istočnom Sarajevu,

Sarajevo, BiH

cedomir.milosavljevic@elfak.ni.ac.rs

Branislava Perunučić

Elektrotehnički fakultet

Univerzitet u Sarajevu,

Sarajevo, BiH

brana_p@hotmail.com

Boban Veselić

Elektronski fakultet

Univerzitet u Nišu

Niš, Republika Srbija

boban.veselic@elfak.ni.ac.rs

Sadržaj— Predložen je nov način projektovanja digitalnog pozicionog servosistema kaskadne strukture. Brzinskom petljom upravlja kontroler sa integralnim kliznim režimom i estimatorima poremećaja konstantnog i nagibnog tipa. Brzinski podsistem prati referentne signale brzine i eliminiše sporopromenljive poremećaje do paraboličnog oblika bez statičke greške. Kontroler pozicije je proporcionalnog tipa. Predloženim upravljanjem postiže se snažno potiskivanje poremećaja i obezbeđuje visoki kvalitet pozicioniranja konstantnom brzinom bez preskoka. Osobine predloženog sistema su ilustrovane simulacijom.

Ključne riječi — servosistemi, digitalni integralni klizni režimi, estimatori poremećaja

I. UVOD

Precizno upravljanje kretanjem ima značajnu ulogu u mehatronici, robotici, industriji poluprovodnika i drugim savremenim industrijskim sistemima [1]. Idealni pozicioni servosistem treba da ubrzava do nominalne brzine maksimalnim momentom ubrzanja i da usporava maksimalnim momentom usporjenja te da obezbedi tačno pozicioniranje bez preskoka [2].

Konvencionalna rešenja pozicionih servosistema su obično kaskadnog (hijerarhijskog) tipa. Kaskada najčešće uključuje tri regulacione konture: strujnu, najnižeg nivoa hijerarhije, brzinsku, i pozicionu - konturu najviše hijerarhije. Strujna i brzinska kontura su obično proporcionalno-integralnog (PI) tipa [3]. Kontroler pozicije je proporcionalnog (P) ili proporcionalno-diferencijalnog (PD) tipa, ako je sistem predviđen samo za pozicioniranje, ili proporcionalno-integralno-diferencijalnog (PID) tipa, kada se zahteva praćenje referentnih trajektorija sa većom tačnošću. Izlazi iz kontrolera višeg hijerarhijskog nivoa se obično podvrgavaju ograničenju. Tada potčinjena kontura ulazi u režim stabilizacije kada izlaz njoj nadređene konture uđe u zasićenje. Dakle, kad je izlaz brzinske konture ograničen, strujna kontura radi sa konstantnom strujom, a ako je izlaz pozicione konture ograničen - brzinska kontura održava unapred zadatu brzinu. U nekim primenama, kao što je robotika, zahteva se pozicioniranje konstantnom brzinom. Tada se izlaz pozicionog kontrolera limitira, a ulazak u granične režime je brz, tj. zahteva se veliko ubrzanje i usporjenje. Pri tome je poželjno da nema preskoka u pozicioni-

ranju. Takve uslove je teško ostvariti navedenim konvencionalnim algoritmima upravljanja PID tipa zbog ulaska integratora u zasićenje, kada se mora primenjivati tzv. antiwindup tehnika. Takođe, promene parametara sistema, usled promene momenta inercije opterećenja i uslova okoline, ograničavaju mogućnost primene konvencionalnih PID algoritama upravljanja u pozicionoj petlji. Pored konvencionalnih primenjuju se i kontroleri projektovani na osnovu drugih algoritama upravljanja kao što su: fazi algoritmi [4] i [5] neuro-fazi [6], tradicionalni i integralni klizni režimi [7], [8] i [9], klizni režimi viseg reda [10] i dr.

U ovom radu se izučavaju osobine pozicionog servosistema čija je brzinska petlja upravljana digitalnim kontrolerom projektovanim na osnovu teorije digitalnih kliznih režima punog reda [11]-[14]. U takvom brzinskom podsistemu relativno lako se estimiraju poremećaji te se može izvršiti njihova potpuna ili delimična kompenzacija, što zavisi od tipa poremećaja i primenjenog kompenzatora [15], [16]. Osnovna pretpostavka za realizaciju brzinskog podsistema je da se električna vremenska konstanta motora kojim se vrši pozicioniranje može zanemariti u odnosu na njegovu mehaničku vremensku konstantu. U slučaju da taj uslov nije ispunjen, koristi se strujna regulaciona kontura [4] ili kaskadni diferencijalni kompenzator. U ovom radu smatraće se da je navedena pretpostavka ispunjena.

Rad je organizovan na sledeći način: u drugom odeljku daju se osnovni elementi projektovanja brzinskog podsistema sa estimatorom poremećaja. U tom odeljku dati su uslovi stabilnosti tog podsistema i tačnosti u ustaljenom stanju za primenjene kompenzatore poremećaja. U trećem odeljku dati su elementi za projektovanje kontrolera pozicije i analiza tačnosti pozicioniranja. Rezultati simulacije, provedeni na jednom modelu pozicionog servosistema, koji u potpunosti potvrđuju predložen način projektovanja dati su u četvrtom odeljku. Rad se završava zaključcima i spisikom relevantne citirane literature.

II. PROJEKTOVANJE BRZINSKOG PODSISTEMA

Brzinski podsistem je osnovna karika predloženog rešenja pozicionog servosistema. Samostalan brzinski sistem detaljno je opisan u radovima [17] i [18], gde je pokazano da se, zavisno od tipa primenjenog kontrolera sa kliznim režimom,

sa njim može da obezbedi tačno praćenje referenci do paraboličnog tipa, te da se potpuno kompenzuju poremećaji po opterećenju isto takvog oblika. U cilju kompletnosti, u ovom odeljku se daju elementi projektovanja i osobina brzinskog servosistema projektovanog u klasi sistema sa digitalnim integralnim kliznim režimom.

A. Brzinski kontroler sa integralnim kliznim režimom

U ovom odeljku se prvo definišu jednačine nominalnog objekta sa poznatim parametrima. Za takav model se zatim projektuje kontroler brzine, estimator poremećaja i definišu se njegove osobine.

Osnovna pretpostavka je da upravljani objekat u brzinskoj petlji ima prvi red. Time je električna vremenska konstanta zanemarena u projektovanju kontrolera i definisanju osnovnih osobina. Prema tome, nominalni objekat se opisuje matematičkim modelom

$$\dot{\omega}(t) = a\omega(t) + b(u(t) - f(t)), \quad (1)$$

gde su: ω - upravljana brzina; u - upravljački signal koga generiše kontroler brzine, $a = -B/J$, i $b = k_a k_t / J$, B - koeficijent viskoznoeg trenja, k_t - konstanta motora po momentu, k_a - pojačanje upravljanog pretvarača, J - moment inercije rotora motora sa opterećenjem, $f(t) = (M_o / J) - b^{-1}(\Delta a\omega + \Delta b u)$ ograničeni poremećaj koji uključuje moment opterećenja M_o i poremećaje usled promene parametara sistema Δa i Δb .

S obzirom da brzinski podsistem mora da prati referentnu brzinu ω_r , pogodnije je da se umesto (1) koristi model sistema u kome je stanje greška praćenja $e(t) = \omega_r(t) - \omega(t)$:

$$\dot{e}(t) = ae(t) - b(u(t) - d(t)), \quad (2)$$

$$d(t) = f(t) - b^{-1}a\omega_r(t) + b^{-1}\dot{\omega}_r(t).$$

Ovde je $d(t)$ ukupni poremećaj koji uključuje i poremećaje po referentnom signalu ω_r , koji zavise od veličine referentnog signala i njegovog izvoda. Nadalje se pretpostavlja da su referentni signal i njegov izvod ograničeni po modulu, odnosno da je ukupni poremećaj $d(t)$ ograničen po apsolutnoj vrednosti, tj. $|d(t)| \leq d_0 < \infty$.

S obzirom da kontroler brzine treba da se realizuje sa mikroprocesorom, model (2) treba prevesti u vremenski diskretni domen. U ovom radu se koristi sledeći model:

$$\delta e_k = a_\delta e_k - b_\delta (u_k - d_k), \quad (3)$$

gde su:

$$\delta e_k = \Delta e(kT) = T^{-1}(e((k+1)T) - e(kT)) = T^{-1}(e_{k+1} - e_k), \quad (4)$$

$$a_\delta = T^{-1}(e^{aT} - 1); \quad b_\delta = T^{-1} \int_0^T e^{a\tau} b d\tau = \frac{b}{a} a_\delta, \quad (5)$$

$$d_k = \int_0^T e^{a\tau} d((k+1)T - \tau) d\tau. \quad (6)$$

T - je perioda odabiranja.

Za određivanje signala upravljanja u_k potrebno je definisati željeno kretanje sistema. U tom cilju uvodi se prekidačka funkcija, g_k , definisana na sledeći način:

$$\delta g_k = T^{-1}(g_{k+1} - g_k) = b^{-1}(\delta e_k - \lambda_\delta e_k), \quad \lambda_\delta \leq 0 \quad (7)$$

gde je $\lambda_\delta < 0$ željena sopstvena vrednost sistema u δ -domenu, a određuje se na osnovu sopstvene vrednosti u vremenski kontinualnom domenu, $\lambda < 0$, prema formuli analognoj onoj za a_δ , (5).

Upravljanje u_k treba tako izabrati da se kretanje sistema odvija duž trajektorije definisane sa

$$g_k = 0, \forall k > k_0, k_0 \geq 1. \quad (8)$$

Relacija (7) definiše tu trajektoriju – koja je klizna trajektorija kretanja sistema. Ona se se može napisati i u obliku

$$g_{k+1} = g_k + b_\delta^{-1}(e_{k+1} - e_k - \lambda_\delta T e_k), \quad (9)$$

koji u kompleksnom z - domenu postaje

$$g(z) = \left(\frac{1}{b_\delta} - \frac{\lambda_\delta T}{b_\delta z - 1} \right) e(z) = \left(k_p + \frac{k_I T}{z - 1} \right) e(z), \quad (10)$$

pa klizna trajektorija $g(z)=0$ tako ima i integralnu komponentu. Klizni režimi ovog tipa nazivaju se integralni klizni režimi ili klizni režimi punog reda za razliku od tradicionalnih kliznih režima koji ne poseduju integralnu komponentu u (10), jer je u tom slučaju $\lambda_\delta = 0$.

Potrebno upravljanje se sada jednostavno određuje na osnovu (9) i (3) zahtevajući da $g_{k+1} = 0, \forall k > k_0, k_0 = 1$ [11], što daje:

$$u_k = T^{-1} g_k + b_\delta^{-1}(a_\delta - \lambda_\delta) e_k + d_k = T^{-1} g_k + K_{eqI} e_k + d_k. \quad (11)$$

Upravljanje (11) ima tri komponente. Prva, $T^{-1} g_k = u_{gk}$, postaje nula odmah nakon prve periode odabiranja. Druga komponenta,

$$K_{eqI} = b_\delta^{-1}(a_\delta - \lambda_\delta), \quad (12)$$

je konvencionalno upravljanje koji bi sistemu obezbedilo željeno kretanja definisano sopstvenom vrednošću λ_δ ali samo u neporemećenom sistemu, isključujući takodjer i poremećaje početnih uslova. Treća komponenta je jednaka ukupnom poremećaju d_k . Prema tome, ako bi bio poznat poremećaj, upravljanje (11) bi za jednu periodu odabiranja dovelo sistem u željeno stanje $g_k = 0, \forall k > k_0, k_0 = 1$. Međutim, poremećaj se retko može neposredno meriti već samo estimirati i identifikovati i kompenzovati pomoću dodatne komponente upravljanja.

U sledećem odeljku se ukratko opisuje način estimacije poremećaja i sinteza kompenzatora koji generiše pomenutu kompenzacionu komponentu upravljanja [15], [16].

B. Estimacija poremećaja

Primena digitalnih kliznih režima u upravljanju omogućava relativno jednostavnu estimaciju i kompenzaciju poremećaja. Estimacija je moguća samo ako poremećaji deluju kroz kanal upravljanja, tj. ispunjavaju uslove poklapanja (matching conditions [19]), što je slučaj sa sistemom opisanim sa (3). Naime, ako se primeni upravljanje (11) bez poremećaja, tada relacija (9) postaje

$$g_{k+1} = T d_k, \quad (13)$$

odakle se zaključuje da je odstupanje od željenog stanja $g_k=0$ proporcionalno proizvodu periode odabiranja i poremećaja. Iz toga se izvlače dva važna zaključka:

1. Poželjno je imati što je moguće manju periodu odabiranja; jer pri $T \rightarrow 0$, i $g_k \rightarrow 0$, što i jeste cilj upravljanja. To potvrđuje činjenicu da su vremenski kontinualni sistemi s kliznim režimom invarijantni na poremećaje [19].

2. Na osnovu (13) može se odrediti veličina poremećaja u prethodnom trenutku odabiranja samo na osnovu meranja g_k . Ako je poremećaj konstantan on se tačno određuje i može se potpuno kompenzovati. Poremećaj koji se sporo menja može se estimirati, tj odrediti njegova približna vrednost u k -tom trenutku odabiranja. To omogućava digitalna tehnika memo-risanjem određenog broja prethodnih uzoraka i primena odgo-

varajuće ekstrapolacije. U ovom radu se primenjuje ekstrapolacija poremećaja konstantnog i nagibnog tipa. Ekstrapolacija poremećaja višeg reda je moguća ali nepogodna za sisteme u kojima je korišćen približan model, jer je kompenzator, konstruisan na osnovu nominalnih parametara, pa zato daje pogrešne estimacije, a takodjer unosi višestruko integralno delovanje koje može značajno da utiče na stabilnost sistema.

Estimirana vrednost poremećaja \hat{d}_k konstantnog i nagibnog tipa u k -tom trenutku odabiranja je

$$\hat{d}_k = d_{k-1}, \quad (14)$$

$$\hat{d}_k = 2d_{k-1} - d_{k-2}, \quad (15)$$

respektivno.

Uvođenjem komponente upravljanja $u_{ck} = \hat{d}_k$ umesto poremećaja d_k u (11) imaće se

$$g_{k+1} = T(d_k - u_{ck}) = T(d_k - \hat{d}_k), \quad (16)$$

odakle se mogu odrediti vrednosti poremećaja u dva prethodna trenutka odabiranja:

$$d_{k-1} = T^{-1}g_k + u_{c,k-1}, \quad (17)$$

$$d_{k-2} = T^{-1}g_{k-1} + u_{c,k-2}. \quad (18)$$

Zamenom u (17) $d_{k-1} = u_{c,k}$ dobija se rekurzivna relacija

$$u_{c1,k} = u_{c,k-1} + T^{-1}g_k. \quad (19)$$

Takođe, zamenom (17) i (18) u (15), i imajući u vidu da je $u_{ck} = \hat{d}_k$ dobija se rekurentna relacija

$$u_{c2,k} = T^{-1}(2g_k - g_{k-1}) + 2u_{c,k-1} - u_{c,k-2}. \quad (20)$$

Izrazi (19) i (20) prevedeni u z -domenu postaju

$$u_{c1}(z) = -\frac{1}{T} \frac{z}{z-1} g(z), \quad (21)$$

$$u_{c2}(z) = -\frac{1}{T} \frac{2z^2 - z}{(z-1)^2} g(z). \quad (22)$$

i predstavljaju osnovne relacije za sintezu kompenzatora poremećaja konstantnog i nagibnog tipa.

Kompenzator (21) je uspešno korišćen i u radovima [15], [20], [21], uz primenu odgovarajućih adaptacija.

C. Stabilnost nominalnog sistema

Stabilnost sistema s kliznim režimima se dekomponuje na dva potproblema: (i) dovođenje sistema iz bilo kog početnog stanja u stanje $g_k=0$ pri bilo kom dozvoljanom poremećaju i (ii) odvijanje daljeg stabilnog kretanja duž $g_k=0$, ili u bliskoj okolini tog stanja.

Prva komponenta upravljanja u (11) je dominantna komponenta u toku doseganja uslova $g_k=0$. Za velika odstupanja od uslova $g_k \approx 0$, ta komponenta može imati vrlo velike vrednosti koje sistem ne može da ostvari zbog ograničenja amplitude pretvarača i/ili kontrolera. Zbog toga se ta komponenta upravljanje modifikuje, kao u [12] i [13], i definiše kao:

$$u_{gk} = \begin{cases} U_0 \operatorname{sgn}(g_k), & g_k \geq TU_0, \\ T^{-1}g_k, & g_k < TU_0, \end{cases} \quad (24)$$

gde je $U_0 > 0$ parametar koji uzima u obzir realna ograničenja sistema i veličinu poremećaja.

Takvo upravljanje dovodi prekidačku funkciju u stanje $g_k = Td_{k-1}$ za veći broj perioda odabiranja od 1.

Uslov doseganja stanja $g_{k+1} = Td_k$, izražava se relacijom

$$|g_{k+1}| < |g_k|. \quad (25)$$

što je ujedno i uslov stabilnosti [11].

Neka je početno stanje takvo da je $|g_k| \geq TU_0$. Tada deluje saturaciono upravljanje, $U_0 \operatorname{sgn}(g_k)$, te je

$$|g_{k+1}| = |g_k - T(U_0 \operatorname{sgn}(g_k) - d_k)| \quad (26)$$

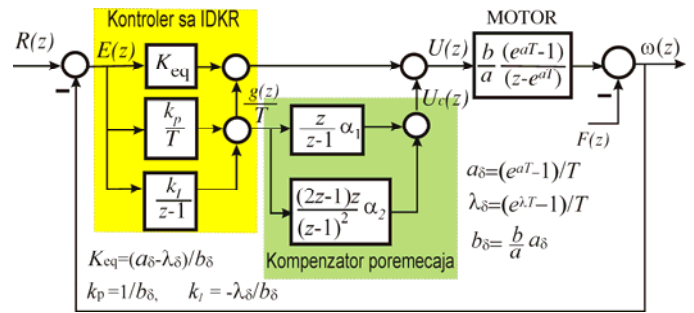
Na osnovu (13), ako je d_k sporopromenljiva funkcija vremena, g_k i d_k imaju isti znak, tj.

$$d_k = |d_k| \operatorname{sgn}(g_k) \quad (27)$$

Usvajajući $U_0 > |d_k|$, uslov (25) biće ispunjen, tj. stanje sistema kretać se ka $g_k=0$. Nakon izvesnog broja perioda odabiranja ispuniće se uslov $|g_k| < TU_0$ i sistem će preći u režim rada sa linearnim upravljanjem te će za narednu periodu odabiranja doći u stanje (13).

Kako u režimu doseganja komponenta upravljanja za kompenzaciju poremećaja ne može biti određena, jer se ona može odrediti samo u linearnom režimu rada, kompenzatore poremećaja treba uključiti samo u linearnom režimu rada uz resetovanje početnih uslova.

U linearnom režimu rada stabilnost sistema se može analizirati metodama linearne teorije upravljanja. Tada je strukturna blok-šema sistema u z -domenu data na sl. 1.



Sl. 1. Blok-šema brzinske petlje sistema.

Na osnovu sl. 1, karakteristična jednačina je:

$$z(z - e^{\lambda T})[z^2 + (\alpha_1 + 2\alpha_2 - 2)z + (1 - \alpha_1 - \alpha_2)] = 0 \quad (28)$$

odakle se uočava da sistem ima jednu nultu sopstvenu vrednost ($z=0$). Druga sopstvena vrednost je određena željenom sopstvenom vrednošću u kliznom režimu, $z=e^{\lambda T}$. Ostale dve sopstvene vrednosti se određuju po formuli

$$z_{3,4} = 0.5(2 - \alpha_1 - 2\alpha_2) \pm 0.5\sqrt{(\alpha_1 + 2\alpha_2)^2 - 4\alpha_2}, \quad (29)$$

na osnovu koje se mogu odrediti parametri kompenzatora α_1, α_2 tako da sistem ima odgovarajući stepen stabilnosti i karakter dinamike u potiskivanju poremećaja.

Analiza (29) pokazuje da za $\alpha_1=1, \alpha_2=0$, ili $\alpha_1=0, \alpha_2=1$, tj. kada su kompenzatori (21) i (22) s pojačanjem $1/T$ primenjeni nezavisno, u sistem se pojavljuje jedna ili dve nove dead-beat (nulte) sopstvene vrednosti pored one već postojeće, koju unosi kontroler. Te višestruke nulte sopstvene vrednosti dovode do pojave treperenja upravljanja, jer je za projektovanje korišćen približan model nižeg reda, to jest postoji takozvana nemodelovana dinamika. To se ne može dopustiti u elektromehaničkim sistemima. U slučaju kombinovanog kompenzatora, faktori $1/T$ u (21) i (22) dovode do nestabilnosti sistema te se moraju smanjiti na potrebnu meru:

$$h_1 = \alpha_1/T, h_2 = \alpha_2/T, 0 \leq \alpha_1, \alpha_2 \leq 1, \quad (23)$$

što ne utiče na mogućnost potpune eliminacije konstantnog, odnosno nagibnog poremećaja, već samo na dinamiku kretanja ka stanju ravnoteže i na veličinu statičke greške pri delovanju poremećaja višeg reda.

Kompensator (22) u potpunosti poništava delovanje i konstantnih poremećaja. Međutim, istraživanja pokazuju da je bolje koristiti oba kompenzatora povezana paralelno. Takav kombinovani kompenzator je u saglasnosti s (16), odakle se vidi da se, nakon nepotpune kompenzacije poremećaja, nekompensovani deo može ponovo estimirati i dokompenzovati.

D. Tačnost brzinskog sistema u ustaljenom stanju

Tačnost sistema u ustaljenom stanju se računa na poznati način. U [17] su dati izrazi za tačnost, koji se ovde privode u tabelama 1 i 2, za referentne signale i poremećaje, respektivno,

$$r(t) = r_0 t^p / p!, \quad (30)$$

$$d(t) = d_0 t^q / q!. \quad (31)$$

TABELA 1. STATIČKA GREŠKA NA REFERENCU

	$\alpha_1, \alpha_2 \neq 0$	$\alpha_1 \neq 0, \alpha_2 = 0$	$\alpha_1 = \alpha_2 = 0$
$e_r(\infty)$	0 za $p=0;1;2$, $\frac{a_\delta T^2}{\lambda_\delta h_2} r_0$, za $p=3$	0 za $p=0;1$ + , za $p=2$	0 za $p=0$, $\frac{a_\delta T}{\lambda_\delta} r_0$, $p=1$

TABELA 2. STATIČKA GREŠKA PO POREMEĆAJU

	$\alpha_1, \alpha_2 \neq 0$	$\alpha_1 \neq 0, \alpha_2 = 0$	$\alpha_1 = \alpha_2 = 0$
$e_d(\infty)$	0 for $q=0;1;2$ $-\frac{b_\delta T^2}{\lambda_\delta h_2} d_0$, $q=3$	0 for $q=0;1$ $-\frac{b_\delta T}{\lambda_\delta h_1} d_0$, $q=2$	0 for $q=0$ $-\frac{b_\delta T}{\lambda_\delta} d_0$, $q=1$

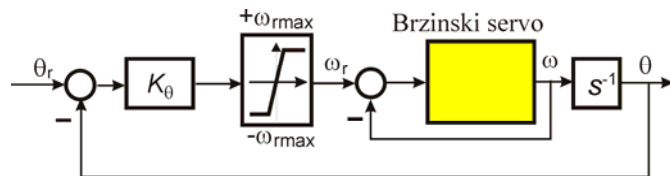
Iz tabela (poslednja kolona) se vidi da se sistem bez kompenzacije može tretirati kao sistem sa PI kontrolerom, dok uvedeni kompenzatori unose dodatna integralna delovanja ispred poremećaja, što povećava klasu sistema za 1 ili 2.

III. PROJEKTOVANJE KONTROLERA POZICIJE

Strukturna blok-šema pozicionog sistema data je na sl. 2. Pretpostavlja se da je kontroler pozicije proporcionalan, te je potrebno odrediti samo pojačanje K_θ

Za određivanje K_θ najpre treba identifikovati brzinski podsistem. Njegovo pojačanje je jedinično, a dinamika mu je određena dominantnim polom λ . Pošto se λ može izabrati dovoljno velikim po apsolutnoj vrednosti, može se smatrati da je za pozicioni kontroler objekat upravljanja čist integrator. Izborom K_θ definiše se brzina reagovanja pozicionog sistema koji po pretpostavci treba da ima dinamiku sistema prvog reda, te K_θ može biti vrlo veliko. Međutim, zbog polova koje unosi kompenzator poremećaja i nemodelovane dinamike objekta upravljanja, nije uputno birati suviše veliko pojačanje K_θ , jer to može dovesti do preskoka, eksitacije nemodelovane dinamike ili do nestabilnosti. Kao orijentacija može poslužiti činjenica da ne treba tražiti brže delovanje pozicione petlje od brzinske. Zbog toga pojačanje K_θ treba birati iz uslova $K_\theta \leq |\lambda|$. Simulacionom ili eksperimentalnom proverom treba odrediti konačnu vrednost pojačanja.

Potrebno je odrediti i grešku pozicionog sistema u ustaljenom stanju. S obzirom da je sistem namenjen pozicioniranju ne i praćenju, u ustaljenom stanju brzina je jednaka nuli. Prema tome, ulazni signal u brzinski podsistem je brojno jednak grešci brzinskog podsistema usled delovanja poremećaja po opterećenju. Na taj način, greška pozicioniranja biće K_θ puta manja od ostvarene greške po brzini. Pošto je pozicioni sistem klase 1, greška praćenja nagibnih signala u ustaljenom stanju je određena brzinskom konstantom $K_v = K_\theta$.



Sl. 2. Blok šema pozicionog sistema sa brzinskom petljom

IV. ILUSTRATIVNI PRIMER

Pozicioni servosistem koristi motor male snage čiji su parametri: $a = -26$, $b = 654$. Za brzinski podsistem usvojeni su parametri $\lambda = -50$ i $T = 1$ ms. Parametri brzinskog kontrolera su, prema (10), (12) i (5), $k_I = 0,075546$, $k_p = 0,001549$, $K_{eqI} = 0,035791$. Lako se može ispitati stabilnost nominalnog sistema sa kompenzatorima poremećaja. Za nominalni sistem s kompenzatorom konstantnog poremećaja može se pokazati da će dobiti još jednu sopstvenu vrednost $z_3 = 1 - \alpha_1$. Tada, za $\alpha_1 = 1$ sistem ima još jednu nultu sopstvenu vrednost. S obzirom da objekat upravljanja ima nemodelovanu dinamiku, u sistemu mogu nastupiti treperenje. Zbog toga α_1 mora biti manje od 1. Nakon simulacionih provera Usvojeno je $\alpha_1 = 0,05$. Tada je treća sopstvena vrednost $z = 0,95$.

Kako samostalna primena kompenzatora linearnog poremećaja nije preporučljiva zbog parazitnih oscilacija u prisustvu nemodelovane dinamike, usvojena je vrednost $\alpha_2 = 0,005$ za kombinovani kompenzator, koji unosi dve nove sopstvene vrednosti $z_{3,4} = 0,97 \pm j0,07$ u nominalni sistem. Prema tome, nominalni sistem ostaje stabilan sa kombinovanim kompenzatorom. Ostaje da se ispita da li će nemodelovana dinamika da odvede sistem u nestabilnost. To se može utvrditi kako teorijski, tako i simulacijama i eksperimentom na realnom sistemu. Ovde je provera obavljena simulacijom.

S obzirom na preporuku, izabrano je pojačanje pozicionog kontrolera $K_\theta = 40$.

A. Simulaciona provera

U cilju demonstracije osobina predloženog načina sinteze pozicionog sistema, u simulacijama je postojao poremećaj. Izabrana su dva tipa poremećaja. Prvi, sl. 3, se sastoji iz segmenata nagibnog, paraboličnog, konstantnog i kubnog oblika, definisan relacijom:

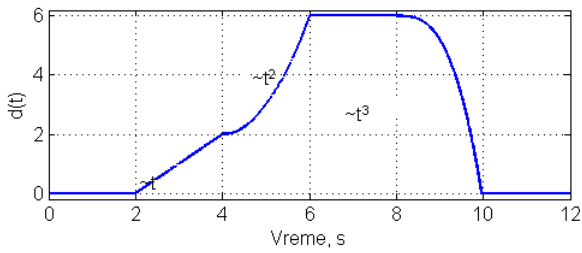
$$M_{01} = (0,5t - 1)[h(t - 2) - h(t - 4)] + [0,5(t - 4)^2 + 1] \times [h(t - 4 - h(t - 6))] + 3[h(t - 6) - h(t - 8)] + [3 - 0,4(t - 8)^3][h(t - 8) - h(t - 10)]. \quad (32)$$

Ovde je $h(t)$ jedinična odskočna funkcija. Drugi poremećaj je sinusoidalna:

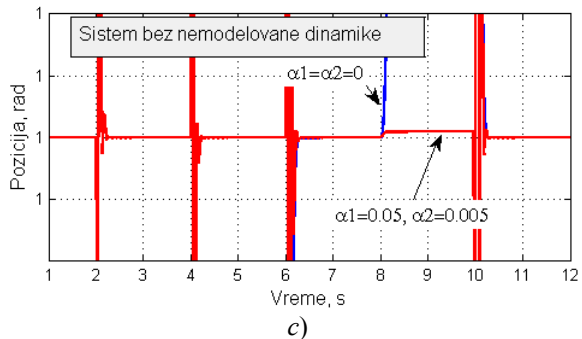
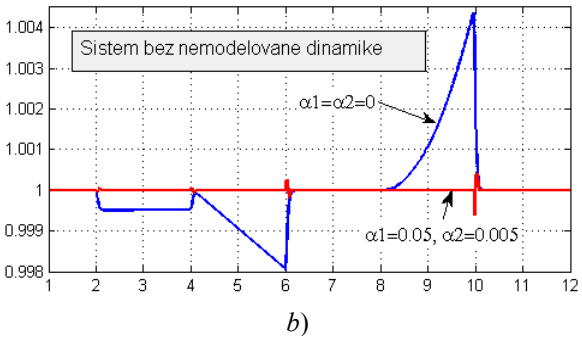
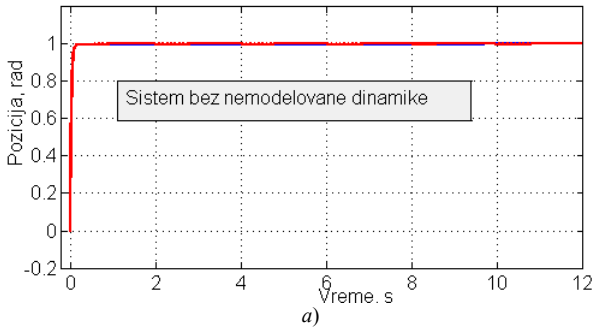
$$d(t) = 5h(t - 2)\sin(\pi t). \quad (33)$$

Na sl. 4 prikazano je pozicioniranje za referentnu vrednost $\omega_r(t) = 1$ rad u prisustvu poremećaja (32). Sa te slike se vidi da pozicioniranje nema preskok i da se postiže visoka tačnost pozicioniranja i u prisustvu kubnog tipa poremećaja. To je u skladu sa napred datim relacijama (Tabele 1 i 2) za greške brzinskog sistema u ustaljenom stanju. Prethodni rezultati ostvareni su na nominalnom sistemu, kada je zanemarena nemodelovana dinamika - dinamika električnog kola motora.

Na slici 5 prikazan je rezultat simulacije kada se uvede nemodelovana dinamika od 5% dominantne mehaničke vremenske konstante motora. Odskočni odziv je kao na sl. 4a. Međutim, postoji izvesna razlika koja nije vidljiva na toj slici.



Sl. 3. Poremećaj $d(t)$ definisan sa (32)

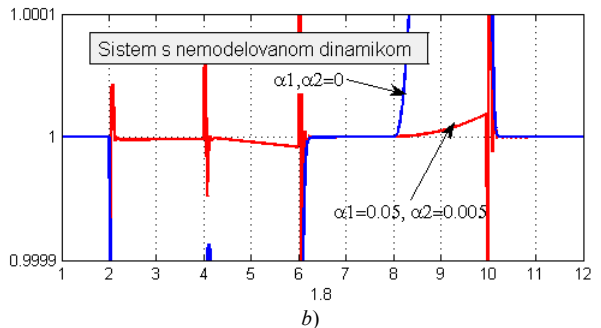
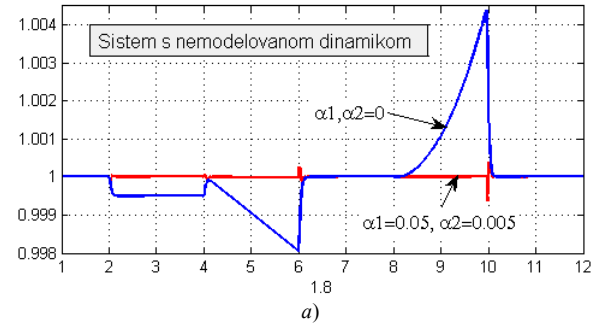


Sl. 4. Pozicioniranje zadate vrednosti $\omega_r(t)=1$ rad u prisustvu poremećaja (32) sa kombinovanim kompenzatorom $\alpha_1=0.05$, $\alpha_2=0.005$: a) odskočni odziv, b) zumiran odziv oko zadatog položaja; c) zumiran grafik sa sl. b) na kome se vidi da sistem bez nemodelirane dinamike ima konstantno odstupanje na poremećaj kubnog oblika.

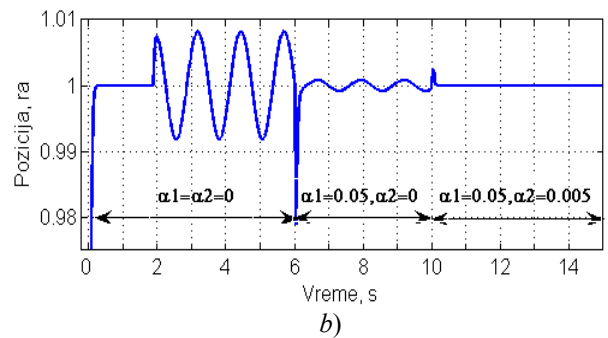
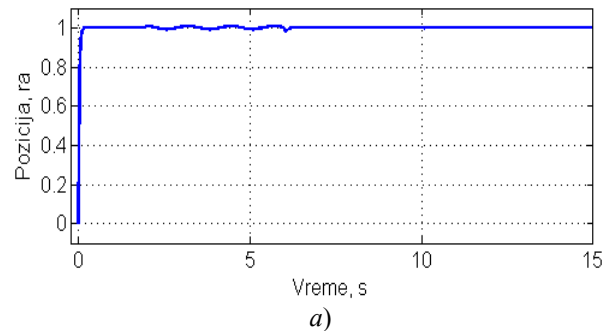
Razlika se vidi tek na sl. 5b nastaloj zumiranjem slike 5a. Uočava se da sistem s nemodelovanom dinamikom ponaša kao sistem bez kompenzatora poremećaja, ali je amplituda odstupanja od zadate vrednosti mnogo manja. To je posledica narušavanja tzv. uslova poklapanja (matching condition) kod sistema sa nemodelovanom dinamikom.

Radi demonstracije ponašanja sistema u prisustvu sporopromenljivog periodičnog poremećaja, u sistem je uveden poremećaj (33). Rezultati simulacije dati su na sl. 6. U prvih 2s ne deluje poremećaj. U trenutku $t=2$ s počinje da deluje poremećaj koji traje do kraja simulacije. Sistem tako nema kompenzaciju poremećaja u prvih 6s. Kompenzator konstantnog poremećaja se uključuje u 6s i aktivan je do kraja. Od 10s uključuje se i kompenzator linearnog poremećaja, tj. aktivan je kombinovani kompenzator. Na sl. 6a dat je odskočni odziv

sistema, a na slici 6b prikazan je zumiran odziv oko zadate vrednosti da bi se uočile međusobne razlike između efikasnosti potiskivanja poremećaja sistema bez kompenzatora, sa kompenzatorom konstantnog poremećaja i s kombinovanim kompenzatorom. Kao što se sa ovih slika jasno vidi, kombinovani kompenzator je veoma efikasan u potiskivanju poremećaja, mada i primena samo kompenzatora konstantnog poremećaja daje značajno slabljenje poremećaja u odnosu na sistem bez kompenzacije.



Sl. 5. Zumiran odziv u okolini zadate pozicije $\omega_r(t)=1$ rad za sistem sa nemodelovanom dinamikom. a) komparacija sistema bez kompenzatora i s kompenzatorom poremećaja; b) zumirana slika 5a na kojoj se uočava karakter potiskivanja poremećaja u prisustvu nemodelovane dinamike.

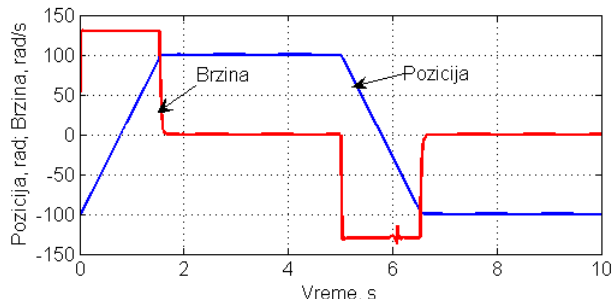


Sl. 6. Odskočni odziv sistema kada je zadata pozicija $\omega_r(t)=1$ rad, a na sistem deluje poremećaj (33). Prvih 6s sistem je bez kompenzatora poremećaja. U 6s uključen je kompenzator konstantnog poremećaja, a u 10s i kompenzator linearnog poremećaja. Slike 6b je zumirana sl 6a oko zadate pozicije.

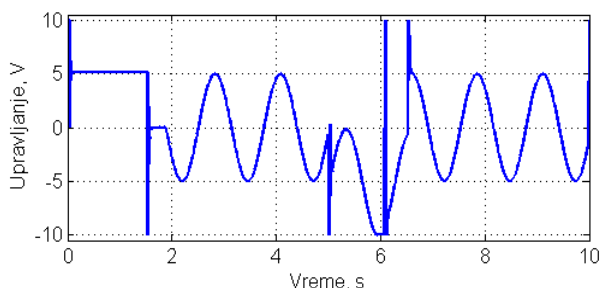
Na slici 7. dat je dijagram pozicioniranja kada je zadata pozicija u obliku pravougaonih impulsa periode 10 s sa

širinom impulsa 50% i amplitude ± 100 rad. Početna pozicija je -100 rad. Ispred brzinskog podsistema je limiter $\omega_{\max}=130$. Na toj slici je prikazan i dijagram brzine pozicioniranja.

Na sl. 8. dat je signal upravljanja za slučaj sa sl. 7. Uočava se da sistem nema treperenja. Osim toga vidi se da u trenucima naglih promena zadate pozicije dolazi do zasićenja u upravljačkom naponu koja traju kratko, osim u okolini 6s, kada ograničenje traje duže, što se reflektuje i na brzinu, sl. 7.



Sl. 7. Pozicioniranje konstantnom brzinom u prisustvu poremećaja (33) uz primenu kombinovanog kompenzatora $\alpha_1=0.05$, $\alpha_2=0.005$.



Sl. 8. Upravljački napon za slučaj pozicioniranja konstantnom brzinom.

V. ZAKLJUČAK

Predložen je novi prilaz projektovanju pozicionih servosistema visoke tačnosti. Novina je u načinu projektovanja brzinskog podsistema u kaskadnoj strukturi pozicionog servosistema. Pretpostavljajući da se električna vremenska konstanta može zanemariti u odnosu na mehaničku, što se može postići odgovarajućim pojačanjem strujne podređene konture ili kaskadnim kompenzatorom, brzinski podsistem se projektuje u klasi digitalnih integralnih kliznih režima. Oni omogućavaju jednostavnu estimaciju poremećaja i sintezu kompenzatora istih. U radu su razmatrani estimatori konstantnih i nagibnih poremećaja na osnovu kojih je sintetizovan kombinovani kompenzator poremećaja kao paralelna veza ovih kompenzatora. Na taj način je omogućena efikasna kompenzacija poremećaja do paraboličnog tipa kao i efikasno slabljenje složenijih poremećaja. Svi teorijski izvedeni rezultati su potvrđeni simulacijom. Preliminarna eksperimentalna provera potvrdila je osnovne karakteristike predloženog rešenja koje nije ograničeno samo na servosisteme elektromehaničkog tipa.

Dalji rad biće posvećen detaljnoj eksperimentalnoj proveru svih karakteristika predloženog upravljačkog sistema kako na modelu servosistema sa motorom jednosmerne struje, tako i na servosistemima sa drugim tipovima motora.

LITERATURA

- [1] A. Šabanović, Variable structure systems with sliding modes in motion control - a survey", *IEEE Trans. on Ind. Informatics* 7(2), May. 2011, 212-223.
- [2] M. Sazava, K. Ohishi, S. Katsura, "Robust high-speed positioning servosystem based on disturbance observer", *IEEJ Trans. on Ind. Applications*, 129 (3), 2009, 235-242.

- [3] P. K. Nandam, P. S. Sen, "Analog and digital speed control of dc drives using proportional-integral and integral-proportional control techniques", *IEEE Trans. on Ind. Electronics* 34(2) 1987, 227-233.
- [4] A. Suyitno, J. Fujikawa, H. Kobayashi, Y. Dote, "Variable structured robust controller by fuzzy logic for servomotors", *IEEE Trans. on Ind. Electronics* 40(1) Feb. 1993, 80-88.
- [5] R.-E. Precup, S. Preitl, P. Korondi, "Fuzzy controllers with maximum sensitivity for servosystems", *IEEE Trans. on Ind. Electronics* 54(3) 2007, 1298-1310.
- [6] A. V. Topalov, G. L. Cascella, V. G. F. Cupertino, O. Kaynak, "Sliding mode neuro-adaptive control of electrical drives", *IEEE Trans on Ind. Electronics* 54(1), Feb. 2007, 671-679.
- [7] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and application to electrical drives", *IEEE Trans. Ind. Electron.* 40(1), Feb. 1993, 23-36.
- [8] I. V. Utkin, J. Gueldner, J. Shi, "Sliding Mode Control in Electromechanical Systems, Taylor & Francis.
- [9] C. Baik, K.-H. Kim, M. J. Youn, "Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique", *IEEE Trans. on Control Systems Technology* 8(1) Jan. 2000, 47-54.
- [10] A. Pisano, A. Davila, L. Fridman, E. Usai, "Cascade control of PM DC drives via second-order sliding mode technique", *IEEE Trans on Ind. Electronics* 55(11), 2008, 3846-3854.
- [11] W.-C. Su, S. V. Drakunov, Ū. Ūzgüner, "An $0(T^2)$ boundary layer in sliding mode for sampled-data systems", *IEEE Trans. on Automatic Control* 45(3) March. 2000, 482-485.
- [12] G. Bartolini, A. Ferrara, V. I. Utkin, "Adaptive sliding mode control in discrete time systems", *Automatica* 31 (5), May 1995, 769-773.
- [13] G. Golo, Č. Milosavljević, "Robust discrete-time chattering free sliding mode control", *Systems & Control Letters* 41, 2000, 19-28.
- [14] K. Abidi, J.-X. Xu, X. Yu, "On the discrete-time integral sliding mode control", *IEEE Trans. on Automatic Control*, 52(4), Apr. 2007, 709-715.
- [15] Č. Milosavljević, B. Peruničić-Draženočić, B. Veselić, D. Mitić, "A new design of servomechanisms with digital sliding mode", *Electrical Engineering* 89(2007) 233-244, Springer-Verlag
- [16] M. Lješnjanić, B. Peruničić, Č. Milosavljević, B. Veselić, "Disturbance compensation in digital sliding mode", *Int. Conf. EUROCON*, 2011, 27-29 April, Lisboa, Portugal, CD, paper B.
- [17] Č. Milosavljević, B. Peruničić-Draženočić, B. Veselić, "Discrete-time high performance velocity servosystem design", 16th Int. Sympos. on Power electronics, Novi Sad, Oct. 26-28 2011, CD.
- [18] Č. Milosavljević, B. Peruničić-Draženočić, B. Veselić, "Discrete-time velocity servo system design using sliding mode control approach with disturbance compensation", Manuscript submitted for publication.
- [19] Draženočić, "The invariance conditions in variable structure systems", *Automatica* 5, 1969. 287-295.
- [20] B. Veselić, B. Peruničić, Č. Milosavljević, "High-performance position control of induction motor using discrete-time sliding mode control", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, 55(11), Nov. 2008, 3809-3817.
- [21] B. Veselić, B. Peruničić, Č. Milosavljević, "Improved discrete-time sliding mode positional control using Euler velocity estimation", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 57(11), Nov. 2010, 3840-3847

ABSTRACT

This paper proposes a new approach to the design of the digital positional servo system with cascaded structure. The inner speed control loop uses controller based on digital integral sliding mode, supplemented with constant and ramp type disturbance estimators. The speed control subsystem can exactly track references and reject load disturbances up to quadratic parabola type. The steady state error for other slowly varying inputs is very low. The main position controller is of proportional type. The proposed control structure is capable to suppress significantly disturbances and to provide a high precision positioning with constant positioning speed and without overshoots. The properties of the proposed system are illustrated by simulation.

DIGITAL POSITIONAL SERVO SYSTEM WITH DISTURBANCE ESTIMATOR AND INTEGRAL SLIDING MODE IN SPEED CONTROL LOOP

Čedomir Milosavljević, Branislava Peruničić, Boban Veselić