SVEUČILIŠTE U ZAGREBU

FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

DIPLOMSKI RAD br. 1420

OPTIMIRANJE SLIJEDNOG SUSTAVA S ISTOSMJERNIM MOTOROM S PERMANENTNIM MAGNETIMA TE REFERENTNIM MODELOM I SIGNALNOM ADAPTACIJOM

Toni Bjažić

Zagreb, rujan 2004.

Zahvaljujem doc. dr. sc. Željku Banu na korisnim sugestijama za organiziranje optimiranja parametara u Matlabu.

Zahvaljujem prof. dr. sc. Petru Crnošiji na punoj potpori i strpljenju, koje je iskazao svojim stručnim prijedlozima i korisnim savjetima neophodnim za optimiranje parametara PI regulatora prema pokazateljima kvalitete upravljanja te optimiranje parametara adaptivnog sustava s referentnim modelom i signalnom adaptacijom.

Zahvaljujem i svim ostalim profesorima, asistentima i kolegama, koji su mi pomogli u savladavanju gradiva neophodnog za izradu ovog diplomskog rada.

Na kraju zahvaljujem svojoj obitelji na podršci koju su mi pružili tijekom studiranja, jer bez njih ovaj rad ne bi ni postojao.

SADRŽAJ

1. UVOD

Dostupnost modernih permanentnih magneta sa znatnijom gustoćom energije dovelo je do razvoja istosmjernih strojeva sa uzbudnim magnetskim poljem ostvarenim pomoću permanentnih magneta. Tako su strojevi sa permanentnim magnetima, koji su zamijenili elektromagnete, postali kompaktniji jer više nije bilo potrebe za namotima koji uz prostor zahtijevaju i vanjski izvor energije. Sinkroni strojevi sa klasičnom uzbudom na rotoru zamijenjeni su strojevima s uzbudom permanentnim magnetima (nema potrebe za kliznim prstenovima i četkicama). Pojavom tranzistora snage u kasnim 1950-ima postignuta je zamjena mehaničkog komutatora sa elektroničkim u obliku invertora. Ova dva razvijena produkta doprinijeli su razvoju sinkronih i istosmjernih motora s permanentnim magnetima. Armatura istosmjernog motora više ne mora biti na rotoru ako se koristi elektronički komutator umjesto mehaničkog. Zbog toga armatura stroja može biti na statoru omogućavajući pritom bolje hlađenje i bolju izvedbu izolacije (veći primijenjeni naponi). Uzbuda, koja je dosad bila na statoru, premještena je na rotor kao polovi permanentnih magneta. Zato su ovi strojevi ništa drugo nego "izvrnuti" klasični istosmjerni strojevi sa izmijenjenim armaturama sa statora na rotor, odnosno rotora na stator.

U ovom diplomskom radu razmatra se primjena algoritma adaptivnog upravljanja s referentnim modelom i signalnom adaptacijom na istosmjerni motor s permanentnim magnetima na rotoru u svrhu kompenzacije utjecaja promjene momenta inercije na prijelaznu pojavu brzine vrtnje.

Rad je podijeljen u osam poglavlja. Nakon uvodnog razmatranja u prvom poglavlju, razrađen je matematički model slijednog sustava s istosmjernim motorom s permanentnim magnetima u drugom poglavlju.

U trećem poglavlju razmotrene su metode adaptivnog upravljanja s referentnim modelom te signalnom i parametarskom adaptacijom uz korištenje potpunog i reduciranog referentnog modela te osnovni i modificirani algoritam signalne adaptacije.

U četvrtom poglavlju određeni su parametri osnovnog regulatora prema pokazateljima kvalitete upravljanja. Prikazani su odzivi sustava za različite iznose vremenskih konstanti regulatora te za različita zadana nadvišenja u odzivu mjerene brzine vrtnje.

U petom poglavlju je na slijedni sustav s istosmjernim motorom s permanentnim magnetima na rotoru primijenjen adaptivni regulator s potpunim i reduciranim referentnim modelom te osnovnim i modificiranim algoritmom signalne adaptacije uz korištenje derivacija mjerene brzine vrtnje i estimatora varijabli stanja.

U šestom poglavlju je razrađen način realizacije digitalnog adaptivnog regulatora s referentnim modelom i signalnom adaptacijom.

Zaključna razmatranja i analiza ostvarenih rezultata dana je u sedmom poglavlju, dok je u osmom dan popis korištene literature.

Postojeća teorija adaptivnog upravljanja s referentnim modelom i signalnom adaptacijom daje samo oblik adaptacijskog algoritma, ali ne i mogućnost preciznog određivanja koeficijenata algoritma adaptacije u svrhu postizanja optimalne adaptacije sustava. Zbog toga se u ovom radu koeficijenti adaptacije određuju optimiranjem korištenjem programskog paketa *Matlab*.

2. MODELIRANJE ISTOSMJERNOG MOTORA SA PERMANENTNIM MAGNETIMA

Distribucija magnetskog toka u istosmjernom motoru s permanentnim magnetima na rotoru (bez kolektora i četkica) (PMBDCM – *permanent magnet brushless dc motor drive*) je trapezoidalna pa se ne može primijeniti vektorska analiza kao kod sinkronog motora s permanentnim magnetima kod kojeg je raspodjela magnetskog toka sinusna. Zbog toga se model istosmjernog motora s permanentnim magnetima izvodi pomoću faznih varijabli. Izvod modela bazira se na pretpostavkama da su inducirane struje u rotoru te gubici u željezu i rasipni tokovi zanemarivi. Razmatra se trofazni motor, iako je model valjan za bilo koji broj faza.

Prednost istosmjernog motora s permanentnim magnetima nad sinkronim motorom s permanentnim magnetima je u jednostavnosti upravljanja. Za zalet i komutaciju struje faze motora moraju se pratiti samo početak i kraj konstantnog dijela inducirane elektromotorne sile u toj fazi. To znači da je za trofazni motor u svakom električkom ciklusu potrebno pratiti šest diskretnih pozicija rotora. Ovi signali se lako generiraju pomoću tri Hallove sonde pomaknute za 120 električkih stupnjeva (Sl. 2.1.). Hallove sonde postavljaju se nasuprot malih magnetnih koluta pričvršćenih na rotor i imaju jednak broj polova kao i rotor istosmjernog motora s permanentnim magnetima. Za dobivanje apsolutne pozicije rotora moguće je iskoristiti i same magnete na rotoru tako da nema potrebe za ugradnjom dodatnih kolutnih magneta na rotor. Budući da sinkroni motor s permanentnim magnetima zahtijeva kontinuirano i trenutačno praćenje apsolutne pozicije rotora, očigledna je prednost istosmjernog motora s permanentnim magnetima koji zahtijeva praćenje samo šest diskretnih pozicija za trofazni motor, rezultirajući u znatnoj uštedi u senzoru povratne veze. Nadalje, upravljanje sinkronim motorom s permanentnim magnetima uključuje značajne vektorske operacije u upravljačkom uređaju, dok kod istosmjernog motora s permanentnim magnetima to nije slučaj.

Naponske jednadžbe statora mogu se prikazati pomoću električkih konstanti motora prema:

$$\begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix}, \qquad (2\text{-}1)$$

gdje su: u_{as}, u_{bs}, u_{cs} – naponi faza statora a, b i c,

R_s – otpor statora po fazi (jednak za sve tri faze),

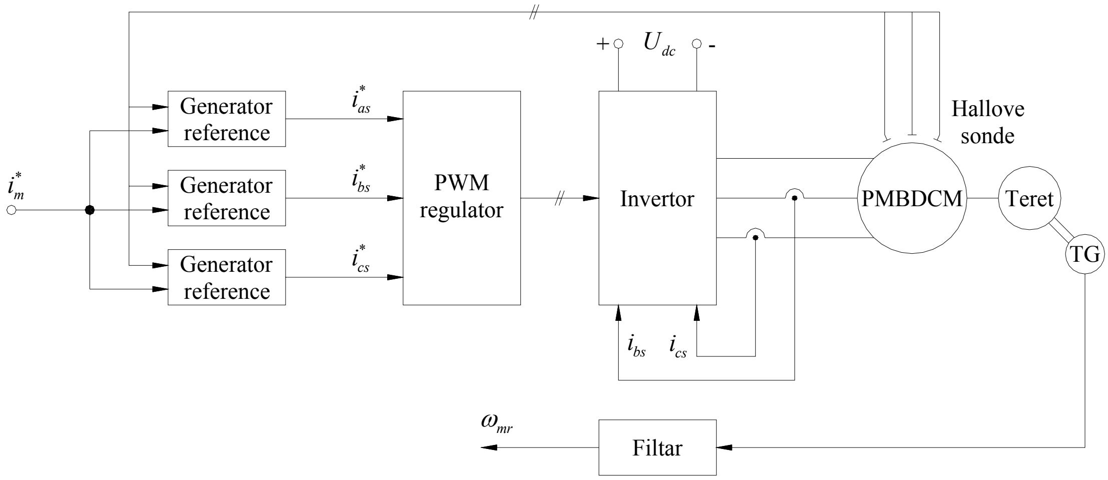
i_{as}, i_{bs}, i_{cs} – struje faza statora a, b i c,

p – diferencijalni operator d/dt,

L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} – induktiviteti faza statora a, b i c (jednaki za sve tri faze),

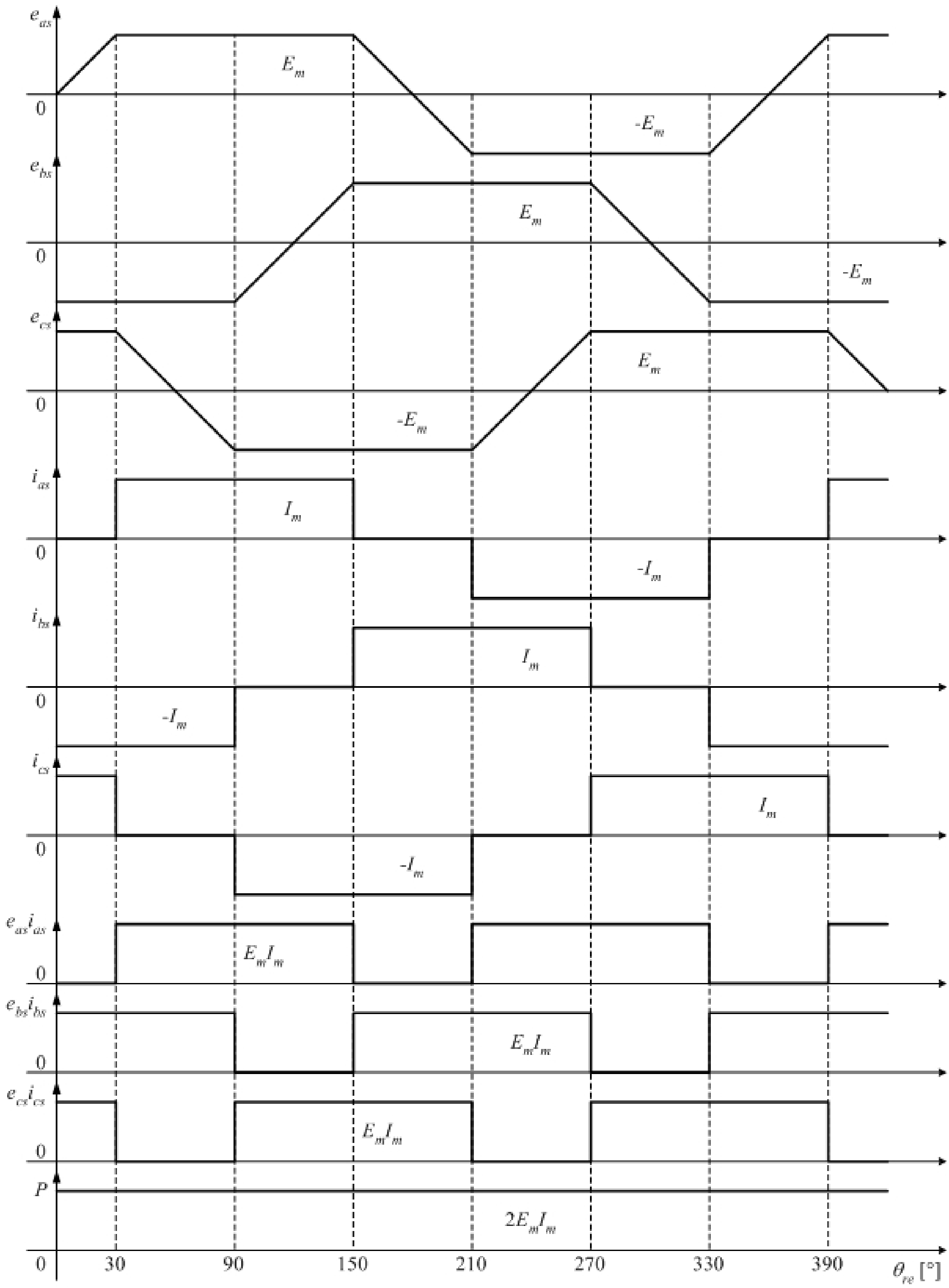
L_{ab}, L_{ac}, L_{bc}, L_{ba}, L_{ca}, L_{cb} – međuinduktiviteti faza,

e_{as}, e_{bs}, e_{cs} – inducirane elektromotorne sile u fazama statora a, b i c.



Sl. 2.1. Shematski prikaz istosmjernog motora s permanentnim magnetima sa PWM regulatorom, invertorom i Hallovim sondama za komutaciju te tahogeneratorom i filtrom za mjerenje brzine vrtnje.

Idealni valni oblici struja su pravokutni (Sl. 2.2.), a inducirane elektromotorne sile (EMS) e_{as}, e_{bs} i e_{cs} su, kao što je pretpostavljeno, trapezoidalne sa vršnom vrijednošću E_m:



Sl. 2.2. Idealni valni oblici signala istosmjernog motora s permanentnim magnetima.

$$E_m = BlvN, \tag{2-2}$$

gdje je: N – broj vodiča po fazi,

v – obodna brzina,

l – duljina vodiča,

B – gustoća magnetskog toka (magnetska indukcija).

Realni valni oblici struja su trapezoidalni zbog induktiviteta u namotima faza, zbog kojih skokovit porast struje nije moguć, nego ima konačno vrijeme porasta (Sl. 2.3.).

Obodna brzina može se izraziti kao:

$$v = r\omega, \tag{2-3}$$

gdje je: r – polumjer rotora,

ω – kutna brzina vrtnje.

Produkt Blr, označen sa ϕ_a, ima dimenziju toka i upravo je proporcionalan toku u zračnom rasporu ϕ_g:

$$\phi_a = Blr = \frac{1}{\pi} B\pi lr = \frac{1}{\pi}\phi_g. \tag{2-4}$$

Treba primijetiti da umnožak toka i broja vodiča ima dimenziju ulančanog toka i označen je sa λ_m:

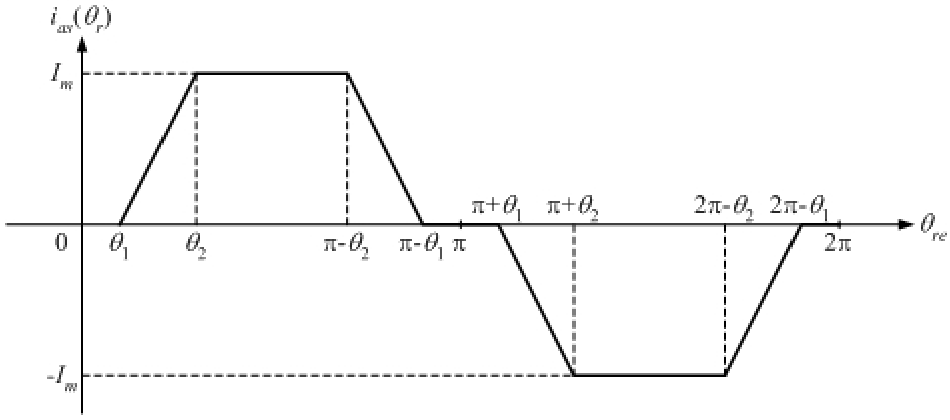
$$\lambda_m = N\phi_a. \tag{2-5}$$

Iz relacija (2-2) do (2-5) dobiva se:

$$E_m = \lambda_m \omega. \tag{2-6}$$

Zbog simetrične izvedbe rotora i tri simetrične faze, induktiviteti i međuinduktiviteti faza su jednaki:

$$
\begin{gathered}
L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L, \\
L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M.
\end{gathered} \tag{2-7}
$$



Sl. 2.3. Realni valni oblik struje faze istosmjernog motora s permanentnim magnetima.

Uvrštavajući (2-7) u (2-1) dobije se:

$$
\begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix}. \tag{2-8}
$$

Budući da su struje statora simetrične ($i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$), pojednostavnjuje se matrica induktiviteta u izrazu (2-8) te se dobiva:

$$
\begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix}. \tag{2-9}
$$

Elektromagnetski moment motora određen iz snage motora:

$$
P = e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs} = M\omega, \tag{2-10}
$$

dan je izrazom:

$$
M = \left(e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs} \right) \frac{1}{\omega}. \tag{2-11}
$$

Trenutne vrijednosti induciranih elektromotornih sila mogu se zapisati prema Sl. 2.2 i izrazima (2-2) i (2-6) kao:

$$\begin{aligned} e_{as} &= f_{as}\left(\theta_{re}\right)\lambda_m\omega, \\ e_{bs} &= f_{bs}\left(\theta_{re}\right)\lambda_m\omega, \\ e_{cs} &= f_{cs}\left(\theta_{re}\right)\lambda_m\omega, \end{aligned} \tag{2-12}$$

gdje funkcije $f_{as}(\theta_{re})$, $f_{bs}(\theta_{re})$, $f_{cs}(\theta_{re})$ imaju isti oblik kao i elektromotorne sile e_{as}, e_{bs}, e_{cs}, ali sa vršnim vrijednostima ±1.

Inducirane elektromotorne sile nemaju oštre rubove kako je prikazano trapezoidalnim funkcijama, već zaobljene rubove. EMS su rezultat derivacija ulančanih tokova, koji su kontinuirane funkcije.

Uvrštenjem izraza (2-12) u (2-11) za elektromagnetski moment dobije se:

$$M = \lambda_m\left[f_{as}\left(\theta_{re}\right)i_{as} + f_{bs}\left(\theta_{re}\right)i_{bs} + f_{cs}\left(\theta_{re}\right)i_{cs}\right]. \tag{2-13}$$

Važno je uočiti da su naponske jednadžbe faza (2-9) identične naponskim jednadžbama armature istosmjernog stroja. Ovo je jedan od razloga za imenovanje ovog stroja istosmjernim bez četkica (PM *brushless* DC machine).

Jednadžba gibanja za jednostavan sustav sa inercijom J, koeficijentom trenja B_1 i momentom tereta M_t glasi:

$$J\frac{d\omega}{dt} + B_1\omega = M - M_t. \tag{2-14}$$

Električna brzina rotora ω_e i pozicija θ_{re} određene su relacijom:

$$\omega_e = \frac{d\theta_{re}}{dt} = p_m\omega, \tag{2-15}$$

gdje je: θ_{re} – električka pozicija rotora,

θ_r – mehanička pozicija rotora,

p_m – broj pari polova,

$\omega = d\theta_r/dt$ – kutna brzina vrtnje.

Kombinirajući jednadžbe (2-9), (2-13), (2-14) i (2-15), dobiva se model istosmjernog motora s permanentnim magnetima u prostoru stanja:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \tag{2-16}$$

gdje je:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{as} & i_{bs} & i_{cs} & \omega & \theta_{re} \end{bmatrix}^T, \tag{2-17}$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_{as} & u_{bs} & u_{cs} & M_t \end{bmatrix}^T. \tag{2-18}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L-M} & 0 & 0 & -\frac{\lambda_m}{L-M} f_{as}(\theta_{re}) & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L-M} & 0 & -\frac{\lambda_m}{L-M} f_{bs}(\theta_{re}) & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L-M} & -\frac{\lambda_m}{L-M} f_{cs}(\theta_{re}) & 0 \\ \frac{\lambda_m}{J} f_{as}(\theta_{re}) & \frac{\lambda_m}{J} f_{bs}(\theta_{re}) & \frac{\lambda_m}{J} f_{cs}(\theta_{re}) & -\frac{B_1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_m & 0 \end{bmatrix}, \tag{2-19}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L-M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \tag{2-20}$$

Varijabla stanja θ_r potrebna je kako bi se mogle realizirati funkcije $f_{as}(\theta_{re})$, $f_{bs}(\theta_{re}), f_{cs}(\theta_{re})$.

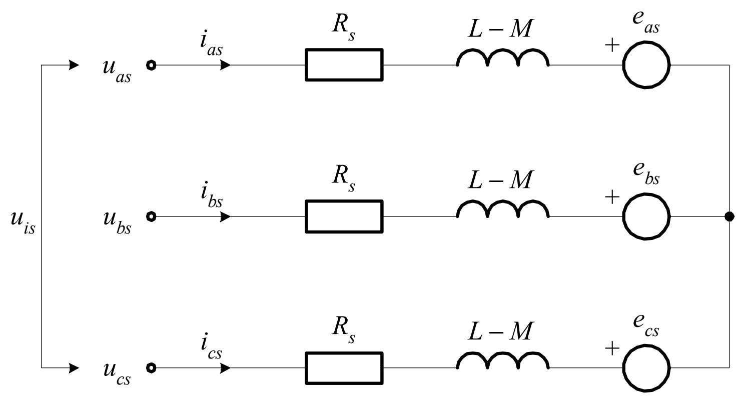
Model se da još pojednostavniti koristeći jednostavnu shemu izvedenu iz modela (2-9) i idealnih valnih oblika sa Sl. 2.2 (Sl. 2.4.).

Kao što je vidljivo iz Sl. 2.2, u svakom trenutku struju vode samo dvije faze, dok je u preostaloj fazi jakost struje jednaka nuli. Iznosi struja u vodljivim fazama su jednaki i suprotnog predznaka. Zato se jednadžba napona statora (uz pretpostavku da je struja u fazi b jednaka nuli) može zapisati kao:

$$\begin{aligned}
u_{is} &= u_{as} - u_{cs} = \\
&= i_{as}R_s + p(L-M)i_{as} + e_{as} - \left[i_{cs}R_s + p(L-M)i_{cs} + e_{cs}\right] = \\
&= (i_{as} - i_{cs})R_s + p(L-M)(i_{as} - i_{cs}) + e_{as} - e_{cs} = \\
&= 2R_sI_m + 2p(L-M)I_m + 2E_m,
\end{aligned} \tag{2-21}$$

gdje je: $i_{as} - i_{cs} = 2I_m,$

$e_{as} - e_{cs} = 2E_m.$



Sl. 2.4. Shematski prikaz modela (2-9).

Uvođenjem oznaka:

$$R_a = 2R_s, \tag{2-22}$$

$$L_a = 2(L-M) \tag{2-23}$$

te uz pomoć izraza (2-2) iz (2-21) dobiva se:

$$u_{is} = R_aI_m + pL_aI_m + 2\lambda_m\omega. \tag{2-24}$$

Potrebno je napomenuti da otpor i induktivitet R_a i L_a određeni izrazima (2-22) i (2-23) nisu otpor i induktivitet faze a, nego su to ekvivalenti otporu i induktivitetu armaturnog kruga klasičnog istosmjernog stroja.

Uvođenjem oznake:

$$K_b = 2\lambda_m, \tag{2-25}$$

dobiva se iz (2-24) naponska jednadžba ekvivalentna jednadžbi armaturnog kruga istosmjernog stroja:

$$u_{is} = \left(R_a + pL_a\right) I_m + K_b \omega. \tag{2-26}$$

Iz Sl. 2.2 vidi se da je snaga motora pri istovremenom vođenju samo dvije faze konstantna i iznosi:

$$P = 2E_m I_m. \tag{2-27}$$

Iz relacija (2-6), (2-10), (2-25) i (2-27) slijedi:

$$M = K_b I_m. \tag{2-28}$$

Jednadžba (2-28) je ekvivalentna momentnoj jednadžbi klasičnog istosmjernog stroja. Uz pretpostavku da je moment tereta proporcionalan brzini vrtnje, dobiva se:

$$M_t = \left(B_1 + B_2\right)\omega = B_t \omega, \tag{2-29}$$

gdje su: B_1 – koeficijent trenja motora,

B_2 – koeficijent proporcionalnosti momenta tereta s brzinom vrtnje,

$B_t = B_1 + B_2$.

Prijenosna funkcija brzine vrtnje s obzirom na moment koji se razvija u zračnom rasporu motora *M* (2-28) dobivena iz relacija (2-14) i (2-29)

$$\frac{\omega_m(s)}{M(s)} = \frac{K_t}{1 + T_t s}, \tag{2-30}$$

gdje su: s – Laplaceov operator,

$K_t = 1/B_t$,

$T_t = J/B_t$.

Dobivene naponske i momentne jednadžbe izvedene su za slučaj kada je struja i_{bs} jednaka nuli. Budući da u svakom trenutku vrijedi da je jedna od struja jednaka nuli, a ostale dvije su jednake po iznosu (I_m) i suprotnog su predznaka (Sl. 2.2.), mogu se poopćiti naponska jednadžba (2-26) i momentna jednadžba (2-28):

$$u_{is} = \left(R_a + pL_a\right)i_{as} + e, \tag{2-31}$$

$$e = K_b\omega, \tag{2-32}$$

$$M = K_b i_{as}, \tag{2-33}$$

gdje je i_{as} vršna vrijednost struja faza (promjenjiva tijekom regulacije) i ekvivalentna je struji armature klasičnog istosmjernog stroja. Elektromotorna sila određena izrazom (2-32) nije elektromotorna sila neke od faza, nego je ona ekvivalent elektromotornoj sili klasičnog istosmjernog stroja.

Iz relacije (2-31) slijedi prijenosna funkcija armaturnog kruga statora:

$$\frac{I_{as}\left(s\right)}{U_{is}\left(s\right) - E\left(s\right)} = \frac{K_a}{1 + T_a s}, \tag{2-34}$$

gdje su: $K_a = 1/R_a$,

$T_a = L_a/R_a$.

Uzimajući u obzir relacije (2-30), (2-31), (2-33) i (2-34), može se konstruirati blokovska shema sustava sa istosmjernim motorom s permanentnim magnetima i PI regulatorima struje i brzine vrtnje (Sl. 2.5.).

Tranzistorsko pojačalo modelira se kao pojačanje s mrtvim vremenom. Iznos mrtvog vremena T_r varira u rasponu od 0 do $T_č$ (period čoperiranja), ovisno o potrebnoj popunjenosti signala koju mora generirati tranzistorsko pojačalo (čoper). Zato se T_r određuje statistički kao polovica perioda čoperiranja, tj.

$$T_r = \frac{T_č}{2} = \frac{1}{2f_č}, \tag{2-35}$$

gdje je: $f_č$ frekvencija čoperiranja.

Uz frekvenciju čoperiranja $f_č$ = 10 kHz dobiva se iznos mrtvog vremena tranzistorskog pojačala T_r = 50 μs.

Nadalje, pojačanje s mrtvim vremenom se aproksimira sa PT1 članom s vremenskom konstantom T_r (prva dva člana Taylorovog razvoja funkcije $e^{-T_r s} \approx \frac{1}{1+T_r s}$) pa prijenosna funkcija tranzistorskog pojačala ima oblik:

$$\frac{U_{is}(s)}{U_c(s)} = \frac{K_r}{1+T_r s}. \tag{2-36}$$

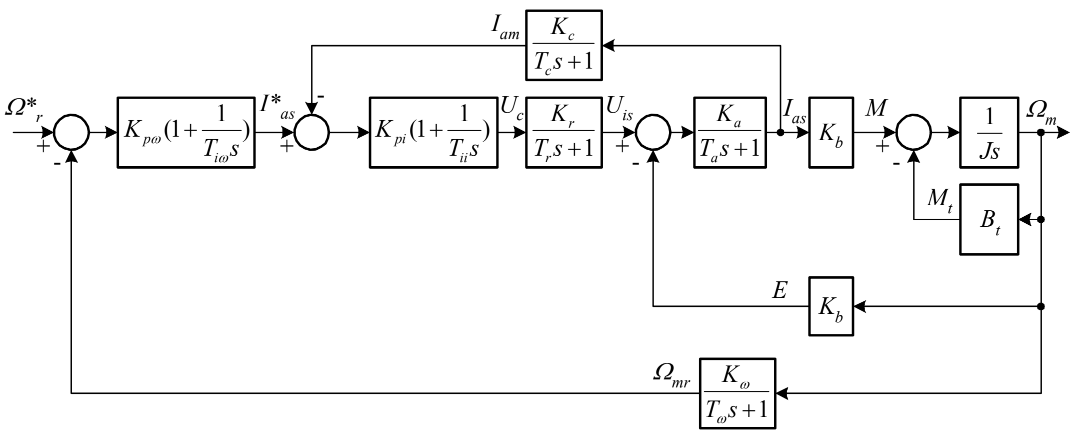
Mjerni signal struje (pad napona na otporniku) potrebno je ispraviti te zbog valovitosti i mjernog šuma filtrirati. Zbog toga je u povratnoj vezi struje PT1 član:

$$\frac{I_{am}(s)}{I_{as}(s)} = \frac{K_c}{1+T_c s}. \tag{2-37}$$

Mjerni signal brzine vrtnje (izlaz iz tahogeneratora) potrebno je filtrirati zbog visokofrekvencijskih komponenti koje generira tahogenerator pa prijenosna funkcija povratne veze brzine vrtnje ima oblik:

$$\frac{\Omega_{mr}(s)}{\Omega_m(s)} = \frac{K_\omega}{1+T_\omega s}. \tag{2-38}$$

Pojačanja PT1 članova povratnih veza struje i brzine vrtnje određuju se na temelju maksimalnog iznosa signala (struje ili brzine vrtnje) tako da dobiveni signal povratne veze bude u rasponu od 0 do 10 V.



Sl. 2.5. Blokovska shema kaskadnog sustava regulacije brzine vrtnje pogona sa istosmjernim motorom s permanentnim magnetima.

Parametri elemenata sustava iznose:

n_n = 4000 o/min;	R_a = 1.4 Ω;	K_c = 0.288 V/A;
P_n = 373 W (0.5 ks);	J = 0.0002 kgm^2;	T_c = 0.159 ms;
M_n = 0.89 Nm;	K_b = 0.051297 Vs;	K_ω = 0.02387 Vs;
$M_{max} = 2M_n$ = 1.78 Nm;	B_t = 0.002125 Nms;	T_ω = 1 ms;
U_n = 40 V;	$T_t = J/B_t$ = 94.1 ms;	K_{pi} = ? V/V;
I_n = 17.35 A;	U_s = 160 V;	$T_{ii} = T_a = L_a/R_a$ = 1.743 ms;
$I_{max} = 2I_n$ = 34.7 A;	K_r = 16 V/V;	$K_{p\omega}$ = ? V/V;
L_a = 2.44 mH;	T_r = 50 μs;	$T_{i\omega}$ = ? s;

gdje je: U_s – napon napajanja čopera, indeks n označava nominalnu veličinu, a indeks *max* maksimalnu.

3. ALGORITMI ADAPTACIJE S REFERENTNIM MODELOM

Za ispitivanje ispravnosti odabranog algoritma upravljanja adaptivnih sustava s referentnim modelom koriste se gradijentna metoda, metoda stabilnosti Ljapunova i metoda hiperstabilnosti Popova.

Gradijentna metoda zasniva se na pretpostavci da se parametri sustava mijenjaju puno sporije nego varijable stanja sustava. Ova pretpostavka, koja omogućuje kvazistacionarni tretman, bitna je za izračunavanje funkcija osjetljivosti (derivacija) koje su potrebne u algoritmu adaptacije. Gradijentna metoda za ispitivanje ispravnosti algoritma adaptacije ne daje uvijek stabilan adaptivan sustav. Zbog toga su razvijene metode koje koriste teorije stabilnosti Ljapunova i hiperstabilnosti Popova te se primjenjuju za ispitivanje ispravnosti algoritma adaptacije kojim se ostvaruje asimptotska stabilnost sustava. Nedostatak pristupa pomoću teorije stabilnosti Ljapunova je u tome što su za realizaciju algoritma uz korištenje funkcija Ljapunova potrebne sve varijable stanja. Drugi je nedostatak što ne postoji razrađen opći način određivanja funkcija Ljapunova, što znači da njihovo određivanje nije uvijek jednostavno.

U nastavku su opisane metode ispitivanja ispravnosti algoritama parametarske i signalne adaptacije s referentnim modelom, primjenom teorije stabilnosti Ljapunova i teorije hiperstabilnosti Popova. Prije samih algoritama dana su dva teorema stabilnosti Ljapunova.

3.1. Teoremi stabilnosti Ljapunova

Prvi teorem Ljapunova definira uvjete stabilnosti sustava opisanih linearnim diferencijalnim jednadžbama.

Linearni vremenski nepromjenjivi sustav opisan diferencijalnim jednadžbama varijabli stanja:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x}(t), \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{0}, \tag{3-1}$$

je asimptotski stabilan ako je za neku pozitivno definitnu matricu **Q** ($\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T$, det(**Q**) > 0), zadovoljena matrična jednadžba Ljapunova:

$$\mathbf{A}^T\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A} = -\mathbf{Q}, \tag{3-2}$$

gdje je: **P** – pozitivno definitna matrica ($\mathbf{P} = \mathbf{P}^T$, det(**P**) > 0).

Druga ili direktna metoda Ljapunova odnosi se na stabilnost nelinearnih sustava. Ljapunov je izložio metodu koja omogućuje dobivanje dovoljnih uvjeta stabilnosti nelinearnih sustava automatskog upravljanja.

Direktna metoda Ljapunova može se prikazati na slijedeći način: Neka je autonomni nelinearni sustav opisan diferencijalnim jednadžbama:

$$\dot{x}_i = f_i(x_i, t), \quad i = 1, 2, \ldots, n, \tag{3-3}$$

gdje su x_i varijable stanja, a f_i su poznate nelinearne funkcije zadane u prostoru tih varijabli stanja.

Ravnotežno stanje sustava određeno je sustavom jednadžbi:

$$f_i(0, t) = 0, \quad i = 1, 2, \ldots, n. \tag{3-4}$$

Pretpostavlja se da je **f** takva da rješenje sustava jednadžbi (3-4) postoji za sve $t \geq t_0$. Pretpostavlja se da je ravnotežno stanje sustava u ishodištu koordinatnog sustava i da je to rješenje jedinstveno.

Prema direktnoj metodi Ljapunova, u razmatranje se uvodi funkcija $V(x,t)$ koja ima slijedeća svojstva:

1. $V(x,t)$ je neprekidna zajedno sa svojim parcijalnim derivacijama prvog reda, u nekom području koje sadržava ishodište koordinatnog sustava,
2. Svugdje unutar područja, osim u ishodištu, funkcija $V(x,t)$ je različita od nule i ima isti predznak,

3. U ishodištu koordinatnog sustava funkcija $V(x,t)$ poprima nultu vrijednost, tj. $V(0,t) = 0$.

Funkcija koja ima navedena svojstva naziva se funkcijom Ljapunova. Ljapunov je dokazao ispravnost slijedeće tvrdnje:

Ako je sustav diferencijalnih jednadžbi (3-3) takav da je moguće naći pozitivno definitnu funkciju Ljapunova $V(x,t)$ čija je derivacija negativno definitna ($\dot{V} < 0$) na rješenjima sustava (3-3), tada je ravnotežno stanje sustava jednadžbi (3-3) u ishodištu koordinatnog sustava stabilno.

3.2. Algoritam parametarske adaptacije

Ispravnost algoritma parametarske adaptacije, koji će ovdje biti prikazan, ispitana je primjenom teorije hiperstabilnosti Popova.

Hiperstabilan sustav ima slijedeća svojstva: asimptotsku stabilnost, ograničene ulaze i izlaze, paralelna kombinacija dva hiperstabilna bloka, od kojih je jedan u negativnoj povratnoj vezi, također je hiperstabilan blok.

Sustav upravljanja, koji se sastoji od procesa i regulatora u zatvorenom krugu i referentni model, dani su jednadžbama u prostoru stanja:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{b}u_s(t), \tag{3-5}$$

$$\dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{M}}(t) = \mathbf{A}_{\mathbf{M}}\mathbf{x}_{\mathbf{M}}(t) + \mathbf{b}_{\mathbf{M}}u_r(t), \tag{3-6}$$

gdje su: $\mathbf{A}$ – matrica sustava ($n \times n$),

$\mathbf{b}$ – vektor ulaza sustava ($n \times 1$),

$\mathbf{x}$ – vektor varijabli stanja sustava dimenzije n,

u_s – upravljački signal sustava,

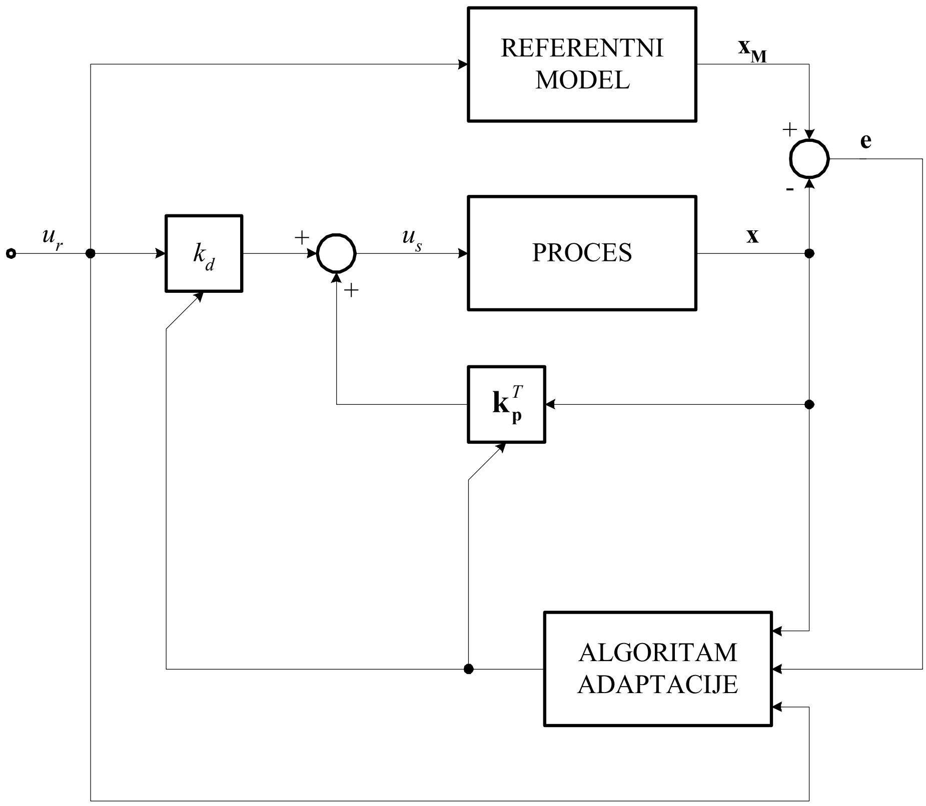
$\mathbf{A}_{\mathbf{M}}$ – matrica referentnog modela ($n \times n$),

$\mathbf{b}_{\mathbf{M}}$ – vektor ulaza referentnog modela ($n \times 1$),

$\mathbf{x}_{\mathbf{M}}$ – vektor varijabli stanja referentnog modela dimenzije n,

u_r – referentni signal.

Blokovska shema adaptivnog sustava s referentnim modelom i parametarskom adaptacijom prikazana je na Sl. 3.1.



Sl. 3.1. Blokovska shema adaptivnog sustava s referentnim modelom i parametarskom adaptacijom.

Upravljački signal u_s prema Sl. 3.1 iznosi:

$$u_s(t) = \mathbf{k_p}^T(t)\mathbf{x}(t) + k_d(t)u_r(t), \tag{3-7}$$

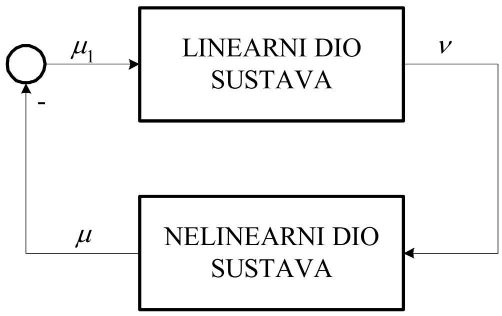
gdje su: k_d – vremenski promjenjivi koeficijent pojačanja u direktnoj grani,

$\mathbf{k_p}^T$ – vremenski promjenjivi vektor koeficijenata pojačanja u grani povratne veze dimenzije $(1 \times n)$.

Vektor pogrešaka, odnosno razlike varijabli stanja referentnog modela i podesivog sustava određen je izrazom:

$$\mathbf{e}(t) = \mathbf{x_M}(t) - \mathbf{x}(t). \tag{3-8}$$

Sustav se razlaže na linearni dio u kojem je sadržana dinamika sustava i nelinearni vremenski nepromjenjivi dio, kako je to prikazano na Sl. 3.2.



Sl. 3.2. Strukturna shema ekvivalentnog adaptivnog sustava za prikaz hiperstabilnosti Popova.

Linearni dio kao izlaz daje transformirani vektor pogreške referentnog modela i podesivog sustava ν, dok nelinearni dio sadrži zakone adaptacije.

Asimptotska hiperstabilnost sustava ostvaruje se uz ispunjenje slijedećih uvjeta:

1. prijenosna funkcija linearnog dijela sustava:

$$\mathrm{Re}\left\{G\left(j\omega\right)\right\} > 0, \quad \forall\omega > 0 \tag{3-9}$$

mora biti striktno pozitivna (polni višak u pojedinim prijenosnim funkcijama prijenosne matrice ne smije iznositi više od 1);

2. mora biti zadovoljena integralna nejednakost Popova:

$$\int_0^\tau \nu^T\left(t\right)\mu\left(t\right)dt \geq -\delta_0^2, \tag{3-10}$$

gdje je $\tau > 0$, δ_0 konstanta koja ne ovisi o τ, a $\nu(t)$ i $\mu(t)$ izlazi iz linearnog odnosno nelinearnog dijela sustava (Sl. 3.2.).

Drugim riječima, integral u relaciji (3-10) ne smije težiti u $-\infty$.

Algoritam adaptacije elemenata vektora $\mathbf{k}_\mathbf{p}^T$ i pojačanja k_d zadaje se tako da koeficijenti adaptacije imaju proporcionalno-integralno (PI) ponašanje. To omogućuje postizanje brže adaptacije nego u slučaju samo integralnog ponašanja koeficijenata adaptacije. Koeficijenti su određeni slijedećim izrazima:

$$\begin{aligned}
&\mathbf{k}_{\mathbf{p}}^{T} = \mathbf{k}_{\mathbf{pi}}^{T} + \mathbf{k}_{\mathbf{pp}}^{T}, && k_d = k_{di} + k_{dp}, \\
&\dot{\mathbf{k}}_{\mathbf{pi}}^{T} = \nu \cdot \mathbf{x}^{T} \cdot \mathbf{\Gamma}_{\mathbf{pi}}, && \dot{k}_{di} = \nu \cdot u_r \cdot \gamma_{di}, \\
&\mathbf{k}_{\mathbf{pp}}^{T} = \nu \cdot \mathbf{x}^{T} \cdot \mathbf{\Gamma}_{\mathbf{pp}}, && k_{dp} = \nu \cdot u_r \cdot \gamma_{dp}, \\
&\nu = \mathbf{d}^{T}\mathbf{e},
\end{aligned} \tag{3-11}$$

gdje su:

$\mathbf{k}_{\mathbf{pi}}^{T}$	–	redni vektor integralne komponente parametra adaptacije u povratnoj vezi, dimenzije ($1 \times n$),
$\mathbf{k}_{\mathbf{pp}}^{T}$	–	redni vektor proporcionalne komponente parametra adaptacije u povratnoj vezi, dimenzije ($1 \times n$),
k_{di}	–	integralna komponenta parametra adaptacije u direktnoj grani (skalar),
k_{dp}	–	proporcionalna komponenta parametra adaptacije u direktnoj grani (skalar),
$\mathbf{d}^{T}$	–	redni vektor težinskih koeficijenata pogrešaka,
$\mathbf{\Gamma}_{\mathbf{pi}}$, $\mathbf{\Gamma}_{\mathbf{pp}}$	–	dijagonalne težinske matrice koeficijenata integralnog, odnosno proporcionalnog dijela adaptacijskog algoritma u povratnoj vezi, dimenzije ($n \times n$),
γ_{di}, γ_{dp}	–	koeficijenti integralnog, odnosno proporcionalnog dijela adaptacijskog algoritma u direktnoj grani (skalari).

Derivacija pogreške sustava adaptivnog upravljanja prema jednadžbi (3-8) uz oblik adaptacijskog algoritma prema (3-7) i (3-11) može se prikazati u obliku:

$$\begin{aligned}
&\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A_M}\mathbf{e} + \boldsymbol{\mu}_1, \\
&\boldsymbol{\mu}_1 = \left[\mathbf{A_M} - \mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{k}_{\mathbf{p}}^{T}(t)\right]\mathbf{x} + \left[\mathbf{b_M} - \mathbf{b}k_d(t)\right]u_r.
\end{aligned} \tag{3-12}$$

Rastavljanjem adaptivnog sustava na linearni i nelinearni dio, linearni dio sustava opisanog jednadžbama (3-12) poprima oblik:

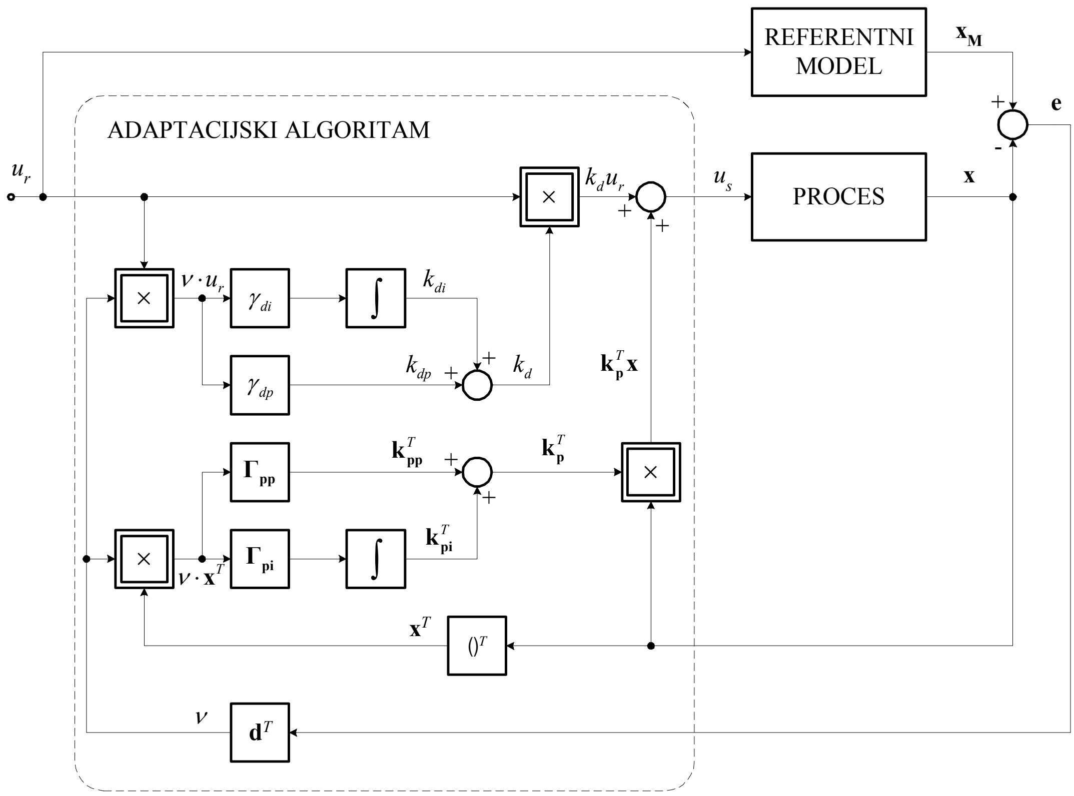
$$\begin{aligned}
&\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A_M}\mathbf{e} + \boldsymbol{\mu}_1, \\
&\nu = \mathbf{d}^{T}\mathbf{e}.
\end{aligned} \tag{3-13}$$

Nelinearni dio sustava određenog jednadžbom (3-12), uz linearni dio prema jednadžbi (3-13), određen je izrazom:

$$\mu = -\mu_1 = \left[\mathbf{b}\mathbf{k}_\mathbf{p}^T\left(t,\nu\right) - \left(\mathbf{A_M} - \mathbf{A}\right)\right]\mathbf{x} + \left[\mathbf{b}k_d\left(t,\nu\right) - \mathbf{b_M}\right]u_r. \tag{3-14}$$

Pokazuje se da će adaptivni sustav opisan jednadžbama (3-13) i (3-14) biti globalno asimptotski stabilan, odnosno da će biti zadovoljeni uvjeti hiperstabilnosti Popova, ako se odaberu varijable stanja sustava tako da su elementi vektora **b** pozitivni u recima gdje matrica ($\mathbf{A_M} - \mathbf{A}$) i vektor $\mathbf{b_M}$ nemaju nulte retke i veći su ili jednaki nuli u ostalim recima, uz odabir pozitivnih elemenata matrica koeficijenata adaptacije $\mathbf{\Gamma_{pi}}$ i $\mathbf{\Gamma_{pp}}$. To nadalje znači da vektor **b** mora imati sve koeficijente veće ili jednake nuli i pozitivne koeficijente u onim recima u kojima matrica **A** sadrži promjenjive parametre sustava, ako je referentni model jednak podesivom sustavu s nominalnim parametrima.

Uz spomenute uvjete algoritam parametarske adaptacije s referentnim modelom i PI djelovanjem u algoritmu adaptacije je stabilan. Shema takvog adaptivnog sustava opisanog relacijama (3-7), (3-8) i (3-11) prikazana je na Sl. 3.3.



Sl. 3.3. Shema adaptivnog sustava upravljanja s referentnim modelom i PI algoritmom parametarske adaptacije.

Za realizaciju algoritma parametarske adaptacije određenog izrazima (3-7) i (3-11) potrebne su sve varijable stanje. U realnim sustavima su najčešće mjerljive samo neke varijable stanja, što znači da algoritam adaptacije određen izrazima (3-7) i (3-11) nije direktno primjenjiv na realne sustave. Zbog toga je potrebno modificirati algoritam tako da se koristi reducirani vektor varijabli stanja, tj. da se koristi estimator ili da se primijeni metoda proširene pogreške (*augmented error*). Metoda proširene pogreške osigurava stabilnost sustava, ali povećava složenost algoritma. Primjena reduciranog vektora varijabli stanja u adaptacijskom algoritmu osigurava jednostavniji algoritam, a njegova se stabilnost može provjeriti primjenom kriterija hiperstabilnosti Popova.

Podesivi sustav i referentni model mogu se prema jednadžbama (3-5) i (3-6), uvođenjem transformacijske matrice **F** za reducirani broj varijabli stanja, opisati jednadžbama:

$$
\begin{aligned}
&\dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{M}} = \mathbf{A}_{\mathbf{M}}\mathbf{x}_{\mathbf{M}} + \mathbf{b}_{\mathbf{M}}u_r, \\
&\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u_s, \\
&\mathbf{x}_{\mathbf{MR}} = \mathbf{F}\mathbf{x}_{\mathbf{M}}, \\
&\mathbf{x}_{\mathbf{R}} = \mathbf{F}\mathbf{x}, \\
&\mathbf{e}_{\mathbf{R}} = \mathbf{x}_{\mathbf{MR}} - \mathbf{x}_{\mathbf{R}} = \mathbf{F}\mathbf{e},
\end{aligned}
\tag{3-15}
$$

gdje su:

$\mathbf{e}_{\mathbf{R}}$ – reducirani vektor pogreške,

$\mathbf{x}_{\mathbf{MR}}$ – reducirani vektor varijabli stanja referentnog modela dimenzije *m*, manje od reda referentnog modela *n*,

$\mathbf{x}_{\mathbf{R}}$ – reducirani vektor varijabli stanja podesivog sustava dimenzije *m*, manje od reda podesivog sustava *n*,

$\mathbf{F}$ – matrica transformacije reduciranog vektora varijabli stanja dimenzije $(m \times n)$.

Ako se za varijable stanja reduciranog referentnog modela odaberu izlazna veličina sustava te njena prva i druga derivacija, uz PI djelovanje u algoritmu adaptacije, adaptivni sustav se može opisati slijedećim relacijama:

$$
\begin{aligned}
&\nu = \mathbf{d}^T \mathbf{e_R} = \mathbf{d}^T \left(\mathbf{x_{MR}} - \mathbf{x_R} \right), \\
&u_s = k_d u_r + k_p u_\omega, \\
&u_\omega = \mathbf{cx},
\end{aligned}
\tag{3-16}
$$

$$
\begin{aligned}
&k_p = k_{pi} + k_{pp}, \qquad && k_d = k_{di} + k_{dp}, \\
&\dot{k}_{pi} = \nu \cdot u_\omega \cdot \gamma_{pi}, && \dot{k}_{di} = \nu \cdot u_r \cdot \gamma_{di}, \\
&k_{pp} = \nu \cdot u_\omega \cdot \gamma_{pp}, && k_{dp} = \nu \cdot u_r \cdot \gamma_{dp},
\end{aligned}
\tag{3-17}
$$

gdje su:

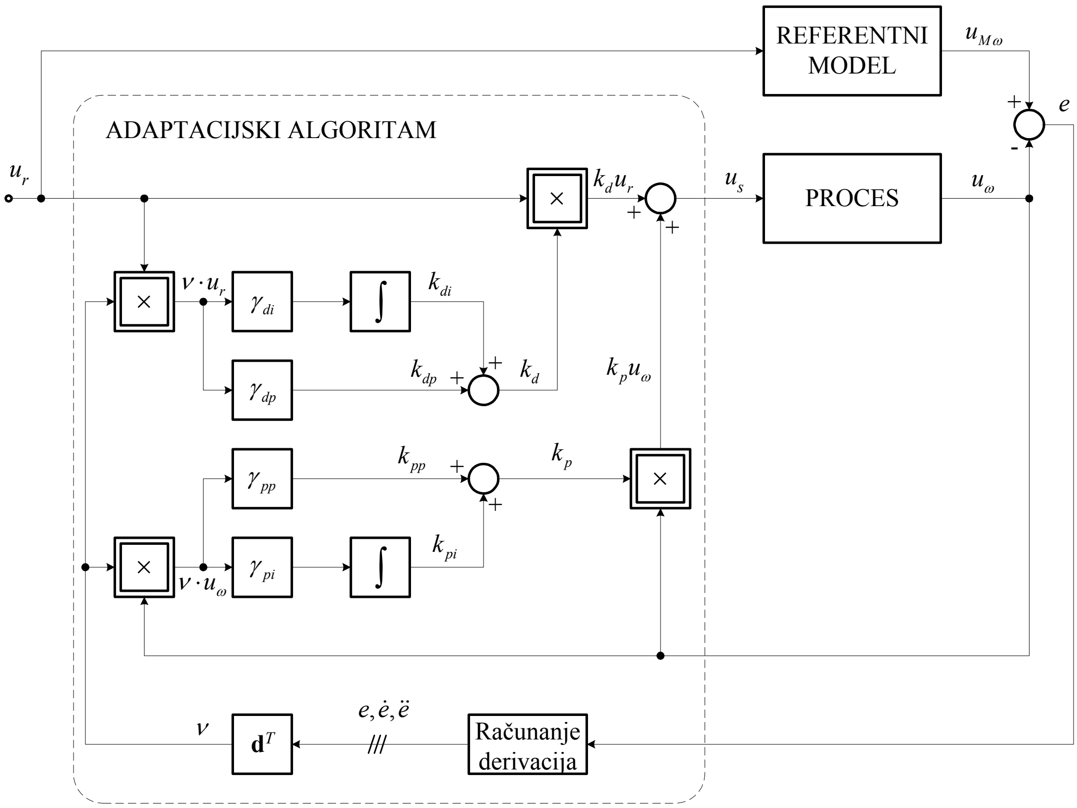
$\mathbf{c} = [1\ 0\ 0\ \dots\ 0]$	–	izlazna matrica sustava,
$\mathbf{d}^T = [d_1\ d_2\ d_3]$	–	težinski koeficijenti signala poopćene pogreške,
ν	–	signal poopćene pogreške,
$\mathbf{x_R} = \mathbf{Fx} = \left[u_\omega \quad \dot{u}_\omega \quad \ddot{u}_\omega\right]^T$	–	reducirani vektor varijabli stanja sustava,
u_ω	–	izlazna varijabla sustava,
$\gamma_{pi}, \gamma_{pp}, \gamma_{di}, \gamma_{dp}$,	–	koeficijenti adaptacije.

Prva i druga derivacija izlazne veličine sustava određuju se prema aproksimacijskim izrazima:

$$
\begin{aligned}
&\dot{u}_\omega \approx \frac{u_\omega \left(kT_d\right) - u_\omega \left[\left(k-1\right)T_d\right]}{T_d}, \\
&\ddot{u}_\omega \approx \frac{\dot{u}_\omega \left(kT_d\right) - \dot{u}_\omega \left[\left(k-1\right)T_d\right]}{T_d},
\end{aligned}
\tag{3-18}
$$

gdje je: T_d – vrijeme diskretizacije.

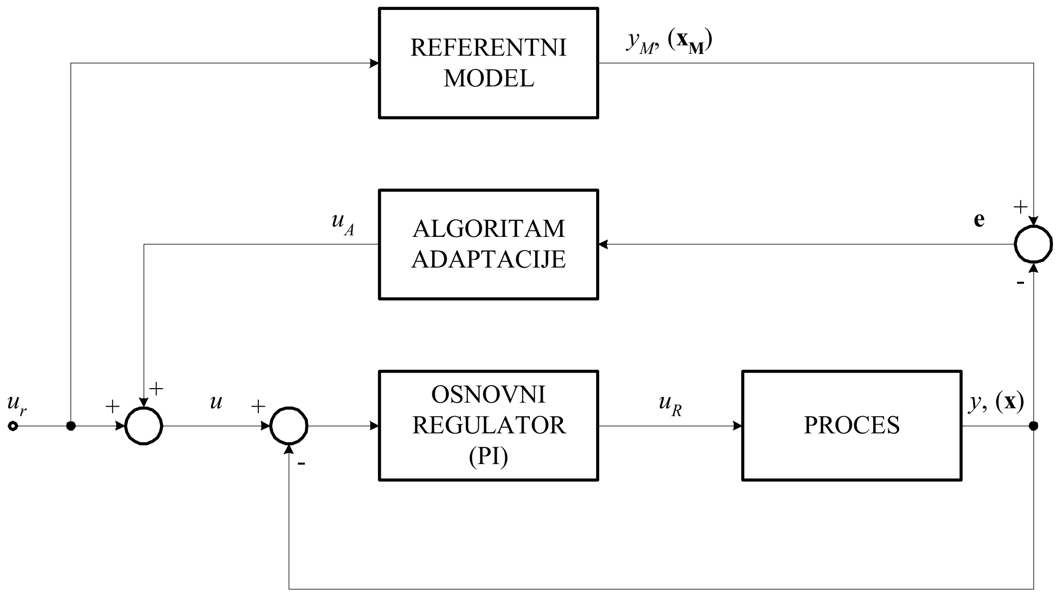
Ovakav pojednostavljeni algoritam parametarske adaptacije ima samo četiri koeficijenta adaptacije $\gamma_{pi}, \gamma_{pp}, \gamma_{di}, \gamma_{dp}$ te još tri težinska koeficijenta signala poopćene pogreške $\mathbf{d}^T$ = [d_1 d_2 d_3]. Shema ovog adaptivnog sustava opisanog relacijama (3-16) i (3-17) prikazana je na Sl. 3.4.



Sl. 3.4. Shema adaptivnog sustava upravljanja s referentnim modelom reduciranog (trećeg) reda i PI algoritmom parametarske adaptacije.

3.3. Algoritam signalne adaptacije

Adaptivni sustav s referentnim modelom i signalnom adaptacijom prikazan je na Sl. 3.5. Sustav se sastoji od referentnog modela, koji generira zadano ponašanje sustava, objekta upravljanja sa regulatorom u zatvorenom krugu te bloka algoritma adaptacije. Adaptacijski algoritam generira dodatni upravljački signal u_A pomoću kojeg se minimizira razlika između zadanog ponašanja određenog referentnim modelom i objekta upravljanja.



Sl. 3.5. Blokovska shema adaptivnog sustava s referentnim modelom i signalnom adaptacijom.

Za ispitivanje ispravnosti algoritma signalne adaptacije s referentnim modelom koristi se teorija stabilnosti Ljapunova.

Postupak ispitivanja ispravnosti adaptivnog sustava s referentnim modelom i signalnom adaptacijom uz korištenje druge metode Ljapunova opisan je za sustave s jednim ulazom i jednim izlazom (SISO – *Single Input Single Output*) (Sl. 3.5.). Sustav (proces zajedno sa regulatorom u zatvorenom krugu) je opisan slijedećom jednadžbom u prostoru stanja:

$$\dot{\mathbf{x}}(t)=\mathbf{A}\mathbf{x}(t)+\mathbf{b}u(t), \tag{3-19}$$

gdje su: $\mathbf{A}$ – matrica sustava ($n \times n$),

$\mathbf{b}$ – vektor ulaza sustava ($n \times 1$),

$\mathbf{x}$ – vektor varijabli stanja sustava dimenzije n,

u – upravljački signal sustava.

Referentni model opisan je relacijom:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{M}}(t)=\mathbf{A}_{\mathbf{M}}\mathbf{x}_{\mathbf{M}}(t)+\mathbf{b}_{\mathbf{M}}u_r(t), \tag{3-20}$$

gdje su: $\mathbf{A_M}$ – matrica referentnog modela ($n \times n$),

$\mathbf{b_M}$ – vektor ulaza referentnog modela ($n \times 1$),

$\mathbf{x_M}$ – vektor varijabli stanja referentnog modela dimenzije n,

u_r – referentni signal.

Upravljački signal (Sl. 3.5.) iznosi:

$$u(t)=u_r(t)+u_A(t), \tag{3-21}$$

gdje je: $u_A(t)$ – signal adaptacije.

Vektor pogreški varijabli stanja dan je izrazom:

$$\mathbf{e}(t)=\mathbf{x}_{\mathbf{M}}(t)-\mathbf{x}(t). \tag{3-22}$$

Na temelju relacija (3-19) do (3-22) dobije se izraz za derivaciju pogreške:

$$\dot{\mathbf{e}}(t)=\dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{M}}(t)-\dot{\mathbf{x}}(t)=\mathbf{A}_{\mathbf{M}}\mathbf{e}(t)+\boldsymbol{\sigma}(t)-\mathbf{b}u_A(t), \tag{3-23}$$

gdje je:

$$\boldsymbol{\sigma}(t)=\left(\mathbf{A}_{\mathbf{M}}-\mathbf{A}\right)\mathbf{x}(t)+\left(\mathbf{b}_{\mathbf{M}}-\mathbf{b}\right)u_r(t). \tag{3-24}$$

Vektor $\boldsymbol{\sigma}(t)$ određen je odstupanjem parametara sustava od parametara referentnog modela.

Za ispitivanje ispravnosti odabranog oblika algoritma signalne adaptacije pogodno je odabrati pozitivno definitnu funkciju Ljapunova oblika:

$$V = \frac{1}{2}\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{e}, \tag{3-25}$$

gdje je: **P** – pozitivno definitna matrica određena izrazom (3-2).

Derivacija funkcije Ljapunova (3-25) iznosi:

$$\dot{V} = \dot{\mathbf{e}}^T\mathbf{P}\mathbf{e} + \mathbf{e}^T\mathbf{P}\dot{\mathbf{e}}. \tag{3-26}$$

Uvrštavanjem izraza (3-23) u (3-26) dobije se:

$$\dot{V} = -\mathbf{e}^T\mathbf{Q}\mathbf{e} + 2\mathbf{e}^T\mathbf{P}\boldsymbol{\sigma} - 2\mathbf{e}^T\mathbf{P}\mathbf{b}u_A, \tag{3-27}$$

gdje je: **Q** – pozitivno definitna matrica (3-2).

Derivacija funkcije Ljapunova (3-27) bit će negativno definitna ako zbroj drugog i trećeg člana u relaciji (3-27) bude negativan. To će biti ispunjeno ako algoritam adaptacije ima oblik:

$$u_A(t) = h\,\mathrm{sign}\big(\nu(t)\big), \tag{3-28}$$

$$\nu(t) = \mathbf{d}^T\mathbf{e}(t), \tag{3-29}$$

$$\mathbf{d}^T = \mathbf{b}^T\mathbf{P}, \tag{3-30}$$

gdje je: ν – poopćena pogreška,

$\mathbf{d}^T$ – vektor težinskih koeficijenata pogreške $\mathbf{e}(t)$.

Pozitivno određena matrica **P** može se dobiti rješavanjem matrične jednadžbe Ljapunova (3-2) uz zadane koeficijente matrice **Q**. Na taj se način mogu odrediti težinski koeficijenti pogrešaka (3-30). Međutim, na taj način se ne mogu odrediti najpovoljnije vrijednosti težinskih koeficijenata pogrešaka, kojima se postiže najbolja adaptacija ili najmanja vrijednost pogreške u prijelaznoj pojavi. Zbog toga će ti koeficijenti u ovom radu biti određeni optimiranjem uz pomoć programskog paketa *Matlab – Optimization Toolbox*.

Iz uvjeta negativnosti derivacije funkcije Ljapunova (3-27) i izraza za algoritam signalne adaptacije (3-28) slijedi izraz za koeficijent adaptacije:

$$h \geq \left\| \mathbf{b}^{+} \right\| \cdot \left\| \boldsymbol{\sigma} \right\|, \tag{3-31}$$

gdje je: $\mathbf{b}^{+} = \left(\mathbf{b}^{T}\mathbf{b}\right)^{-1}\mathbf{b}^{T}$ – lijeva pseudoinverzna matrica matrice **b**.

Budući da se u izrazu za izračunavanje koeficijenta adaptacije h koristi matrica **b** koja nije poznata, umjesto matrice **b** se koristi matrica $\mathbf{b_M}$. Postoje i izrazi za procjenu norme vektora odstupanja $\boldsymbol{\sigma}$, ali nisu navedeni jer u ovom radu neće biti korišten izraz (3-31) za određivanje koeficijenta adaptacije h.

Drugi način određivanja koeficijenta adaptacije h je da se sustav i referentni model opišu u prostoru stanja u kanoničkoj formi. Matrice i vektori tada imaju oblik:

$$\begin{gathered}
\mathbf{A_M} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_{M0} & -a_{M1} & -a_{M2} & \cdots & -a_{M,n-1} \end{bmatrix}, \\
\mathbf{b}_{\mathbf{M}}^{T} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & b_{M0} \end{bmatrix}, \\
\mathbf{c}_{\mathbf{M}}^{T} = \begin{bmatrix} c_{M1} & c_{M2} & c_{M3} & \cdots & c_{Mn} \end{bmatrix}, \\
\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_{0} & -a_{1} & -a_{2} & \cdots & -a_{n-1} \end{bmatrix}, \\
\mathbf{b}^{T} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & b_{0} \end{bmatrix}, \\
\mathbf{c}^{T} = \begin{bmatrix} c_{1} & c_{2} & c_{3} & \cdots & c_{n} \end{bmatrix},
\end{gathered} \tag{3-32}$$

gdje su $\mathbf{c_M}$ i **c** izlazne matrice (vektori) referentnog modela odnosno sustava.

Iz relacija (3-23), (3-24), (3-28) i (3-32) slijedi da maksimalan iznos koeficijenta adaptacije h, kojim adaptacijski signal u_A kompenzira promjene u ponašanju sustava rezultirane promjenom parametara vektora odstupanja $\boldsymbol{\sigma}(t)$, iznosi:

$$h_m \geq \frac{1}{b_0}\tilde{\mathbf{a}}^T \mathbf{x} + \frac{1}{b_0}\left(b_{M0} - b_0\right)u_r, \tag{3-33}$$

gdje je: $\tilde{\mathbf{a}}^T = \begin{bmatrix} a_0 - a_{M0} & a_1 - a_{M1} & a_2 - a_{M2} & \cdots & a_{n-1} - a_{M,n-1} \end{bmatrix}$ – vektor razlike između parametara sustava i parametara referentnog modela.

Za izračunavanje koeficijenta adaptacije h prema relaciji (3-33) potrebno je poznavati koeficijente matrica sustava **A** i **b**. Budući da su one nepoznate određuje se iznos koeficijenta adaptacije za najgori slučaj, što znači da moramo poznavati raspon u kojem su moguće promjene koeficijenata matrica sustava.

Algoritam signalne adaptacije (3-28) uzrokuje u sustavu trajne oscilacije visokih frekvencija što nije pogodno sa stajališta primjene algoritma na realne sustave. Zbog toga se oscilacije nastoje ukloniti, a jedna od metoda je zamjena funkcije predznaka (sign) u algoritmu signalne adaptacije (3-28) funkcijom zasićenja (sat):

$$u_A = \mathrm{sat}\left(v(t), h\right) = \begin{cases} h, & \text{za } v(t) > v_z \\ K_v v(t), & \text{za } \left|v(t)\right| \leq v_z \\ -h, & \text{za } v(t) < -v_z \end{cases}, \tag{3-34}$$

gdje su: $v_z > 0$ – zadana širina područja u kojemu je funkcija zasićenja linearna,
K_v – koeficijent pojačanja poopćene pogreške,
h – iznos zasićenja (ograničenja).

Koeficijent pojačanja poopćene pogreške K_v određuje se tako da se eliminiraju oscilacije visokih frekvencija u sustavu. Iznos zasićenja h određuje se tako da maksimalni iznos pogreške u prijelaznoj pojavi bude manji od dozvoljenog iznosa.

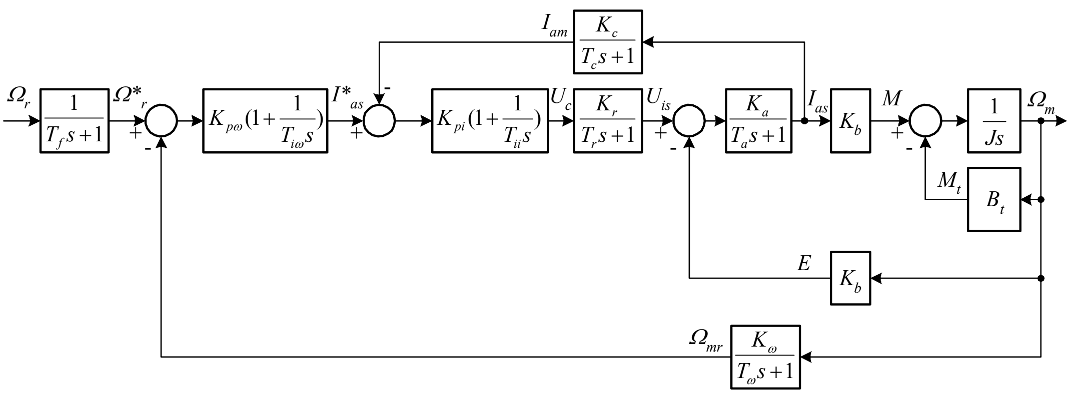
4. ODREĐIVANJE PARAMETARA OSNOVNOG REGULATORA PREMA POKAZATELJIMA KVALITETE UPRAVLJANJA

Parametri PI regulatora struje pogona s istosmjernim motorom s permanentnim magnetima (Sl. 4.1.) određeni su prema tehničkom optimumu tako da je integralnom vremenskom konstantom regulatora kompenzirana dominantna vremenska konstanta u regulacijskom krugu struje:

$$T_{ii} = T_a = L_a/R_a = 1.743 \text{ ms.}$$

Nedominantne vremenske konstante tranzistorskog pretvarača (čoper) T_r i filtra u povratnoj vezi struje T_c nadomještaju se jednom vremenskom konstantom T_Σ, koja je jednaka zbroju nedominantnih vremenskih konstanti ($T_\Sigma = T_r + T_c$). Pojačanje PI regulatora struje je onda određeno izrazom:

$$K_{pi} = \frac{1}{4\zeta^2} \frac{1}{K_r K_a K_c} \frac{T_{ii}}{T_\Sigma}. \qquad (4\text{-}1)$$

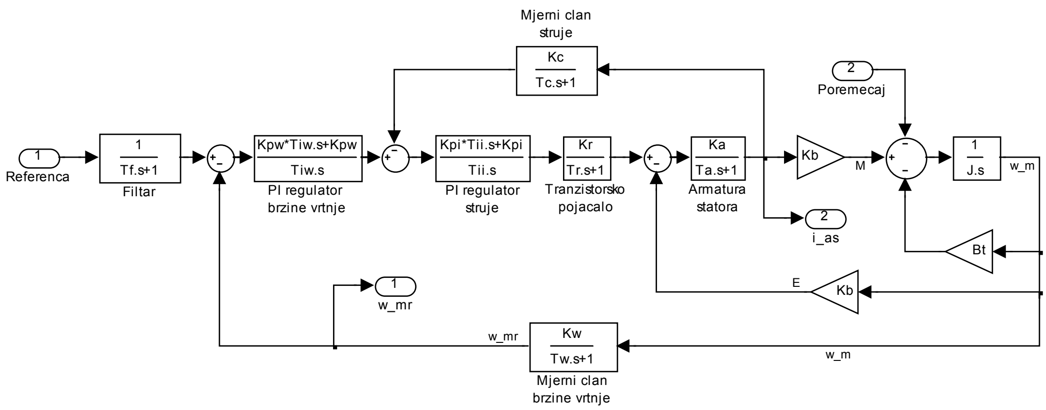


Sl. 4.1. Blokovska shema kaskadnog sustava regulacije brzine vrtnje pogona sa istosmjernim motorom s permanentnim magnetima sa dodanim filtrom prvog reda u granu referentne vrijednosti.

Parametri elemenata sustava iznose:

n_n = 4000 o/min;	R_a = 1.4 Ω;	K_c = 0.288 V/A;
P_n = 373 W (0.5 ks);	J = 0.0002 kgm^2;	T_c = 0.159 ms;
M_n = 0.89 Nm;	K_b = 0.051297 Vs;	K_ω = 0.02387 Vs;
$M_{max} = 2M_n$ = 1.78 Nm;	B_t = 0.002125 Nms;	T_ω = 1 ms;
U_n = 40 V;	$T_t = J/B_t$ = 94.1 ms;	K_{pi} = 1.267 V/V;
I_n = 17.35 A;	U_s = 160 V;	$T_{ii} = T_a = L_a/R_a$ = 1.743 ms;
$I_{max} = 2I_n$ = 34.7 A;	K_r = 16 V/V;	$K_{p\omega}$ = ? V/V;
L_a = 2.44 mH;	T_r = 50 μs;	$T_{i\omega}$ = ? s;

Simulacijska shema sustava za programski paket *Matlab – Simulink* sa gore navedenim parametrima dana je na Sl. 4.2.



Sl. 4.2. Simulacijska shema za programski paket *Matlab – Simulink*.

Uz faktor prigušenja $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$ ($\sigma_{mi} = 4.3\%$) i uvrštavanjem poznatih vrijednosti koeficijenata pogona dobiva se iznos koeficijenta pojačanja PI regulatora struje:

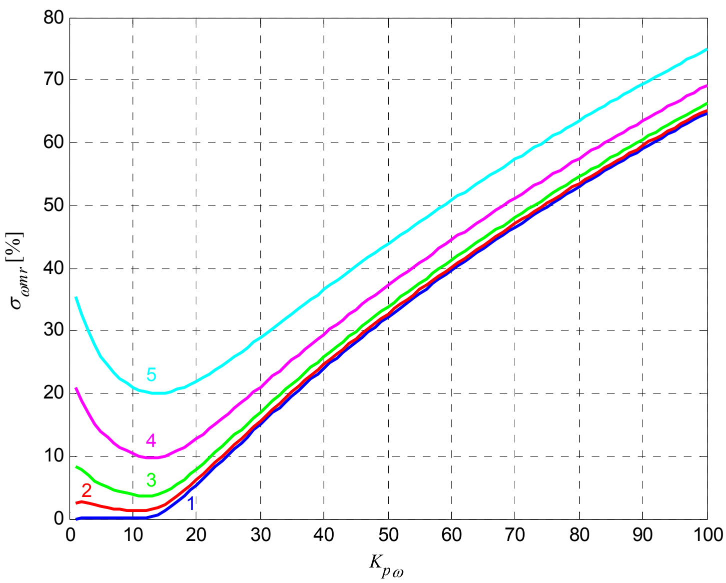
$$K_{pi} = 1.267.$$

U nastavku ovog rada parametri regulatora struje su podešeni na ovdje određene iznose i ne mijenjaju se.

Parametri PI regulatora brzine vrtnje (Sl. 4.1) određeni su prema pokazateljima kvalitete upravljanja. Na Sl. 4.3 prikazane su krivulje ovisnosti nadvišenja mjerene brzine vrtnje $\sigma_{\omega mr}$ [%] o pojačanju PI regulatora brzine vrtnje $K_{p\omega}$ za različite iznose integralne vremenske konstante regulatora $T_{i\omega}$, dobivene simulacijama u programskom paketu *Matlab – Simulink*.

Pojačanje PI regulatora brzine vrtnje, koje će u nastavku biti korišteno, određeno je uz $T_{i\omega} = 0.125T_t$ (krivulja 5 na Sl. 4.3). Integralna vremenska konstanta $T_{i\omega}$ u tom slučaju iznosi osminu dominantne vremenske konstante sustava T_t:

$$T_{i\omega} = 11.76 \text{ ms.}$$



Sl. 4.3. Ovisnosti nadvišenja mjerene brzine vrtnje $\sigma_{\omega mr}$ [%] o pojačanju PI regulatora brzine vrtnje $K_{p\omega}$ za $T_t = 94.1$ ms i slučajeve:
1 – $T_{i\omega} = T_t$, 2 – $T_{i\omega} = 0.75T_t$, 3 – $T_{i\omega} = 0.5T_t$, 4 – $T_{i\omega} = 0.25T_t$, 5 – $T_{i\omega} = 0.125T_t$.

To je pogodno sa stanovišta brzine kompenzacije poremećaja. Naime, poremećaj se kompenzira nakon 4 do 5 integralnih vremenskih konstanti regulatora pa ako je integralna vremenska konstanta manja, bit će brža kompenzacija poremećaja.

Pojačanje regulatora brzine vrtnje određeno je tako da maksimalni propad brzine vrtnje pri djelovanju poremećajne veličine bude što manji. Da bi to bilo ostvareno, mora koeficijent pojačanja regulatora $K_{p\omega}$ biti što veći. Time se, međutim, dolazi u konflikt s odzivom sustava na referentnu veličinu, čije nadvišenje raste s porastom koeficijenta pojačanja. Iz ovih razloga za određivanje koeficijenta pojačanja uzeta su u obzir pojačanja koja odgovaraju nadvišenjima u odzivu mjerene brzine vrtnje na referentnu veličinu od $\sigma_{\omega mr}$ = (30, 40, 50)%. Nadvišenje se zatim smanjuje dodavanjem filtra prvog reda jediničnog pojačanja u granu referentne vrijednosti, koji na taj način ne utječe na odziv na poremećajnu veličinu.

Vremenska konstanta filtra određuje se tako da nadvišenje u odzivu mjerene brzine vrtnje na referentnu veličinu iznosi:

$$\sigma_{\omega mr} = 10\%.$$

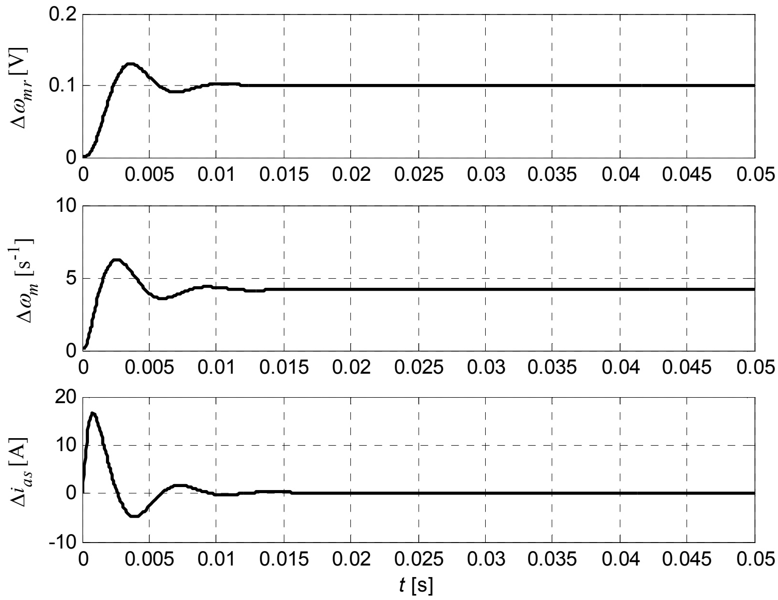
Na Sl. 4.4. do Sl. 4.21. su dani odzivi mjerene i stvarne brzine vrtnje te struje armature za slučaj kompenzacije dominantne vremenske konstante ($T_{i\omega} = T_t$) i slučaj ($T_{i\omega} = 0.125T_t$). Pojačanja PI regulatora brzine vrtnje su određena da se zadovolje kriteriji nadvišenja mjerene brzine vrtnje od $\sigma_{\omega mr}$ = (30, 40, 50)%. Za dobivene iznose pojačanja određena je i potrebna vremenska konstanta filtra u grani referentne vrijednosti da bi nadvišenje mjerene brzine vrtnje iznosilo $\sigma_{\omega mr}$ = 10 %. Odzivi struje dani su iz razloga da se spriječi eventualno prekoračenje maksimalnog dozvoljenog iznosa $I_{max} = 2I_n = 34.7$ A.

Na Sl. 4.22. do Sl. 4.27. dana je i usporedba odziva sa parametrima dobivenim kompenzacijom dominantne vremenske konstante i pojačanjem regulatora brzine vrtnje određenim bez i sa filtrom u grani referentne vrijednosti s odzivima određenim s parametrima $T_{i\omega} = [0.125\ 0.25]T_t$ i pojačanjima regulatora brzine vrtnje s filtrom u grani referentne vrijednosti.

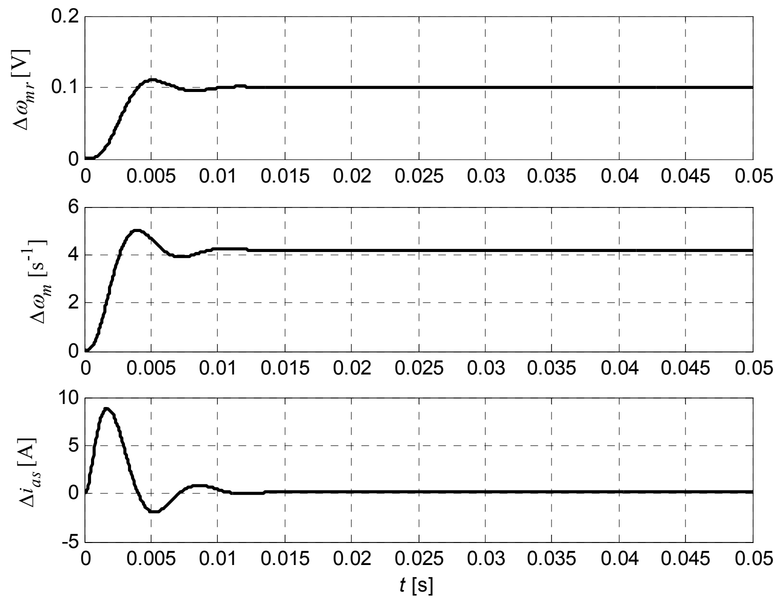
Za zadano nadvišenje $\sigma_{\omega mr}$ = 30% i integralnu vremensku konstantu PI regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = 94.1 ms dobiva se potreban iznos pojačanja PI regulatora $K_{p\omega}$ = 47.3. Vrijeme prvog maksimuma mjerene brzine vrtnje za taj slučaj iznosi $t_{\omega mr}$ = 3.65 ms (Sl. 4.4.).

Za postizanje nadvišenja $\sigma_{\omega mr}$ = 10% potrebna vremenska konstanta filtra u grani referentne vrijednosti iznosi T_f = 1.41 ms. Vrijeme prvog maksimuma u odnosu na slučaj bez filtra se povećava na iznos $t_{\omega mr}$ = 5.15 ms (Sl. 4.5.).

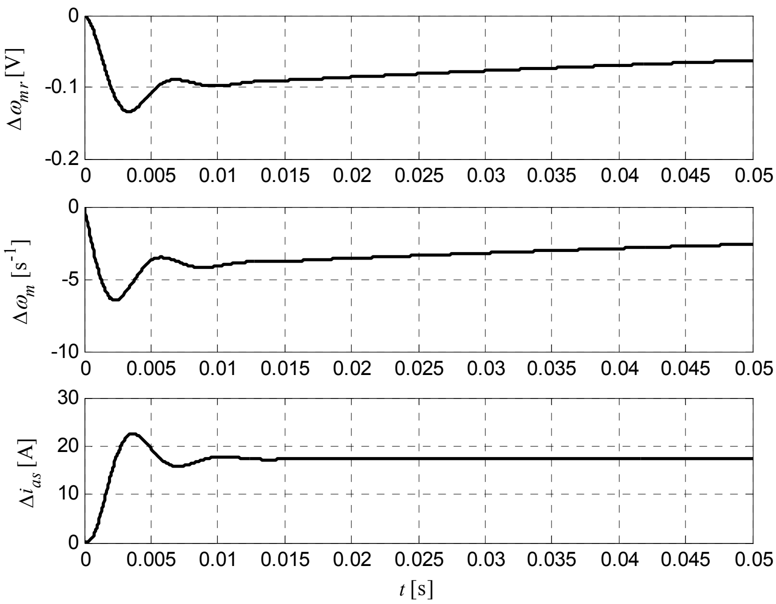
Relativni propad mjerene brzine vrtnje za dobiveno pojačanje $K_{p\omega}$ = 47.3 i integralnu vremensku konstantu PI regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = 94.1 ms iznosi $\overline{\Delta\omega_{mr}} = -1.34\%$. Zbog velike vrijednosti integralne vremenske konstante regulatora, odziv na promjenu momenta tereta karakterizira vrlo sporo postizanje stacionarnog stanja (Sl. 4.6.).



Sl. 4.4. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na referentnu veličinu $\omega_r(t) = 0.1\mathrm{S}(t)$ za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$ = 30%: $K_{p\omega}$ = 47.3, $T_{i\omega}$ = 94.1 ms i filtra T_f = 0.



Sl. 4.5. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na referentnu veličinu $\omega_r(t) = 0.1\mathrm{S}(t)$ za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$=30%: $K_{p\omega} = 47.3$, $T_{i\omega} = 94.1$ ms i filtra $T_f = 1.41$ ms za postizanje $\sigma_{\omega mr}$=10%.

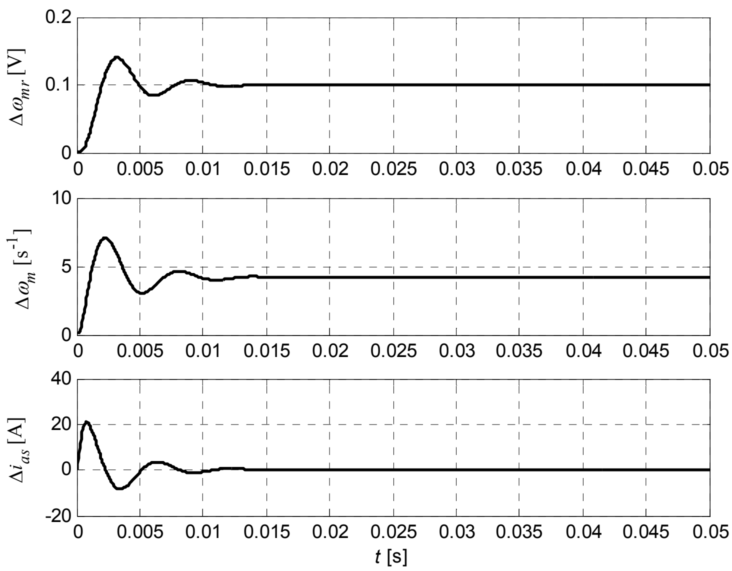


Sl. 4.6. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na poremećajnu veličinu $M_t(t) = 0.89\mathrm{S}(t)$ za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$=30%: $K_{p\omega} = 47.3$, $T_{i\omega} = 94.1$ ms.

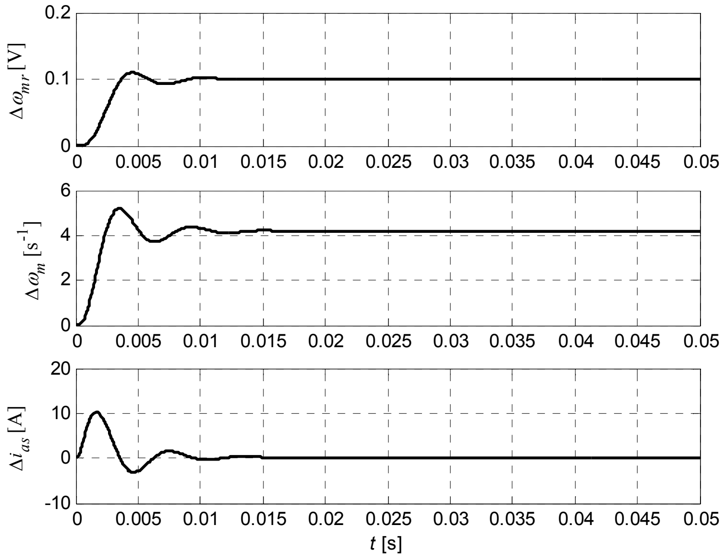
Za zadano nadvišenje $\sigma_{\omega mr}$ = 40% i integralnu vremensku konstantu PI regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = 94.1 ms dobiva se potreban iznos pojačanja PI regulatora $K_{p\omega}$ = 60.6. Vrijeme prvog maksimuma mjerene brzine vrtnje za taj slučaj iznosi $t_{\omega mr}$ = 3.2 ms (Sl. 4.7.), što predstavlja ubrzanje sustava u odnosu na zadano nadvišenje $\sigma_{\omega mr}$ = 30%.

Za postizanje nadvišenja $\sigma_{\omega mr}$ = 10% potrebna vremenska konstanta filtra u grani referentne vrijednosti iznosi T_f = 1.51 ms. Vrijeme prvog maksimuma u odnosu na slučaj bez filtra se povećava na iznos $t_{\omega mr}$ = 4.55 ms (Sl. 4.8.).

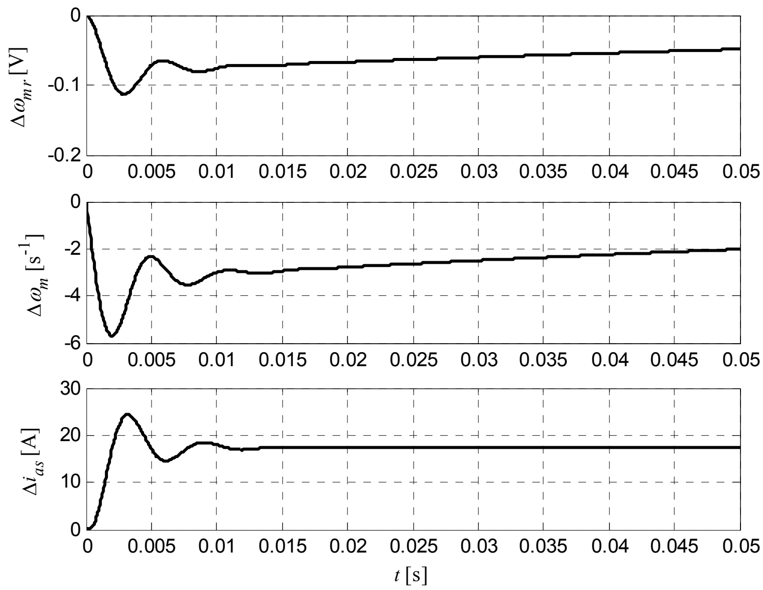
Relativni propad mjerene brzine vrtnje za dobiveno pojačanje $K_{p\omega}$ = 60.6 i integralnu vremensku konstantu PI regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = 94.1 ms iznosi $\overline{\Delta\omega_{mr}} = -1.13\%$, što predstavlja poboljšanje u odnosu na slučaj sa zadanim nadvišenjem $\sigma_{\omega mr}$ = 30%. Međutim, i dalje zbog velike vrijednosti integralne vremenske konstante regulatora, odziv na promjenu momenta tereta karakterizira vrlo sporo postizanje stacionarnog stanja (Sl. 4.9.).



Sl. 4.7. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na referentnu veličinu $\omega_r(t) = 0.1\mathrm{S}(t)$ za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$ = 40%: $K_{p\omega}$ = 60.6, $T_{i\omega}$ = 94.1 ms i filtra T_f = 0.



Sl. 4.8. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na referentnu veličinu $\omega_r(t)$ = 0.1S(t) za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$=40%: $K_{p\omega}$=60.6, $T_{i\omega}$=94.1 ms i filtra T_f=1.51 ms za postizanje $\sigma_{\omega mr}$=10%.

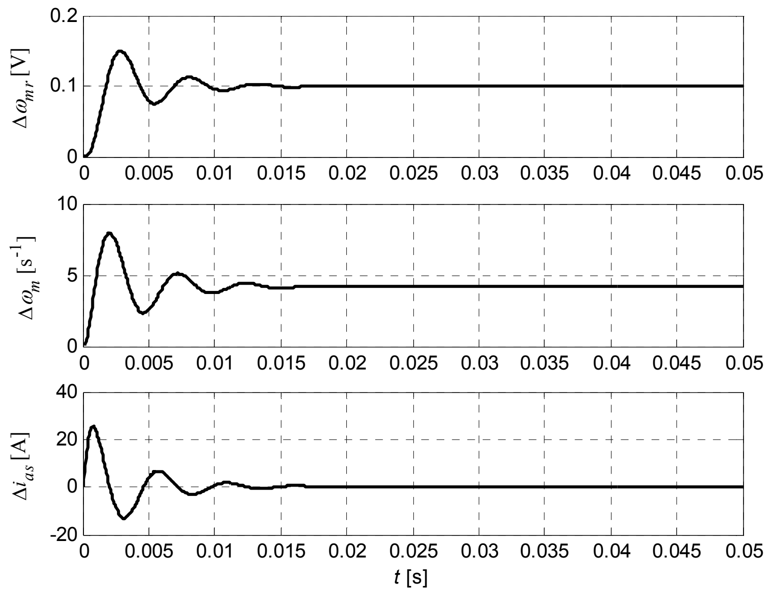


Sl. 4.9. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na poremećajnu veličinu $M_t(t)$ = 0.89S(t) za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$=40%: $K_{p\omega}$ = 60.6, $T_{i\omega}$ = 94.1 ms.

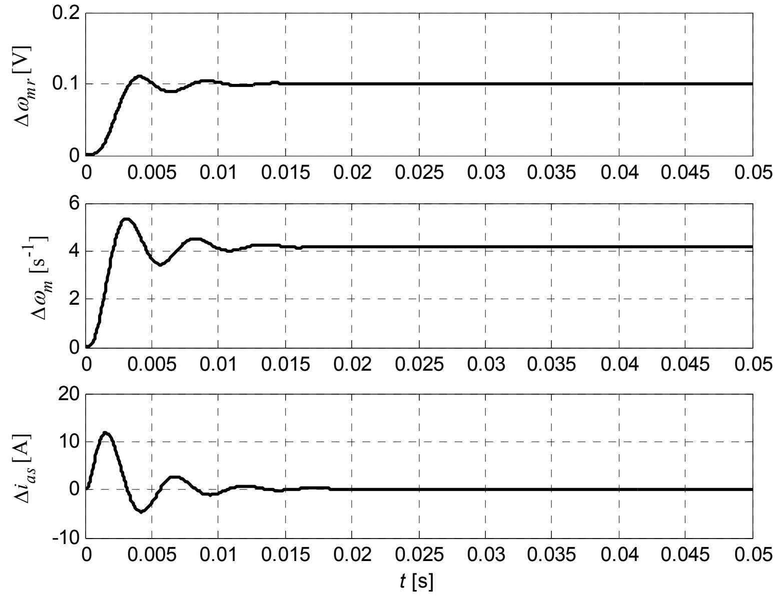
Za zadano nadvišenje $\sigma_{\omega mr}$ = 50% i integralnu vremensku konstantu PI regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = 94.1 ms dobiva se potreban iznos pojačanja PI regulatora $K_{p\omega}$ = 75.3. Vrijeme prvog maksimuma mjerene brzine vrtnje za taj slučaj iznosi $t_{\omega mr}$ = 2.9 ms (Sl. 4.10.), što predstavlja dodatno ubrzanje sustava u odnosu na zadana nadvišenja $\sigma_{\omega mr}$ = (30, 40)%. Međutim, povećava se oscilatornost odziva pa nije preporučljivo daljnje povećanje pojačanja regulatora.

Za postizanje nadvišenja $\sigma_{\omega mr}$ = 10% potrebna vremenska konstanta filtra u grani referentne vrijednosti iznosi T_f = 1.57 ms. Vrijeme prvog maksimuma u odnosu na slučaj bez filtra se povećava na iznos $t_{\omega mr}$ = 4.1 ms (Sl. 4.11.).

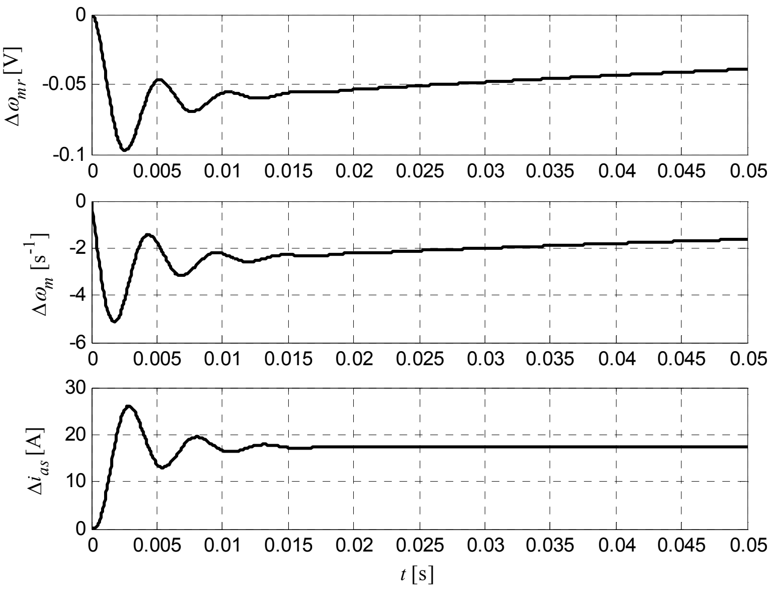
Relativni propad mjerene brzine vrtnje za dobiveno pojačanje $K_{p\omega}$ = 75.3 i integralnu vremensku konstantu PI regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = 94.1 ms iznosi $\overline{\Delta\omega_{mr}} = -0.97\%$, što predstavlja dodatno poboljšanje u odnosu na slučajeve sa zadanim nadvišenjima $\sigma_{\omega mr}$ = (30, 40)%. Međutim, i dalje zbog velike vrijednosti integralne vremenske konstante regulatora, odziv na promjenu momenta tereta karakterizira vrlo sporo postizanje stacionarnog stanja (Sl. 4.12.).



Sl. 4.10. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na referentnu veličinu $\omega_r(t) = 0.1\mathrm{S}(t)$ za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$ = 50%: $K_{p\omega}$ = 75.3, $T_{i\omega}$ = 94.1 ms i filtra T_f = 0.



Sl. 4.11. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na referentnu veličinu $\omega_r(t)$ = 0.1S(t) za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$=50%: $K_{p\omega}$=75.3, $T_{i\omega}$=94.1 ms i filtra T_f=1.57 ms za postizanje $\sigma_{\omega mr}$=10%.

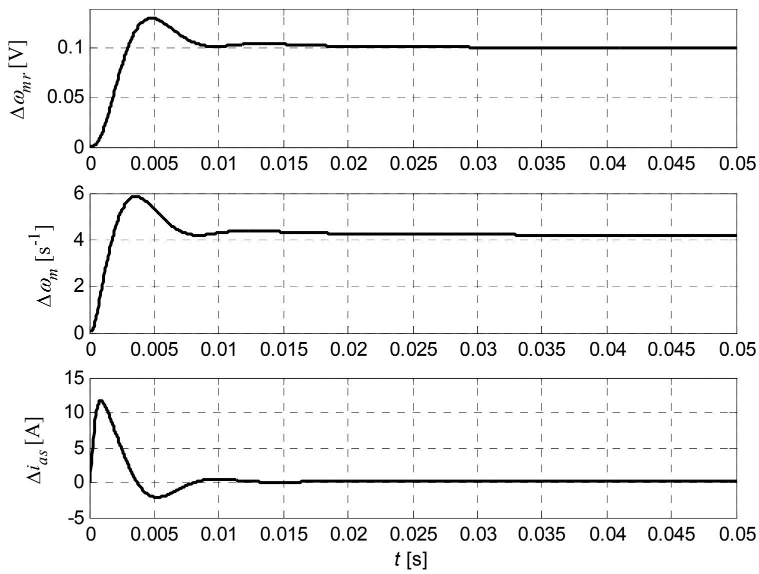


Sl. 4.12. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na poremećajnu veličinu $M_t(t)$ = 0.89S(t) za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$ = 50%: $K_{p\omega}$ = 75.3, $T_{i\omega}$ = 94.1 ms.

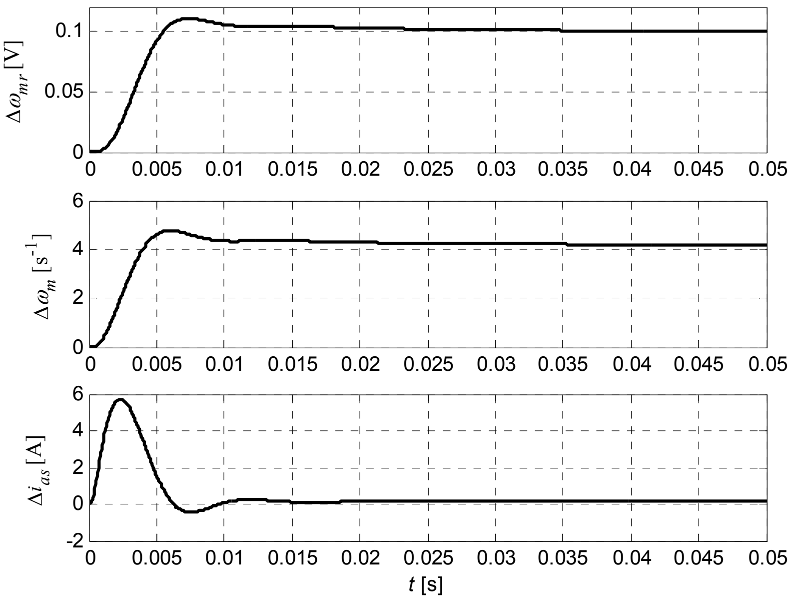
Za zadano nadvišenje $\sigma_{\omega mr}$ = 30% i integralnu vremensku konstantu PI regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = 11.76 ms dobiva se potreban iznos pojačanja PI regulatora $K_{p\omega}$ = 31.7. Vrijeme prvog maksimuma mjerene brzine vrtnje za taj slučaj iznosi $t_{\omega mr}$ = 4.8 ms (Sl. 4.13.), što je sporije nego u istom slučaju sa iznosom integralne vremenske konstante $T_{i\omega}$ = 94.1 ms jer je dobiveni iznos pojačanja regulatora u tom slučaju manji.

Za postizanje nadvišenja $\sigma_{\omega mr}$ = 10% potrebna vremenska konstanta filtra u grani referentne vrijednosti iznosi T_f = 2.1 ms. Vrijeme prvog maksimuma u odnosu na slučaj bez filtra se povećava na iznos $t_{\omega mr}$ = 7.4 ms (Sl. 4.14.).

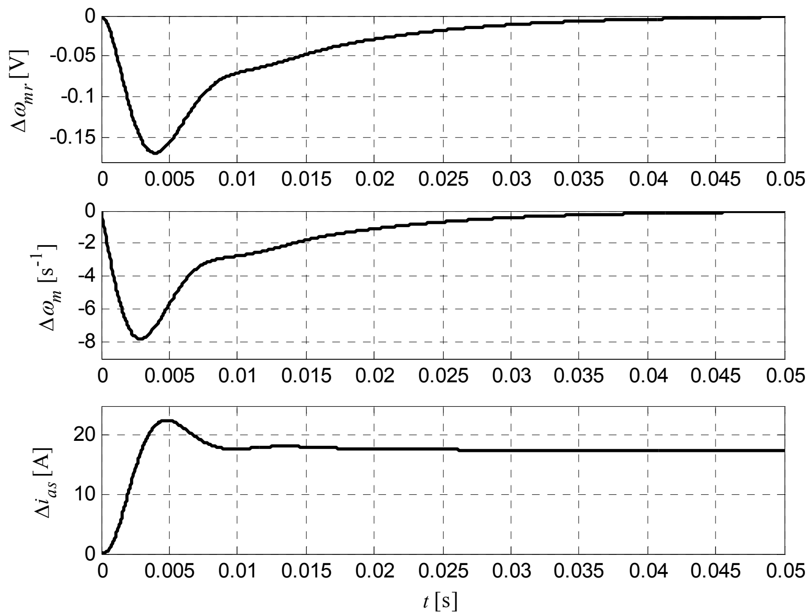
Relativni propad mjerene brzine vrtnje za dobiveno pojačanje $K_{p\omega}$ = 31.7 i integralnu vremensku konstantu PI regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = 11.76 ms iznosi $\overline{\Delta\omega_{mr}} = -1.69\%$. Maksimalni propad je nešto veći nego u istom slučaju sa $T_{i\omega}$ = 94.1 ms zbog manjeg pojačanja, ali je zato brzina kompenzacije poremećaja povećana približno osam puta (Sl. 4.15.).



Sl. 4.13. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na referentnu veličinu $\omega_r(t) = 0.1\mathrm{S}(t)$ za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$ = 30%: $K_{p\omega}$ = 31.7, $T_{i\omega}$ = 11.76 ms i filtra T_f = 0.



Sl. 4.14. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na referentnu veličinu $\omega_r(t)$ = 0.1S(t) za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$=30%: $K_{p\omega}$ = 31.7, $T_{i\omega}$ = 11.76 ms i filtra T_f = 2.1 ms za postizanje $\sigma_{\omega mr}$=10%.

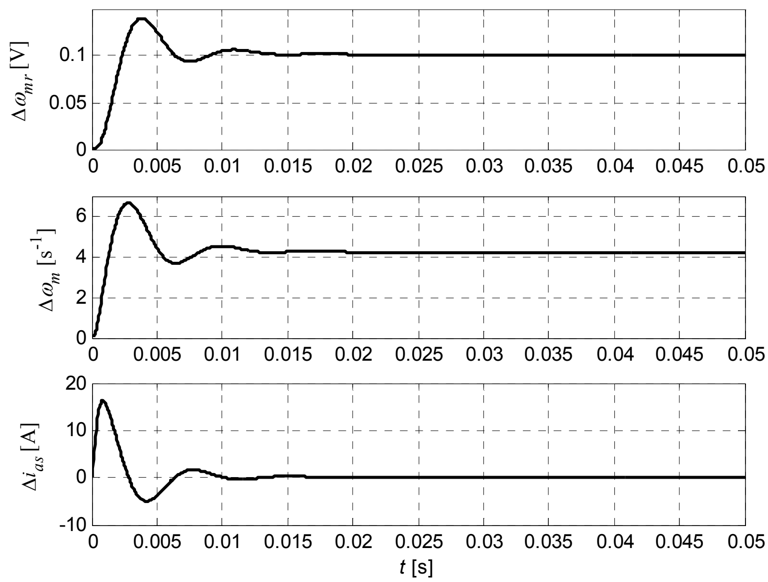


Sl. 4.15. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na poremećajnu veličinu $M_t(t)$ = 0.89S(t) za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$=30%: $K_{p\omega}$ = 31.7, $T_{i\omega}$ = 11.76 ms.

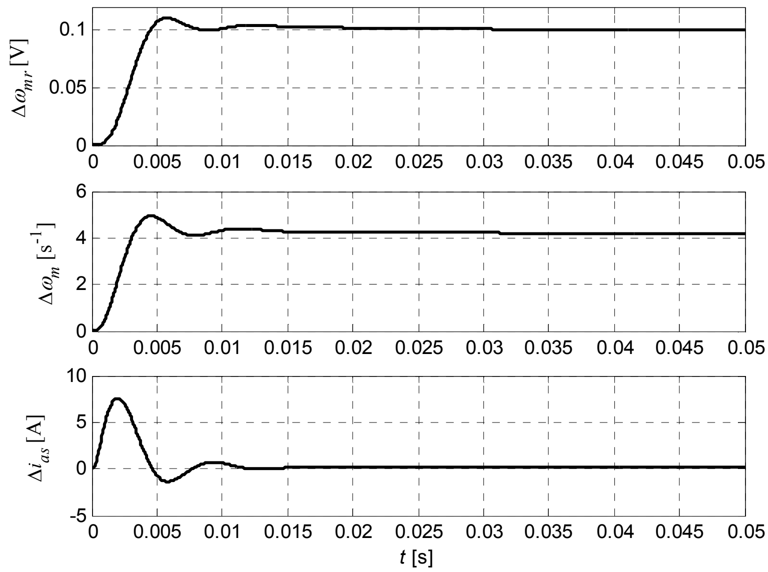
Za zadano nadvišenje $\sigma_{\omega mr}$ = 40% i integralnu vremensku konstantu PI regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = 11.76 ms dobiva se potreban iznos pojačanja PI regulatora $K_{p\omega}$ = 44.9. Vrijeme prvog maksimuma mjerene brzine vrtnje za taj slučaj iznosi $t_{\omega mr}$ = 3.85 ms (Sl. 4.16.), što je sporije nego u istom slučaju sa iznosom integralne vremenske konstante $T_{i\omega}$ = 94.1 ms jer je dobiveni iznos pojačanja regulatora u tom slučaju manji.

Za postizanje nadvišenja $\sigma_{\omega mr}$ = 10% potrebna vremenska konstanta filtra u grani referentne vrijednosti iznosi T_f = 1.96 ms. Vrijeme prvog maksimuma u odnosu na slučaj bez filtra se povećava na iznos $t_{\omega mr}$ = 5.75 ms (Sl. 4.17.).

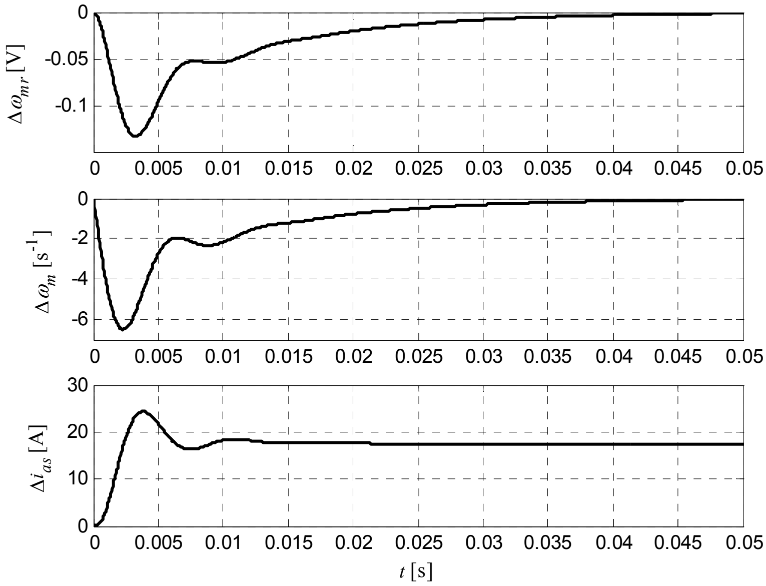
Relativni propad mjerene brzine vrtnje za dobiveno pojačanje $K_{p\omega}$ = 44.9 i integralnu vremensku konstantu PI regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = 11.76 ms iznosi $\overline{\Delta\omega_{mr}} = -1.33\%$. Maksimalni propad je nešto veći nego u istom slučaju sa $T_{i\omega}$ = 94.1 ms zbog manjeg pojačanja, ali je zato brzina kompenzacije poremećaja povećana približno osam puta (Sl. 4.18.).



Sl. 4.16. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na referentnu veličinu $\omega_r(t)$ = 0.1S(t) za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$ = 40%: $K_{p\omega}$ = 44.9, $T_{i\omega}$ = 11.76 ms i filtra T_f = 0.



Sl. 4.17. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na referentnu veličinu $\omega_r(t)$ = 0.1S(t) za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$=40%: $K_{p\omega}$=44.9, $T_{i\omega}$=11.76 ms i filtra T_f=1.96 ms za postizanje $\sigma_{\omega mr}$=10%.

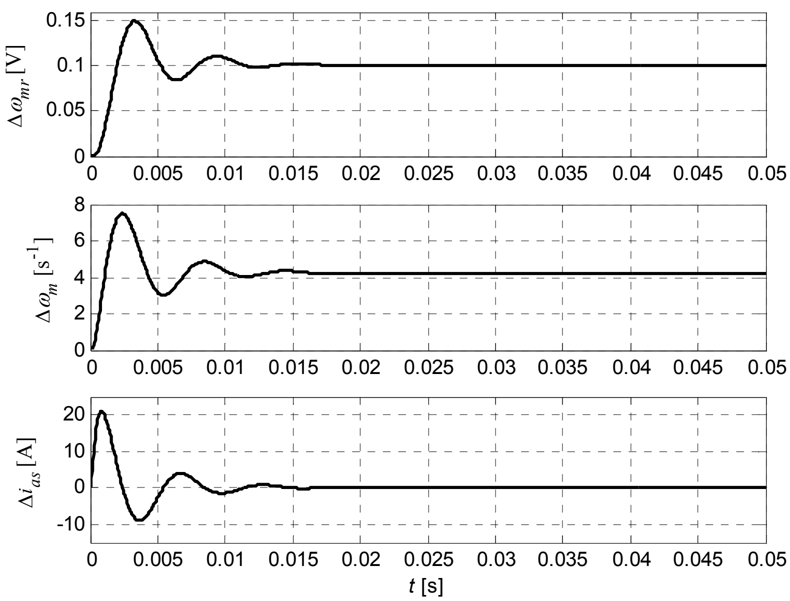


Sl. 4.18. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na poremećajnu veličinu $M_t(t)$ = 0.89S(t) za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$=40%: $K_{p\omega}$ = 44.9, $T_{i\omega}$ = 11.76 ms.

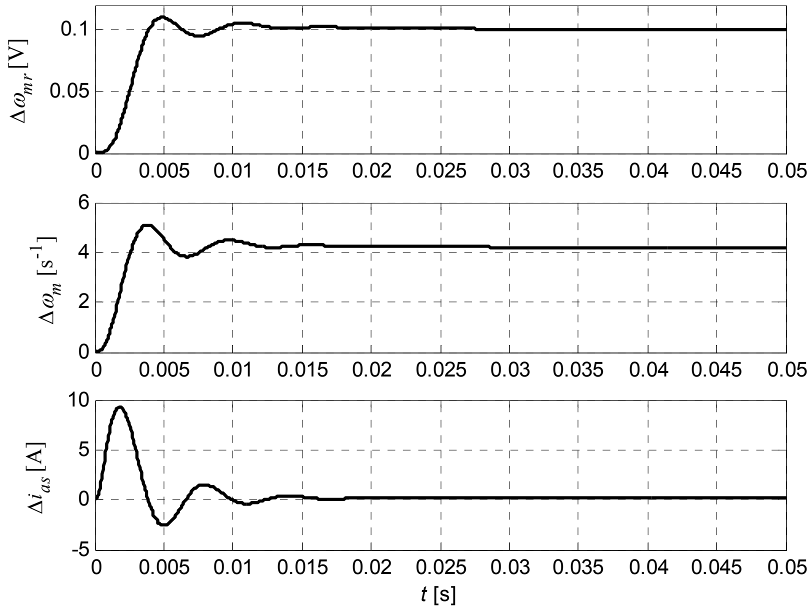
Za zadano nadvišenje $\sigma_{\omega mr}$ = 50% i integralnu vremensku konstantu PI regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = 11.76 ms dobiva se potreban iznos pojačanja PI regulatora $K_{p\omega}$ = 58.8. Vrijeme prvog maksimuma mjerene brzine vrtnje za taj slučaj iznosi $t_{\omega mr}$ = 3.85 ms (Sl. 4.19.), što je sporije nego u istom slučaju sa iznosom integralne vremenske konstante $T_{i\omega}$ = 94.1 ms jer je dobiveni iznos pojačanja regulatora u tom slučaju manji. Zbog relativno velikog iznosa koeficijenta pojačanja izražene su oscilacije u prijelaznoj pojavi (više od jednog perioda).

Za postizanje nadvišenja $\sigma_{\omega mr}$ = 10% potrebna vremenska konstanta filtra u grani referentne vrijednosti iznosi T_f = 1.91 ms. Vrijeme prvog maksimuma u odnosu na slučaj bez filtra se povećava na iznos $t_{\omega mr}$ = 4.9 ms (Sl. 4.20.).

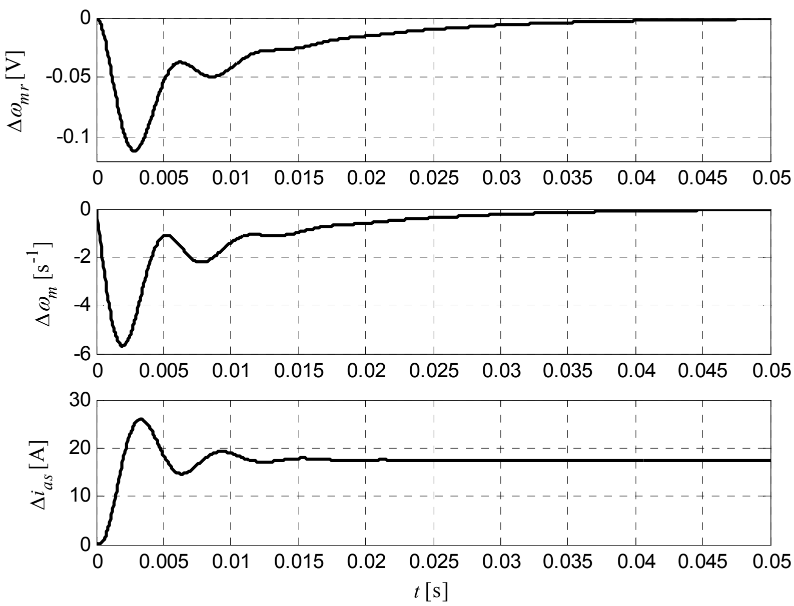
Relativni propad mjerene brzine vrtnje za dobiveno pojačanje $K_{p\omega}$ = 58.8 i integralnu vremensku konstantu PI regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = 11.76 ms iznosi $\overline{\Delta\omega_{mr}} = -1.11\%$. Maksimalni propad je nešto veći nego u istom slučaju sa $T_{i\omega}$ = 94.1 ms zbog manjeg pojačanja, ali je zato brzina kompenzacije poremećaja povećana približno osam puta (Sl. 4.21.).



Sl. 4.19. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na referentnu veličinu $\omega_r(t) = 0.1S(t)$ za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$ = 50%: $K_{p\omega}$ = 58.8, $T_{i\omega}$ = 11.76 ms i filtra T_f = 0.

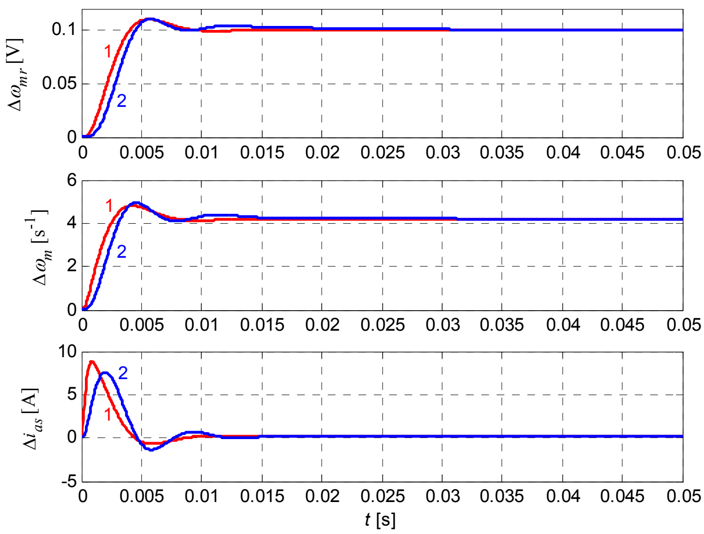


Sl. 4.20. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na referentnu veličinu $\omega_r(t) = 0.1\mathrm{S}(t)$ za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr}$=50%: $K_{p\omega}$=58.8, $T_{i\omega}$=11.76 ms i filtra T_f=1.91 ms za postizanje $\sigma_{\omega mr}$=10%.



Sl. 4.21. Odzivi promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na poremećajnu veličinu $M_t(t) = 0.89\mathrm{S}(t)$ za parametre regulatora brzine vrtnje određene za $\sigma_{\omega mr} = 50\%$: $K_{p\omega} = 58.8$, $T_{i\omega} = 11.76$ ms.

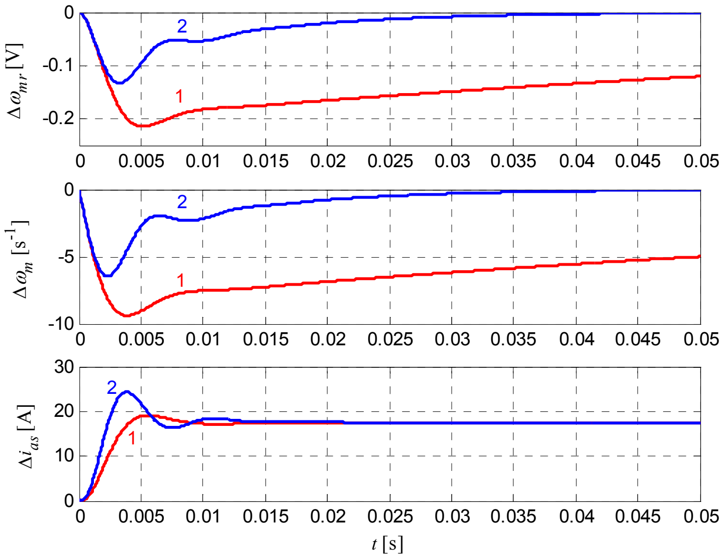
Na Sl. 4.22. i Sl. 4.23. dane su usporedbe odziva promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$, stvarne brzine vrtnje $\Delta\omega_m$ i struje Δi_{as} na promjene referentne veličine $\omega_r(t)$ = 0.1S(t) te poremećajne veličine $M_t(t)$ = 0.89S(t) za iznose parametara određenih za zadano nadvišenje $\sigma_{\omega mr}$ = 10%. Prva grupa parametara određena je iznosom integralne vremenske konstante regulatora $T_{i\omega}$ = 94.1 ms te pojačanjem $K_{p\omega}$ = 24.8, koje ne zahtijeva upotrebu filtra u grani referentne vrijednosti (T_f = 0). Druga grupa parametara određena je iznosom integralne vremenske konstante regulatora $T_{i\omega}$ = 11.76 ms te pojačanjem $K_{p\omega}$ = 44.9, uz upotrebu filtra u grani referentne vrijednosti T_f = 1.96 ms za postizanje zadanog nadvišenja $\sigma_{\omega mr}$ = 10%. Odziv na referentnu veličinu je nešto brži za iznos integralne vremenske konstante regulatora $T_{i\omega}$ = 94.1 ms (Sl. 4.22.), ali je zato očita prednost regulatora s integralnom vremenskom konstantom $T_{i\omega}$ = 11.76 ms u brzini kompenzacije poremećaja (Sl. 4.23.). Zbog manjeg pojačanja propad brzine vrtnje je veći za iznos integralne vremenske konstante regulatora $T_{i\omega}$ = 94.1 ms.



Sl. 4.22. Usporedba odziva promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$ i struje Δi_{as} na referentnu veličinu $\omega_r(t)$ = 0.1S(t) za iznose parametara određene za $\sigma_{\omega mr}$ = 10%:

1 – $K_{p\omega}$ = 24.8, $T_{i\omega}$ = 94.1 ms, T_f = 0 (**Tab. 4.2**);

2 - $K_{p\omega}$ = 44.9, $T_{i\omega}$ = 11.76 ms, T_f = 1.96 ms (**Tab. 4.3**).

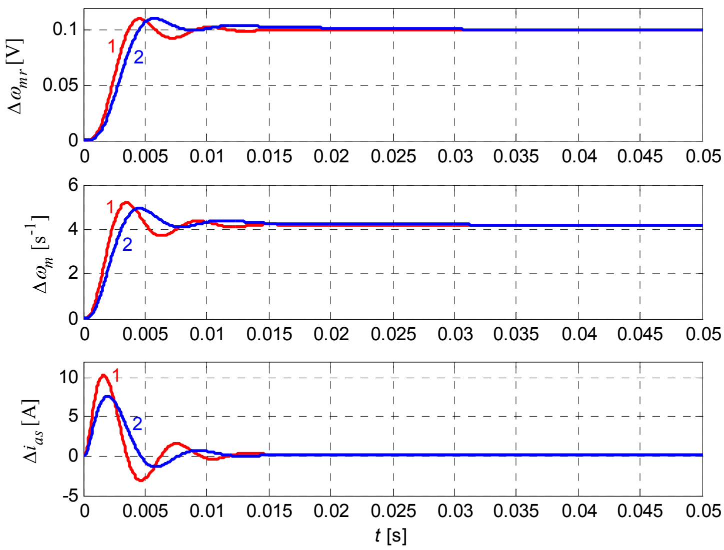


Sl. 4.23. Usporedba odziva promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$ i struje Δi_{as} na poremećajnu veličinu $M_t(t) = 0.89S(t)$ za iznose parametara određene za $\sigma_{\omega mr} = 10\%$:

1 – $K_{p\omega} = 24.8$, $T_{i\omega} = 94.1$ ms, $T_f = 0$ (**Tab. 4.2**);

2 - $K_{p\omega} = 44.9$, $T_{i\omega} = 11.76$ ms, $T_f = 1.96$ ms (**Tab. 4.3**).

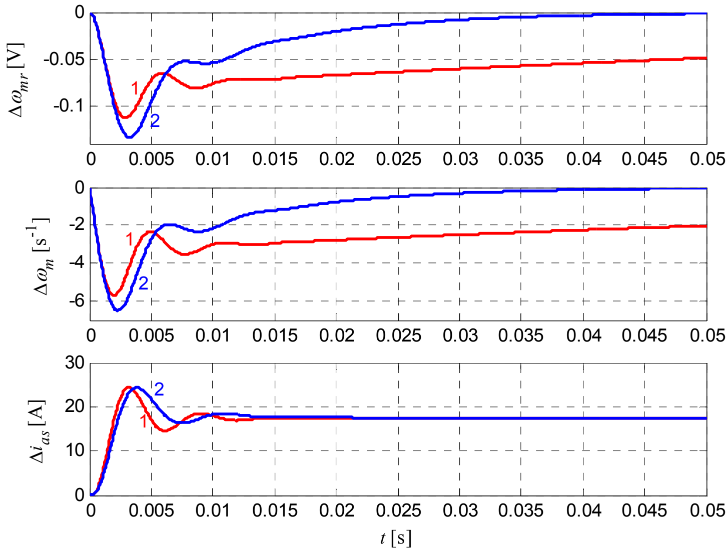
Na Sl. 4.24. i Sl. 4.25. dane su jednake usporedbe odziva za druge dvije grupe parametara. Prva grupa parametara određena je iznosom integralne vremenske konstante regulatora $T_{i\omega} = 94.1$ ms te pojačanjem $K_{p\omega} = 60.6$, koje zahtijeva upotrebu filtra u grani referentne vrijednosti $T_f = 1.51$ ms za postizanje zadanog nadvišenja $\sigma_{\omega mr} = 10\%$. Druga grupa parametara određena je iznosom integralne vremenske konstante regulatora $T_{i\omega} = 11.76$ ms te pojačanjem $K_{p\omega} = 44.9$, uz upotrebu filtra u grani referentne vrijednosti $T_f = 1.96$ ms za postizanje zadanog nadvišenja $\sigma_{\omega mr} = 10\%$. Odziv na referentnu veličinu je osjetno brži za iznos integralne vremenske konstante regulatora $T_{i\omega} = 94.1$ ms (Sl. 4.24.) zbog većeg iznosa koeficijenta pojačanja regulatora, ali je zato očita prednost regulatora s integralnom vremenskom konstantom $T_{i\omega} = 11.76$ ms u brzini kompenzacije poremećaja (Sl. 4.25.). Propad brzine vrtnje je u ovom slučaju manji za iznos integralne vremenske konstante regulatora $T_{i\omega} = 94.1$ ms zbog većeg pojačanja, ali ta razlika nije osjetna.



Sl. 4.24. Usporedba odziva promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$ i struje Δi_{as} na referentnu veličinu $\omega_r(t)$ = 0.1S(t) za iznose parametara određene za $\sigma_{\omega mr}$ = 10%:

1 – $K_{p\omega}$ = 60.6, $T_{i\omega}$ = 94.1 ms, T_f = 1.51 ms (**Tab. 4.2**);

2 - $K_{p\omega}$ = 44.9, $T_{i\omega}$ = 11.76 ms, T_f = 1.96 ms (**Tab. 4.3**).

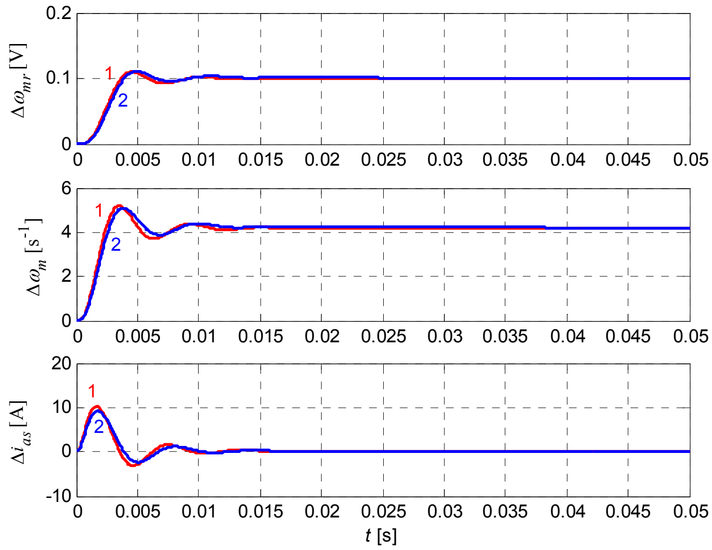


Sl. 4.25. Usporedba odziva promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$ i struje Δi_{as} na poremećajnu veličinu $M_t(t)$ = 0.89S(t) za iznose parametara određene za $\sigma_{\omega mr}$ = 10%:

1 – $K_{p\omega}$ = 60.6, $T_{i\omega}$ = 94.1 ms, T_f = 1.51 ms (**Tab. 4.2**);

2 - $K_{p\omega}$ = 44.9, $T_{i\omega}$ = 11.76 ms, T_f = 1.96 ms (**Tab. 4.3**).

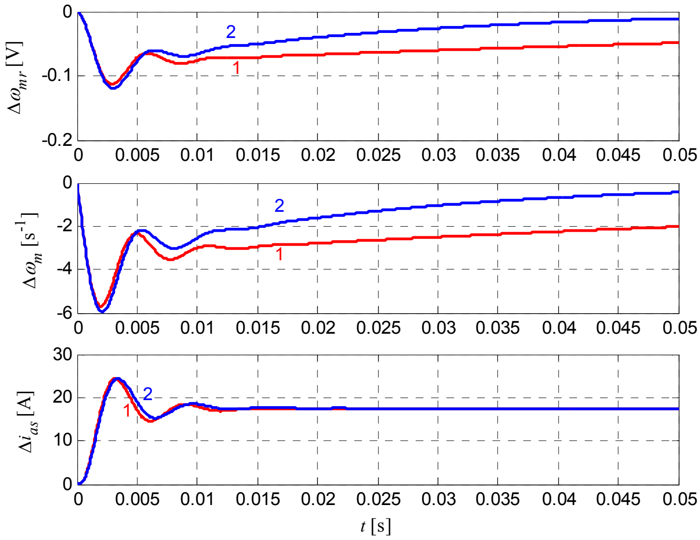
Na Sl. 4.26. i Sl. 4.27. prikazani su odzivi za dvije grupe parametara kojima se postižu gotovo jednaki odzivi na referentnu veličinu i gotovo jednaki propadi brzine pri djelovanju nominalnog momenta tereta. Prva grupa parametara određena je iznosom integralne vremenske konstante regulatora $T_{i\omega}$ = 94.1 ms te pojačanjem $K_{p\omega}$ = 60.6, koje zahtijeva upotrebu filtra u grani referentne vrijednosti T_f = 1.51 ms za postizanje zadanog nadvišenja $\sigma_{\omega mr}$ = 10%. Druga grupa parametara određena je iznosom integralne vremenske konstante regulatora $T_{i\omega}$ = 23.525 ms te pojačanjem $K_{p\omega}$ = 54.5, uz upotrebu filtra u grani referentne vrijednosti T_f = 1.66 ms za postizanje zadanog nadvišenja $\sigma_{\omega mr}$ = 10%. Brzina kompenzacije poremećaja za drugu grupu parametara je oko 4 puta veća uz gotovo identične odzive na referentnu veličinu te gotovo jednake iznose maksimalnih propada brzine vrtnje pri djelovanju nominalnog momenta tereta.



Sl. 4.26. Usporedba odziva promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$ i struje Δi_{as} na referentnu veličinu $\omega_r(t)$ = 0.1S(t) za iznose parametara određene za $\sigma_{\omega mr}$ = 10%:

1 – $K_{p\omega}$ = 60.6, $T_{i\omega}$ = 94.1 ms, T_f = 1.51 ms (**Tab. 4.2**);

2 - $K_{p\omega}$ = 54.5, $T_{i\omega}$ = 23.525 ms, T_f = 1.66 ms (**Tab. 4.4**).



Sl. 4.27. Usporedba odziva promjene mjerene brzine vrtnje $\Delta\omega_{mr}$ i struje Δi_{as} na poremećajnu veličinu $M_t(t)$ = 0.89S(t) za iznose parametara određene za $\sigma_{\omega mr}$ = 10%:

1 – $K_{p\omega}$ = 60.6, $T_{i\omega}$ = 94.1 ms, T_f = 1.51 ms (**Tab. 4.2**);

2 - $K_{p\omega}$ = 54.5, $T_{i\omega}$ = 23.525 ms, T_f = 1.66 ms (**Tab. 4.4**).

U Tab. 4.1 dana su vremena maksimuma mjerene ($t_{\omega mr}$) i stvarne ($t_{\omega m}$) brzine vrtnje, nadvišenje stvarne brzine vrtnje te maksimalni apsolutni i relativni propadi mjerene i stvarne brzine vrtnje pri djelovanju nominalnog momenta tereta (u odnosu na nominalnu brzinu vrtnje, tj. $\overline{\Delta\omega_m}\,[\%] = \frac{\Delta\omega_m}{\omega_n}\cdot 100$ i $\overline{\Delta\omega_{mr}}\,[\%] = \frac{\Delta\omega_{mr}}{K_\omega \cdot \omega_n}\cdot 100$) za zadano nadvišenje mjerene brzine vrtnje $\sigma_{\omega mr}$ = 10% i 4 vrijednosti integralnih vremenskih konstanti regulatora brzine vrtnje. Za integralnu vremensku konstantu regulatora $T_{i\omega}$ = 11.76 ms nije moguće postići zadano nadvišenje $\sigma_{\omega mr}$ = 10% bez upotrebe filtra u grani referentne vrijednosti, što je vidljivo sa Sl. 4.3. Koeficijenti pojačanja regulatora brzine vrtnje su pritom određeni tako da bude zadovoljen uvjet na nadvišenje mjerenje brzine vrtnje.

Posebno su prikazani pokazatelji kvalitete upravljanja za iznos integralnih vremenskih konstanti regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = T_t = 94.1 ms, $T_{i\omega}$ = 0.125T_t = 11.76 ms i $T_{i\omega}$ = 0. 25T_t = 23.525 ms i različita nadvišenja mjerene brzine vrtnje, kako bi se mogao odabrati najpovoljniji iznos koeficijenta pojačanja regulatora brzine vrtnje $K_{p\omega}$. Ovi pokazatelji dani su u Tab. 4.2., Tab. 4.3. i Tab. 4.4.

$\sigma_{\omega mr}$ [%]	10			
$T_{i\omega}$ [ms]	94.1	70.58	47.05	23.53
$K_{p\omega}$	24.8	24.4	23.3	17.6
$t_{\omega mr}$ [ms]	5.65	5.75	6	8
$\sigma_{\omega m}$ [%]	14.7	14.4	13.9	11.4
$t_{\omega m}$ [ms]	4.25	4.35	4.6	6.55
$\Delta\omega_{mr}$ [s^{-1}]	−0.2141	−0.2158	−0.2216	−0.2655
$\Delta\omega_{m}$ [s^{-1}]	−9.3951	−9.4683	−9.7005	−11.451
$\overline{\Delta\omega_{mr}}$ [%]	−2.14	−2.16	−2.22	−2.66
$\overline{\Delta\omega_{m}}$ [%]	−2.24	−2.26	−2.32	−2.73

Tab. 4.1. Prikaz pokazatelja kvalitete sustava upravljanja za zadano nadvišenje mjerenje brzine vrtnje $\sigma_{\omega mr}$ = 10% i potrebni iznosi parametara regulatora.

$T_{i\omega}$ [ms]	94.1						
$\sigma_{\omega mr}$ [%]	10	30	10	40	10	50	10
$K_{p\omega}$	24.8	47.3	47.3	60.6	60.6	75.3	75.3
T_f [ms]	0	0	1.41	0	1.51	0	1.57
$t_{\omega mr}$ [ms]	5.65	3.65	5.15	3.2	4.55	2.9	4.1
$\sigma_{\omega m}$ [%]	14.7	49.2	19.9	68.6	23.8	89.1	28.0
$t_{\omega m}$ [ms]	4.25	2.6	4.0	2.25	3.5	2.05	3.15
$\Delta\omega_{mr}$ [s^{-1}]	−0.2141	−0.1341	−0.1341	−0.1129	−0.1129	−0.0974	−0.0974
$\Delta\omega_{m}$ [s^{-1}]	−9.3951	−6.4580	−6.4580	−5.6976	−5.6976	−5.1390	−5.1390
$\overline{\Delta\omega_{mr}}$ [%]	−2.14	−1.34	−1.34	−1.13	−1.13	−0.97	−0.97
$\overline{\Delta\omega_{m}}$ [%]	−2.24	−1.54	−1.54	−1.36	−1.36	−1.23	−1.23

Tab. 4.2. Prikaz pokazatelja kvalitete sustava upravljanja za integralnu vremensku konstantu regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = 94.1 ms i zadano nadvišenje $\sigma_{\omega mr}$ te naznačeno pojačanje regulatora $K_{p\omega}$ i vremensku konstantu filtra T_f.

$T_{i\omega}$ [ms]	11.76					
$\sigma_{\omega mr}$ [%]	30	10	40	10	50	10
$K_{p\omega}$	31.7	31.7	44.9	44.9	58.8	58.8
T_f [ms]	0	2.1	0	1.96	0	1.91
$t_{\omega mr}$ [ms]	4.8	7.4	3.85	5.75	3.3	4.9
$\sigma_{\omega m}$ [%]	39.5	13.7	58.7	17.6	78.8	21.8
$t_{\omega m}$ [ms]	3.6	6	2.8	4.55	2.35	3.8
$\Delta\omega_{mr}$ [s^{-1}]	−0.1688	−0.1688	−0.1334	−0.1334	−0.1114	−0.1114
$\Delta\omega_m$ [s^{-1}]	−7.7937	−7.7937	−6.4853	−6.4853	−5.6819	−5.6819
$\overline{\Delta\omega_{mr}}$ [%]	−1.69	−1.69	−1.33	−1.33	−1.11	−1.11
$\overline{\Delta\omega_m}$ [%]	−1.86	−1.86	−1.55	−1.55	−1.36	−1.36

Tab. 4.3. Prikaz pokazatelja kvalitete sustava upravljanja za integralnu vremensku konstantu regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = 11.76 ms i zadano nadvišenje $\sigma_{\omega mr}$ te naznačeno pojačanje regulatora $K_{p\omega}$ i vremensku konstantu filtra T_f.

$T_{i\omega}$ [ms]	23.525					
$\sigma_{\omega mr}$ [%]	30	10	40	10	50	10
$K_{p\omega}$	41.5	41.5	54.5	54.5	68.8	68.8
T_f [ms]	0	1.6	0	1.66	0	1.69
$t_{\omega mr}$ [ms]	4	5.75	3.4	4.95	3.05	4.4
$\sigma_{\omega m}$ [%]	45.6	17.4	64.9	21.2	85.2	25.4
$t_{\omega m}$ [ms]	2.9	4.55	2.45	3.85	2.15	3.4
$\Delta\omega_{mr}$ [s^{-1}]	−0.1441	−0.1441	−0.1195	−0.1195	−0.1021	−0.1021
$\Delta\omega_m$ [s^{-1}]	−6.8467	−6.8467	−5.9549	−5.9549	−5.3245	−5.3245
$\overline{\Delta\omega_{mr}}$ [%]	−1.44	−1.44	−1.19	−1.19	−1.02	−1.02
$\overline{\Delta\omega_m}$ [%]	−1.63	−1.63	−1.42	−1.42	−1.27	−1.27

Tab. 4.4. Prikaz pokazatelja kvalitete sustava upravljanja za integralnu vremensku konstantu regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = 23.525 ms i zadano nadvišenje $\sigma_{\omega mr}$ te naznačeno pojačanje regulatora $K_{p\omega}$ i vremensku konstantu filtra T_f.

Uspoređujući podatke iz Tab. 4.2., Tab. 4.3. i Tab. 4.4. vidljivo je da je za iznos integralne vremenske konstante $T_{i\omega}$ = 94.1 ms moguće postići brže odzive, tj. manja vremena maksimuma i manje propade brzine vrtnje (uz upotrebu filtra u grani referentne vrijednosti za postizanje zadanog nadvišenja). Razlog ovomu je veći iznos koeficijenta pojačanja $K_{p\omega}$. Međutim, kompenzacija poremećaja za iznos integralne vremenske konstante $T_{i\omega}$ = 11.76 ms je otprilike 8 puta brža. Mogući kompromis bi bio odabiranje $T_{i\omega}$ = 23.525 ms kojom se postižu gotovo jednaki propadi brzine vrtnje kao kod kompenzacije dominantne vremenske konstante, a kompenzacija poremećaja je oko 4 puta brža nego kod kompenzacije dominantne vremenske konstante, tj. dvostruko sporija nego pri izboru $T_{i\omega}$ = 11.76 ms.

Iz prikazanih pokazatelja kvalitete upravljanja najpogodnije bi bilo odabrati parametre regulatora određene za zadano nadvišenje $\sigma_{\omega mr}$ = 50%, ali zbog više od jednog perioda oscilacija u odzivu na referentnu veličinu odabiru se parametri regulatora određeni za zadano nadvišenje $\sigma_{\omega mr}$ = 40% ($K_{p\omega}$ = 44.9, $T_{i\omega}$ = 11.76 ms, T_f = 1.96 ms), kod kojih takvih oscilacija nema, a propad brzine vrtnje je neznatno veći pri djelovanju poremećajne veličine (momenta tereta).

5. PRIMJENA REFERENTNOG MODELA I SIGNALNE ADAPTACIJE

U ovom radu primijenit će se signalna adaptacija sa tri varijable stanja, tj. referentnim modelom trećeg reda. U prvoj varijanti varijable stanja bit će mjerena brzine vrtnje te njena prva i druga derivacija, dok se u drugoj varijanti koristi estimator za estimiranje stvarne brzine vrtnje i njene prve derivacije. Treća varijabla stanja je mjerena brzina vrtnje koja se može mjeriti pa estimator u tom smislu neće biti potpun.

5.1. Adaptacija bez estimatora varijabli stanja

U ovoj varijanti se koristi samo signal mjerene brzine vrtnje, a prva i druga derivacija računaju se iz diskretnih vrijednosti prema aproksimacijskim izrazima:

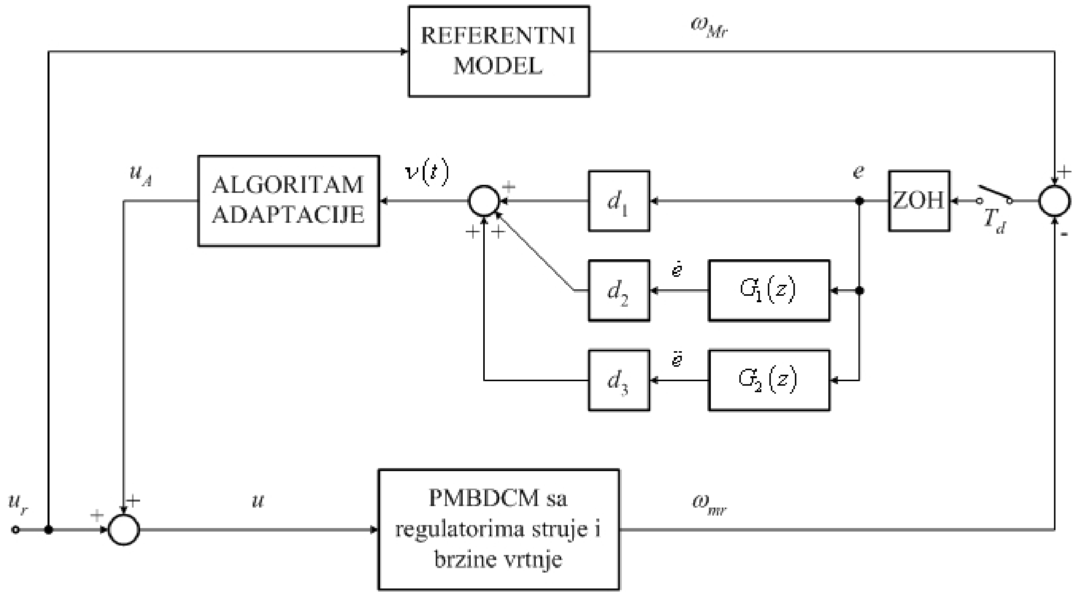
$$\begin{aligned} \dot{\omega}_{mr} &\approx \frac{\omega_{mr}\left(kT_d\right)-\omega_{mr}\left[\left(k-1\right)T_d\right]}{T_d}, \\ \ddot{\omega}_{mr} &\approx \frac{\dot{\omega}_{mr}\left(kT_d\right)-\dot{\omega}_{mr}\left[\left(k-1\right)T_d\right]}{T_d}. \end{aligned} \tag{5-1}$$

Iz relacija (5-1) slijede prijenosne funkcije za prvu i drugu diferenciju (aproksimaciju derivacije) mjerene brzine vrtnje:

$$G_1\left(z\right)=\frac{z-1}{T_d z}, \tag{5-2}$$

$$G_2\left(z\right)=\frac{z^2-2z+1}{T_d^2 z^2}. \tag{5-3}$$

Blokovska shema adaptivnog sustava s referentnim modelom trećeg reda te mjerenom brzinom vrtnje kao mjerljivom varijablom stanja i njenom prvom i drugom diferencijom kao izračunate preostale dvije varijable stanja, prikazana je na Sl. 5.1.



Sl. 5.1. Shema adaptivnog sustava s referentnim modelom trećeg reda i algoritmom signalne adaptacije.

Referentni model trećeg reda odabran je tako da zadovoljavajuće dobro opisuje ponašanje sustava s istosmjernim motorom s permanentnim magnetima s nominalnim parametrima. Jedna vremenska konstanta referentnog modela uzeta je kao vremenska konstanta filtra u grani referentne vrijednosti, dok se koeficijenti preostalog člana drugog reda dobiju optimiranjem. Tako prijenosna funkcija referentnog modela ima oblik:

$$G_M(s) = \frac{\Omega_{Mmr}(s)}{U_r(s)} = \frac{1}{\left(1+T_f s\right)\left(1+a_1 s+a_2 s^2\right)} = \frac{1}{\left(1+T_f s\right)\left(1+2\zeta T_n s+T_n^2 s^2\right)}. \quad (5\text{-}4)$$

Za parametre regulatora brzine vrtnje pogona $T_{i\omega}$ = 11.76 ms, $K_{p\omega}$ = 44.9 i T_f = 1.96 ms, optimiranjem se dobivaju koeficijenti a_1 i a_2 te iznose:

$$\left.\begin{aligned} a_1 &= 0.00076197 \\ a_2 &= 1.4334\cdot 10^{-6} \end{aligned}\right\} \quad \begin{aligned} T_n &= \sqrt{a_2} = 0.0011973, \\ \zeta &= \frac{a_1}{2T_n} = 0.31821. \end{aligned} \quad (5\text{-}5)$$

Dobiveni kontinuirani referentni model potrebno je i diskretizirati. To se u Matlabu jednostavno može napraviti dodavanjem blokova za zadržavanje nultog reda (*ZOH – Zero Order Hold*) na ulaz i izlaz kontinuiranog bloka. U blokove se samo upisuju vremena diskretizacije T_d. Ovaj način diskretiziranja je pogodniji od računanja diskretnih prijenosnih funkcija iz razloga što se za različita vremena diskretizacije mijenjaju i koeficijenti diskretne prijenosne funkcije koju bi onda pri svakoj promjeni vremena diskretizacije trebalo mijenjati.

Težinski koeficijenti d_1, d_2 i d_3 (Sl. 5.1.) određuju se optimiranjem prema integralnom kriteriju kvadrata pogreške (*ISE – Integral Square Error*):

$$I = \int e^2(t)\,dt, \tag{5-6}$$

gdje je: $e(t) = \omega_{Mmr}(t) - \omega_{mr}(t)$.

5.1.1. Algoritam adaptacije sa funkcijom predznaka (sign)

Algoritam adaptacije sa funkcijom predznaka određen je izrazima (3-28) i (3-29). Kao što je već navedeno, težinski koeficijenti pogreške d_1, d_2 i d_3 određuju se optimiranjem prema integralnom kriteriju kvadrata pogreške (5-6). Koeficijent adaptacije h u algoritmu adaptacije (3-28) ne može se odrediti optimiranjem zbog nepostojanja adekvatnog kriterija pa će se ovdje odrediti ovisnost maksimalne pogreške e_m u prijelaznoj pojavi o koeficijentu adaptacije h i iz tih krivulja odrediti najpovoljniji iznos h. Ove krivulje (Sl. 5.2.) su dane za promijenjene iznose momenta inercije istosmjernog motora s permanentnim magnetima sa nominalnog iznosa J_n na iznose:

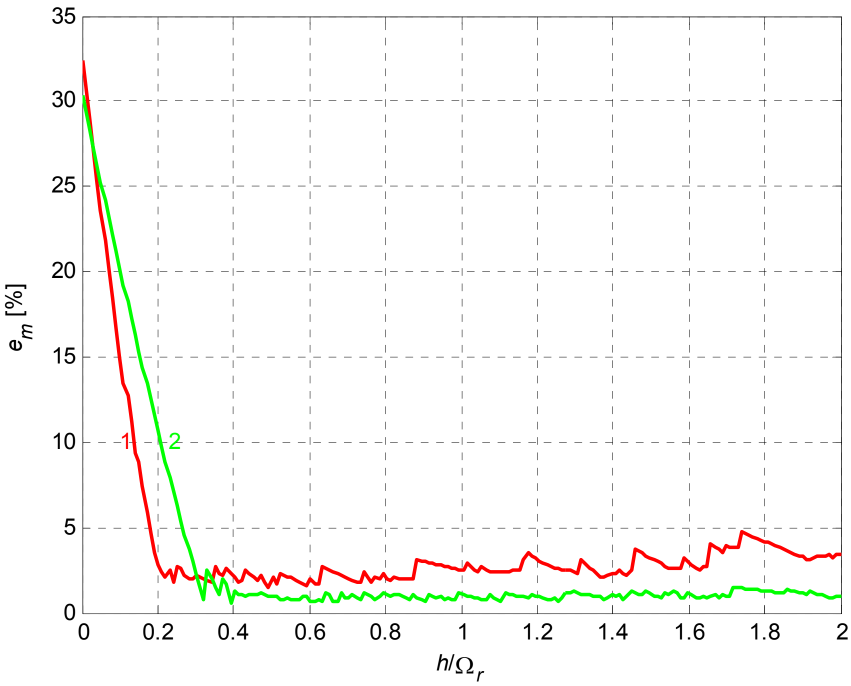
$$\begin{aligned} &1\ -\ J = 0.5J_n, \\ &2\ -\ J = 2J_n. \end{aligned} \tag{5-7}$$

Najprije su optimirani težinski koeficijenti rednog vektora $\mathbf{d}^T$ uz vrijeme diskretizacije $T_d = 50$ μs i promjenu referentne vrijednosti:

$$\omega_r = \Omega_r\,\mathrm{S}(t), \qquad \Omega_r = 0.1 \tag{5-8}$$

te uz iznos koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$. Dobivene su slijedeće vrijednosti:

$$\mathbf{d}^T = \begin{bmatrix} 106.46 & 0.03175 & 1.1197 \cdot 10^{-5} \end{bmatrix}. \tag{5-9}$$



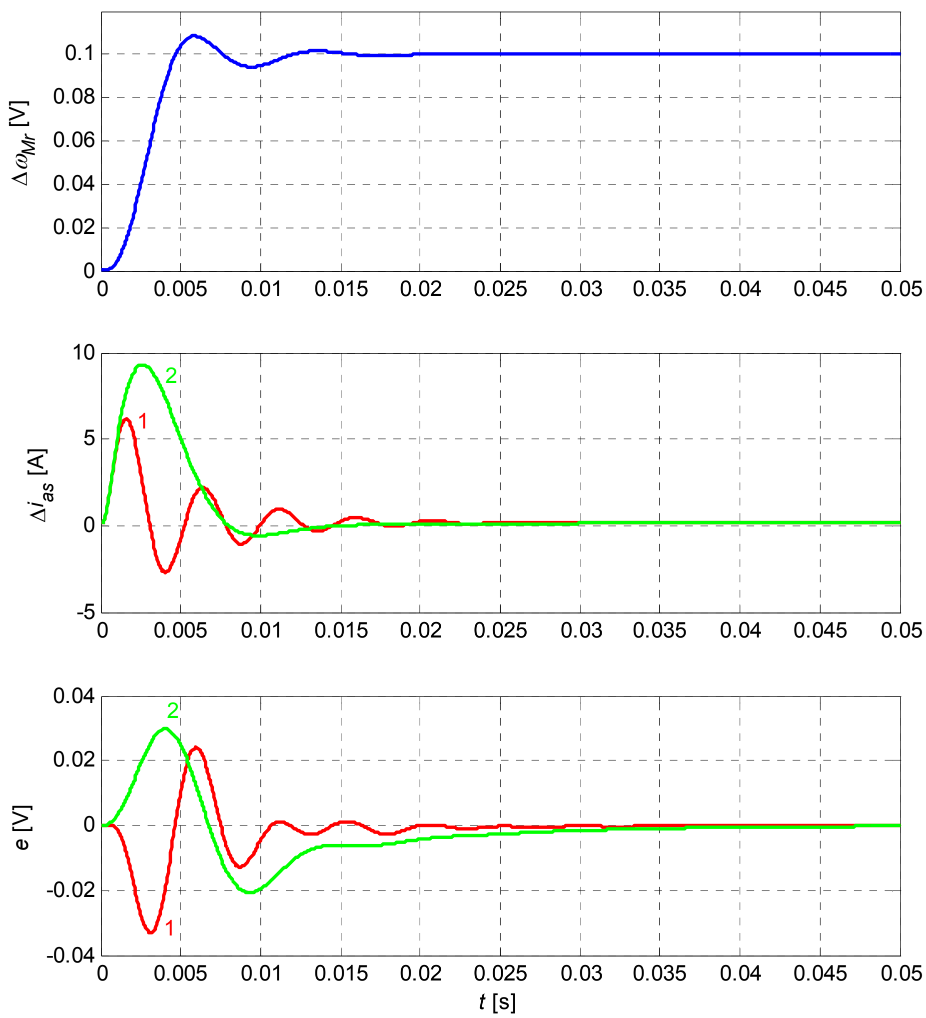
Sl. 5.2. Ovisnost maksimalne pogreške u prijelaznoj pojavi e_m o normiranom koeficijentu adaptacije h, uz koeficijente vektora $\mathbf{d}^T$ prema (5-9) optimirane za $h = \Omega_r = 0.1$ i $T_d = 50$ μs te za promjene momenta inercije: $1 - J = 0.5J_n$, $2 - J = 2J_n$.

Iz krivulja prikazanih na Sl. 5.2. je vidljivo da se dobra adaptacija može postići već za 20, odnosno 30% iznosa promjene referentnog signala Ω_r.

U nastavku će biti dani odzivi za iznose koeficijenta adaptacije $h = [0.5\ 1\ 2]\ \Omega_r$ uz koeficijente vektora $\mathbf{d}^T$ prema (5-9). Na slikama su dani odzivi referentnog modela $\Delta\omega_{Mmr}$, struje armature Δi_{as}, signala pogreške e i signala adaptacije u_A na promjenu referentne veličine određene izrazom (5-8) i to za sustav s istosmjernim motorom s permanentnim magnetima kojemu se moment inercije mijenja prema

(5-7). Prije toga su dani odzivi neadaptivnog sustava za promjene momenta inercije prema (5-7).

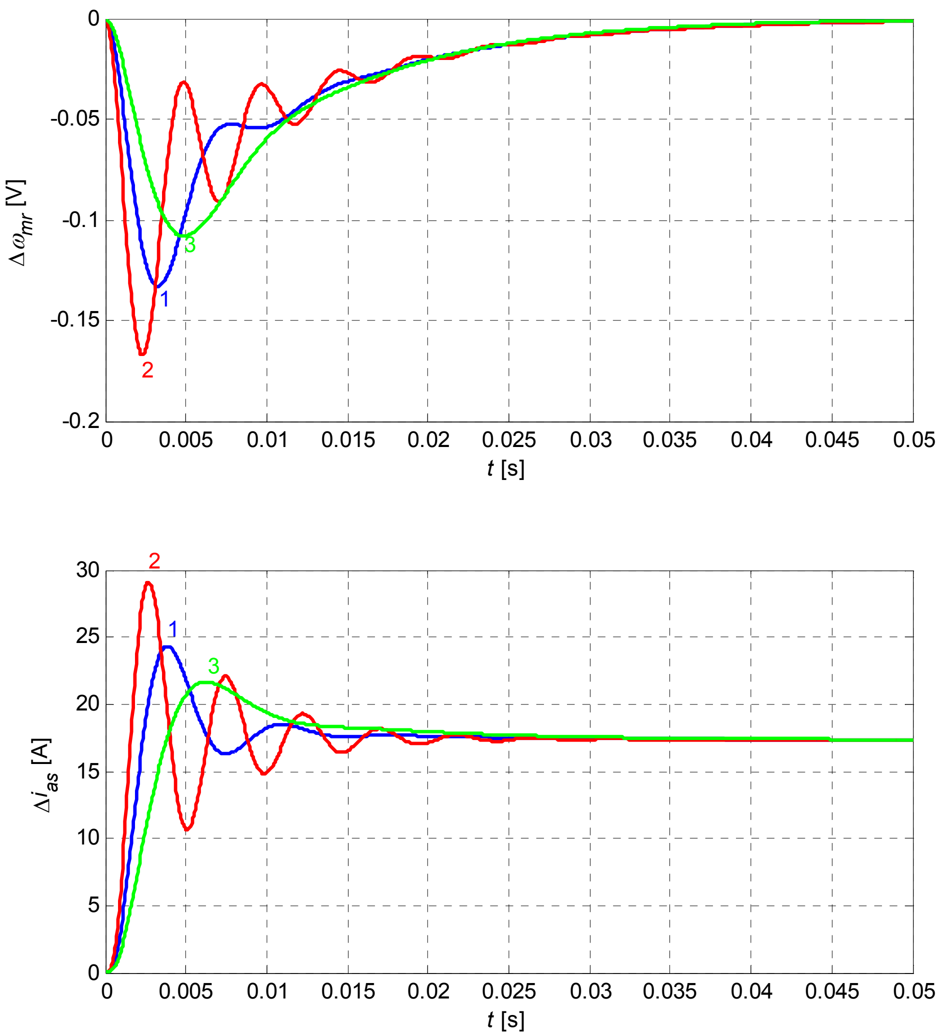
Na Sl. 5.3. i Sl. 5.4. prikazani su odzivi sustava bez adaptacije na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ i djelovanje nominalnog momenta tereta $M_t = 0.89\mathrm{S}(t)$ za promjene momenta inercije sa nominalnog na dvostruko manji, odnosno dvostruko veći iznos.



Sl. 5.3. Odzivi sustava bez adaptacije na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ za promjene momenta inercije: 1 − $J = 0.5J_n$, 2 − $J = 2J_n$.

Maksimalni iznosi pogrešaka u prijelaznoj pojavi (Sl. 5.3.) iznose e_{m1} = 33.2% (za $J = 0.5J_n$), odnosno e_{m1} = 29.8% (za $J = 2J_n$).

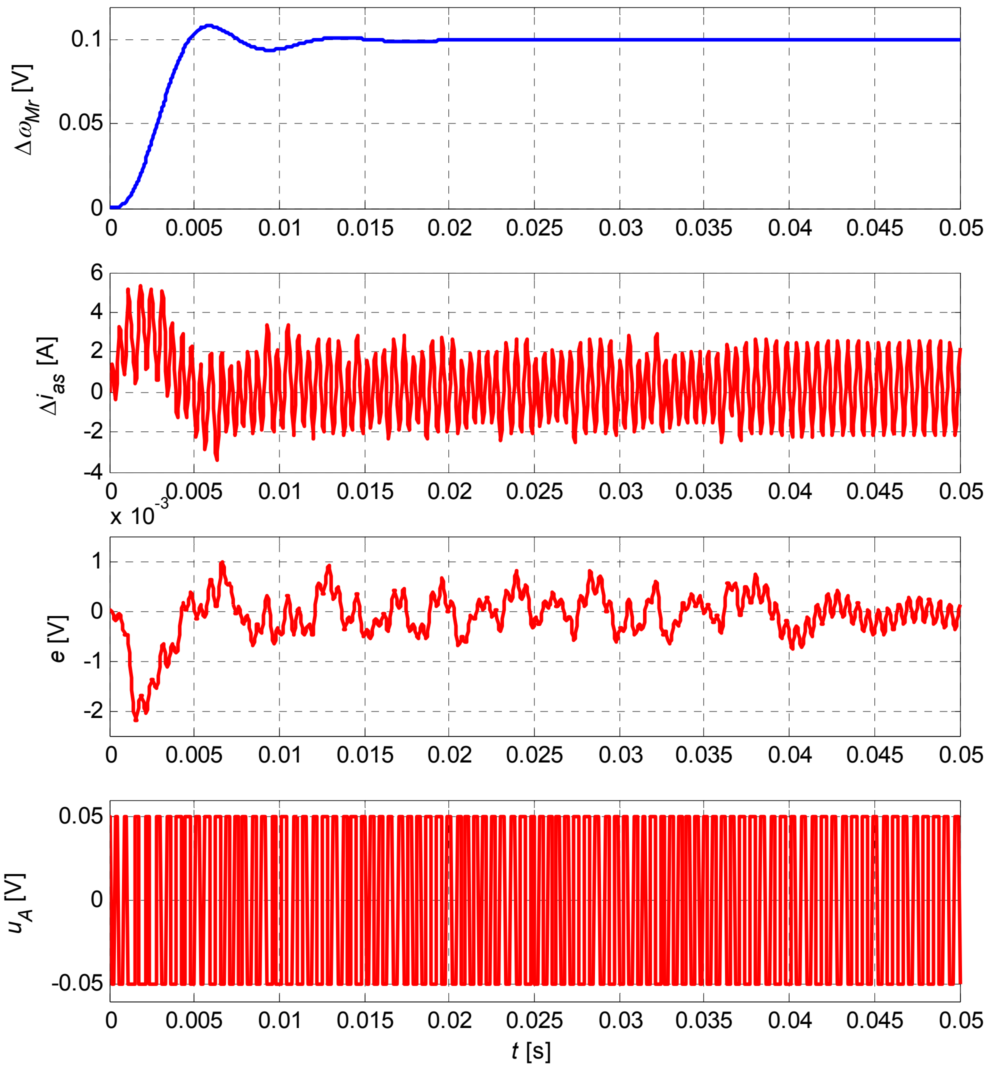
Maksimalni relativni propadi brzine vrtnje $\overline{\Delta\omega_{mr}}$ (Sl. 5.4.) u odnosu na nominalnu brzinu vrtnje iznose -1.33% za $J = J_n$, -1.67% za $J = 0.5J_n$ i -1.08% za $J = 2J_n$.



Sl. 5.4. Odzivi sustava bez adaptacije na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ za promjene momenta inercije:

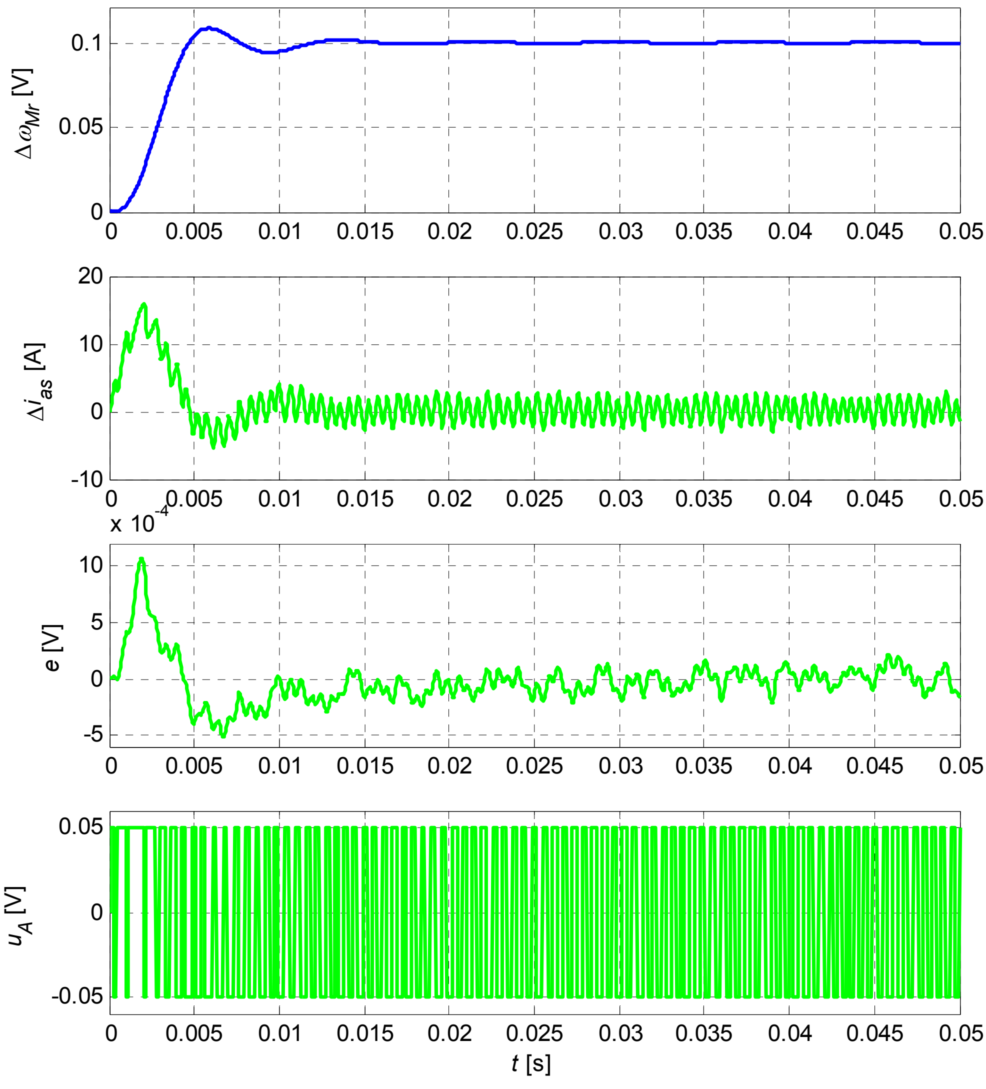
$1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.

Na Sl. 5.6. do Sl. 5.13. dani su odzivi sustava s adaptacijom uz vrijeme diskretizacije $T_d = 50$ μs i iznose koeficijenta adaptacije $h = (0.5, 1, 2)\Omega_r$ za promjene momenta inercije $J = 0.5J_n$ i $J = 2J_n$. Pri tome su težinski koeficijenti pogreške određeni izrazom (5-9).

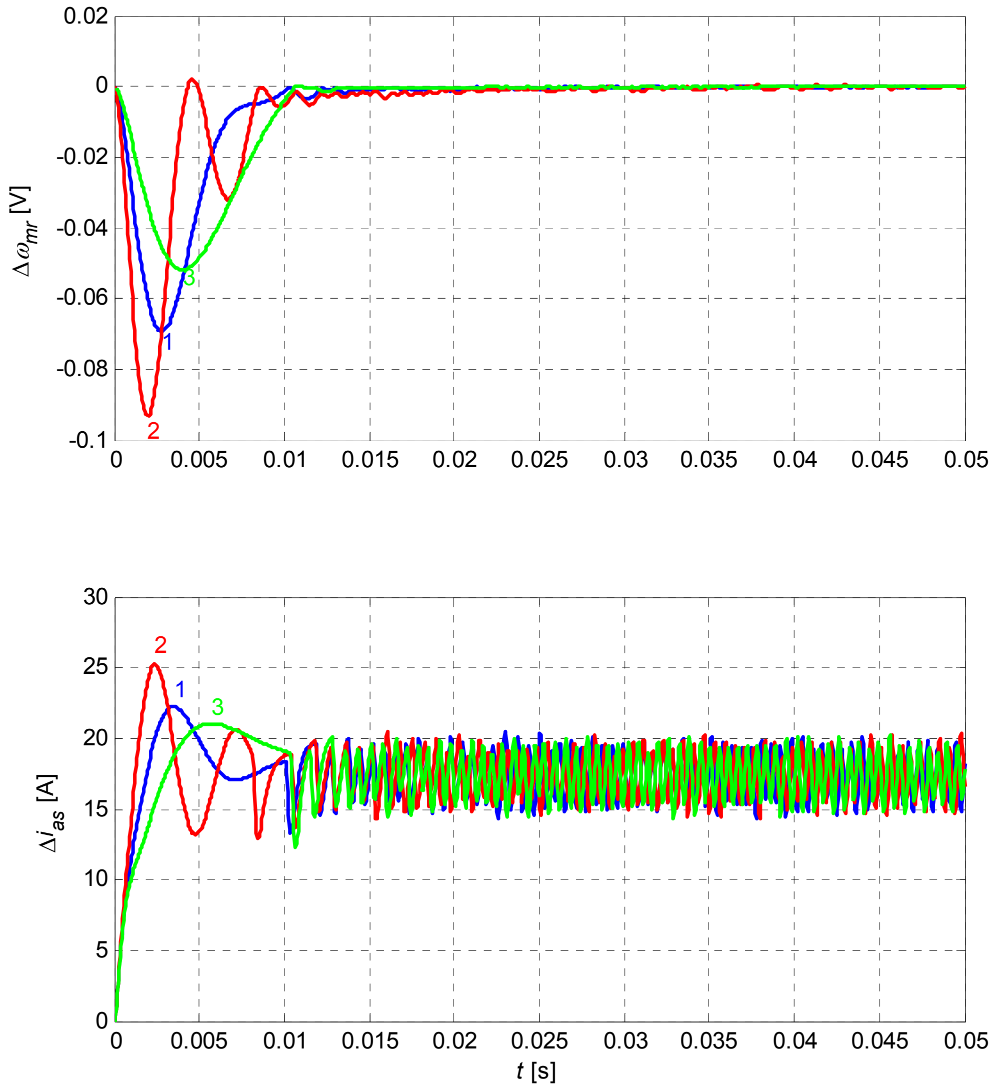


Sl. 5.5. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 0.5\Omega_r$ i vremena diskretizacije $T_d = 50$ μs te promjenu momenta inercije $J = 0.5J_n$.

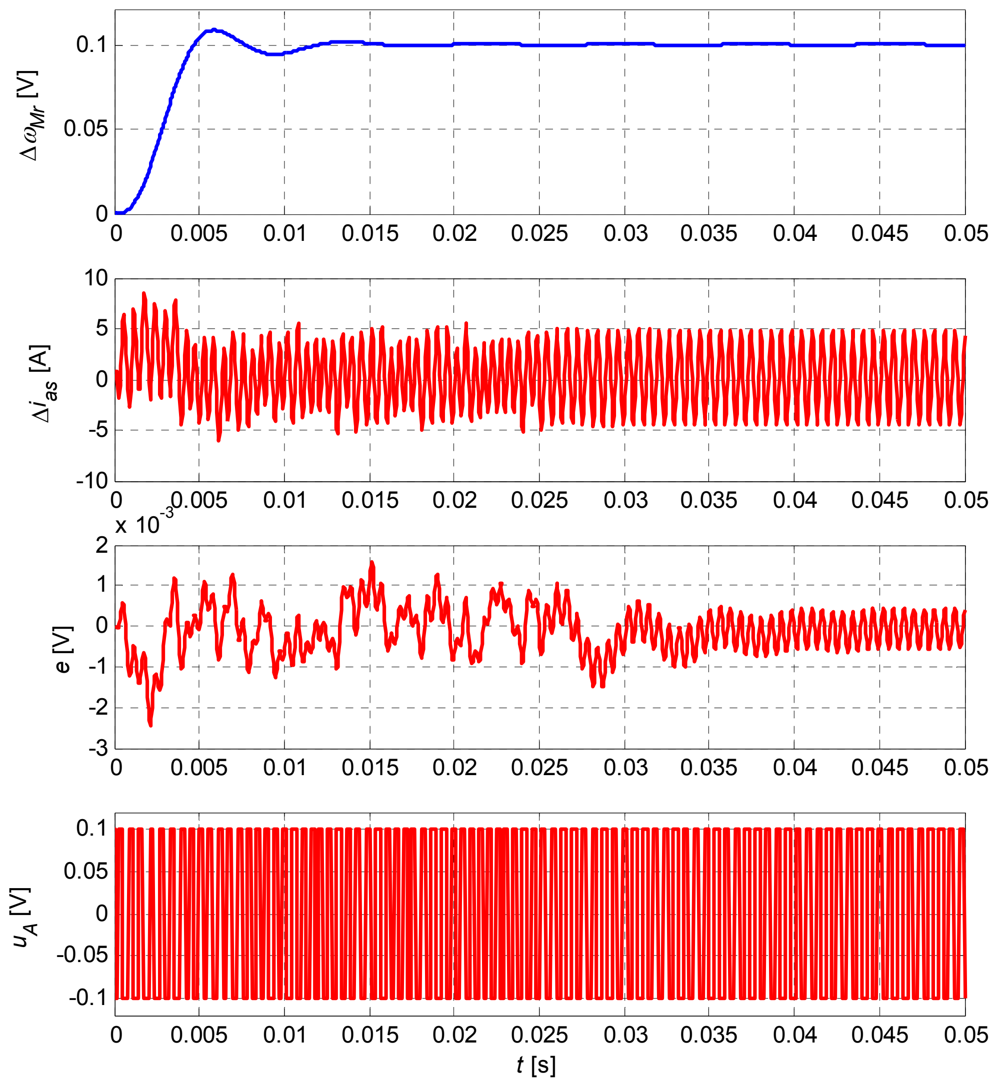
Maksimalni iznos pogreške u prijelaznoj pojavi za sve navedene slučajeve iznosi 3.6% za promjenu momenta inercije $J = 0.5J_n$. U odnosu na pogrešku od 30-ak posto u sustavu bez adaptacije, to je veliko poboljšanje kvalitete sustava upravljanja.



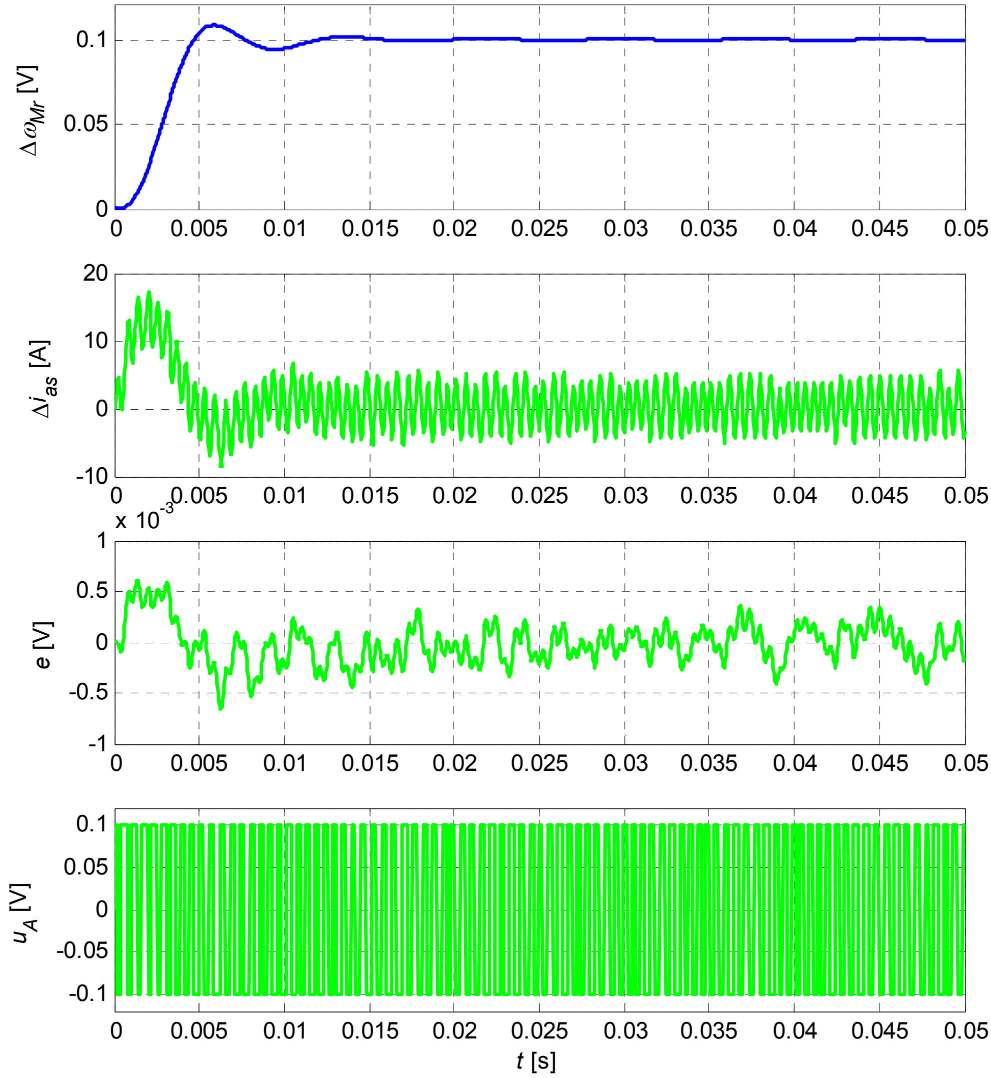
Sl. 5.6. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 0.5\Omega_r$ i vremena diskretizacije $T_d = 50$ μs te promjenu momenta inercije $J = 2J_n$.



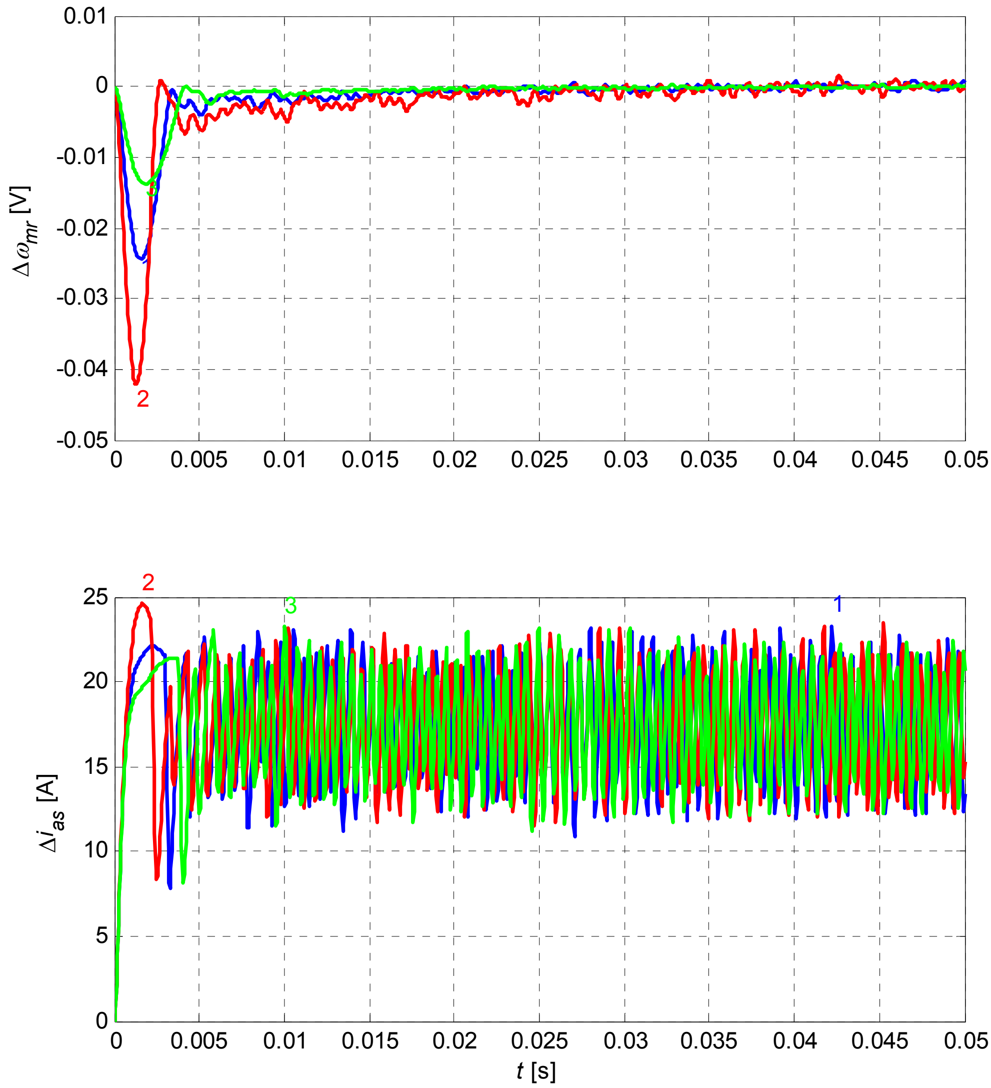
Sl. 5.7. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 0.5\Omega_r$ i vremena diskretizacije T_d = 50 μs te promjene momenta inercije: $1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.



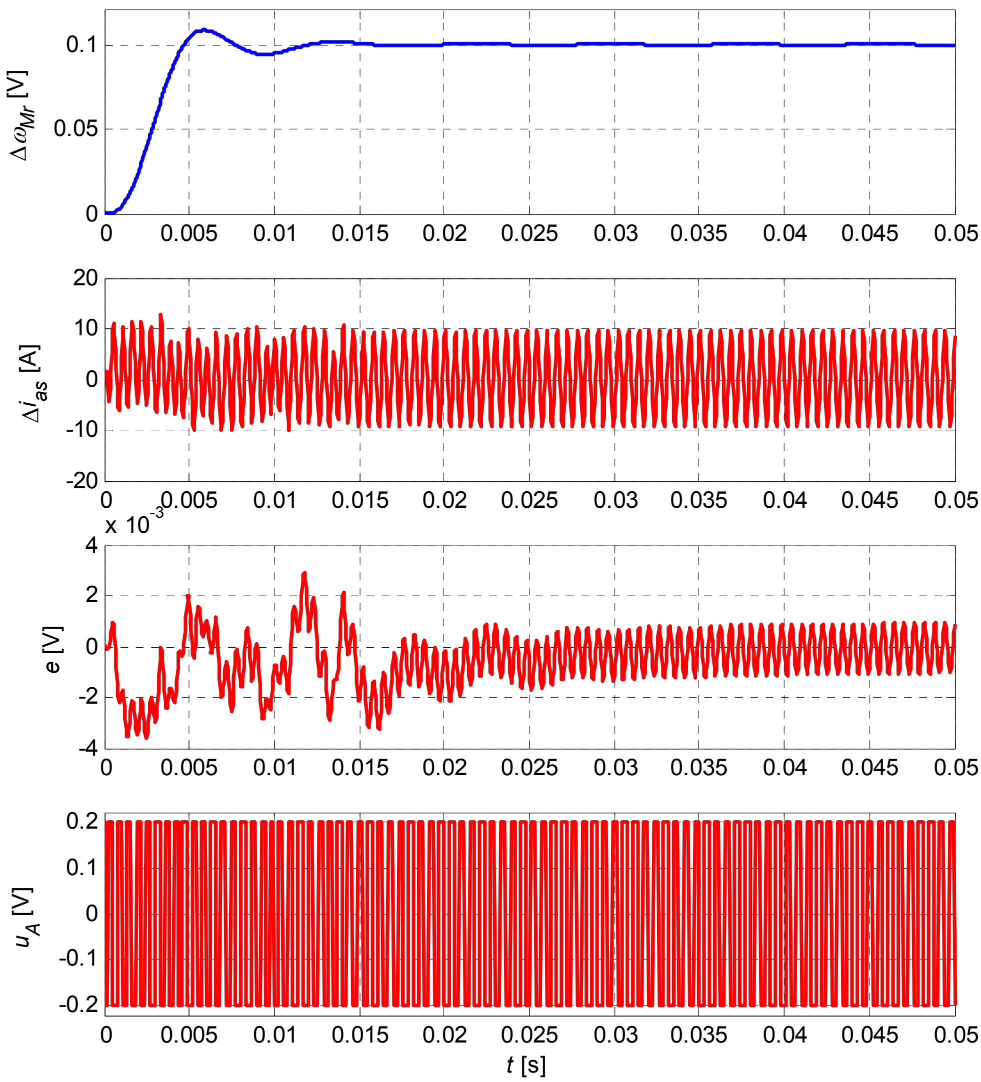
Sl. 5.8. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r$ i vremena diskretizacije $T_d = 50$ μs te promjenu momenta inercije $J = 0.5J_n$.



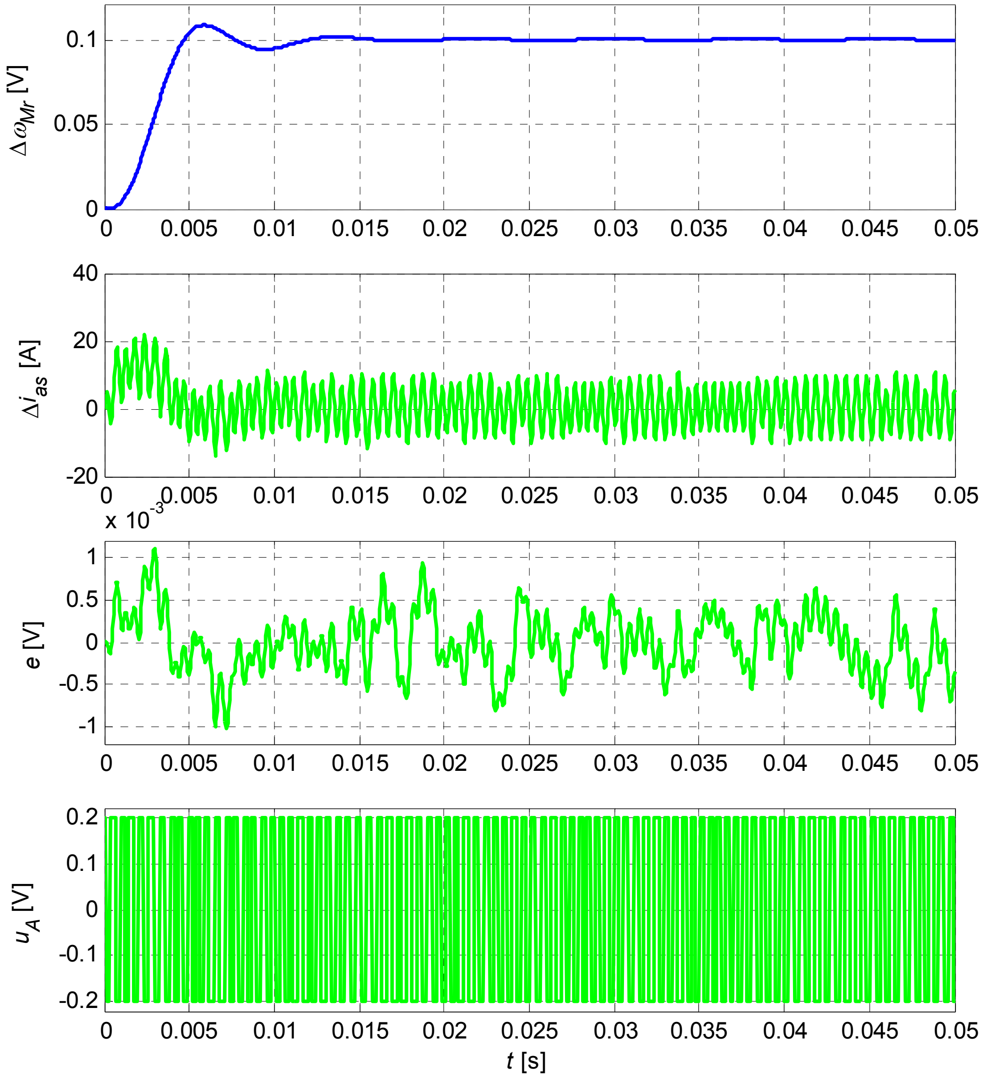
Sl. 5.9. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r$ i vremena diskretizacije $T_d = 50$ μs te promjenu momenta inercije $J = 2J_n$.



Sl. 5.10. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r$ i vremena diskretizacije T_d = 50 μs te promjene momenta inercije: 1 – $J = J_n$, 2 – $J = 0.5J_n$, 3 – $J = 2J_n$.

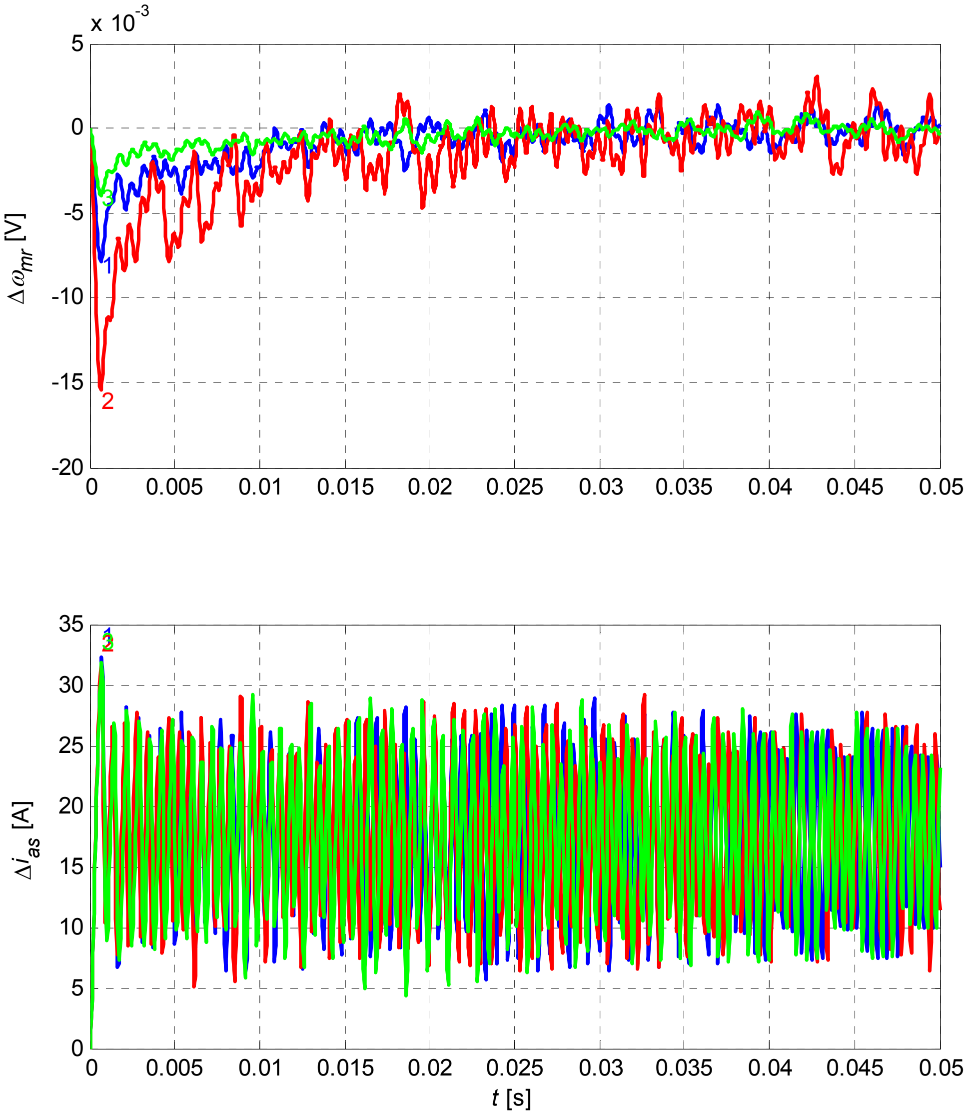


Sl. 5.11. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r$ i vremena diskretizacije $T_d = 50$ μs te promjenu momenta inercije $J = 0.5J_n$.



Sl. 5.12. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r$ i vremena diskretizacije $T_d = 50$ μs te promjenu momenta inercije $J = 2J_n$.

Sa iznosom koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r$ mogu se postići 10 do 27 puta manji propadi brzine vrtnje pri djelovanju nominalnog momenta tereta što je također bitno za poboljšanje kvalitete sustava upravljanja (Sl. 5.13.).



Sl. 5.13. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r$ i vremena diskretizacije T_d = 50 μs te promjene momenta inercije: $1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.

Iz odziva (Sl. 5.3. do Sl. 5.13.) se vidi da je dobra adaptacija postignuta već za iznos $h = 0.5\Omega_r$ jer maksimalne pogreške na promjenu reference iznose manje od 2.5% (Sl. 5.5. i Sl. 5.6.). Međutim, maksimalni propadi brzine vrtnje se mogu znatnije smanjiti povećanjem iznosa koeficijenta adaptacije h na Ω_r (Sl. 5.10.) odnosno $2\Omega_r$ (Sl. 5.13.). Odnosi maksimalnih pogrešaka pri djelovanju referentne veličine e_{m1} za $J = 0.5J_n$, odnosno e_{m2} za $J = 2J_n$ te maksimalnih propada mjerene brzine vrtnje pri djelovanju poremećajne veličine o iznosu koeficijenta adaptacije h dani su u Tab. 5.1. i Tab. 5.2.

h/Ω_r	e_{m1} [%]	e_{m2} [%]
0	33.2	29.8
0.5	2.21	1.07
1	2.47	0.66
2	3.60	1.11

Tab. 5.1. Ovisnosti maksimalnih pogrešaka e_{m1} ($J = 0.5J_n$) i e_{m2} ($J = 2J_n$) u prijelaznoj pojavi pri djelovanju referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ o iznosu koeficijenta adaptacije h.

h/Ω_r	J/J_n	$\Delta\omega_{mr}$ [s^{-1}]	$\overline{\Delta\omega_{mr}}$ [%]
0	1	−0.13338	−1.33
	0.5	−0.16712	−1.67
	2	−0.108	−1.08
0.5	1	−0.06925	−0.69
	0.5	−0.09321	−0.93
	2	−0.051858	−0.52
1	1	−0.024405	−0.24
	0.5	−0.042111	−0.42
	2	−0.013798	−0.14
2	1	−0.0078255	−0.08
	0.5	−0.01538	−0.158
	2	−0.0039468	−0.04

Tab. 5.2. Ovisnosti maksimalnih propada apsolutne i relativne mjerene brzine vrtnje pri djelovanju poremećajne veličine $M_t = 0.89\mathrm{S}(t)$ o iznosu koeficijenta adaptacije h.

5.1.2. Algoritam adaptacije sa funkcijom zasićenja (sat)

Algoritam adaptacije sa funkcijom zasićenja određen je izrazima (3-29) i (3-34). Kao i kod algoritma adaptacije s funkcijom predznaka, težinski koeficijenti pogreške d_1, d_2, d_3 određuju se optimiranjem. Iznos zasićenja h u algoritmu adaptacije (3-34) bit će postavljen na vrijednosti Ω_r i $2\Omega_r$. Koeficijent pojačanja poopćene pogreške K_v pri optimiranju se postavlja na vrijednost $K_v = 1$, a nakon optimiranja se može dodatno podesiti (smanjiti) da se uklone eventualne oscilacije u signalu adaptacije.

Težinski koeficijenti pogreške d_1, d_2, d_3 optimirani su za vremena diskretizacije T_d = [50 100] μs uz promjene momenta inercije motora prema (5-7) i promjenu referentne vrijednosti prema (5-8). Dobivene vrijednosti koeficijenata i maksimalne vrijednosti pogrešaka dane su u Tab. 5.3.

br.	T_d [μs]	d_1	d_2	d_3	e_{1m} [%]	e_{2m} [%]
1	50	25	0.0059726	$2.22847 \cdot 10^{-6}$	0.94	1.83
2	100	12.19	0.0025772	$1.1834 \cdot 10^{-6}$	1.95	4.07

Tab. 5.3. Prikaz optimiranih težinskih koeficijenata pogreške d_1, d_2, d_3 i maksimalnih pogrešaka u prijelaznoj pojavi e_{1m} ($J = 0.5J_n$) i e_{2m} ($J = 2J_n$) za zadana vremena diskretizacije T_d.

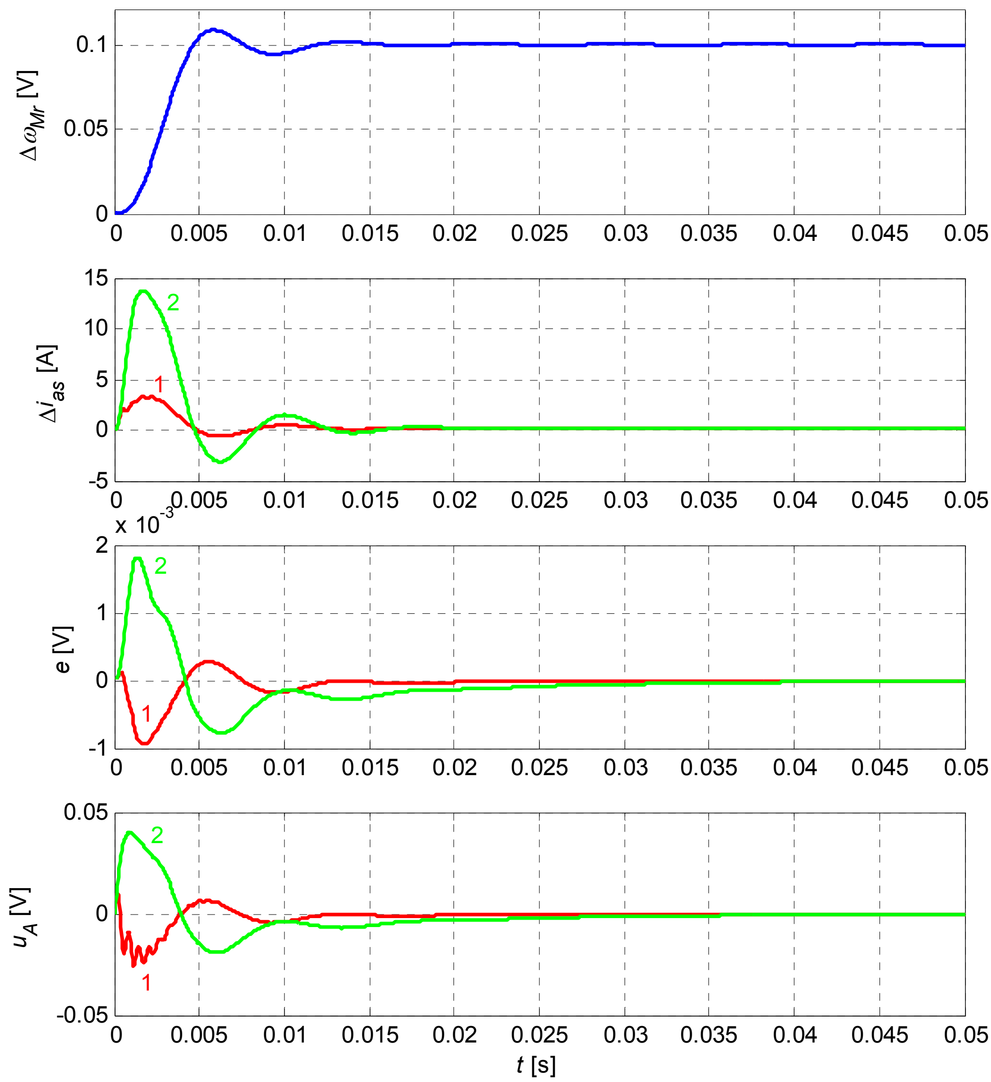
Na Sl. 5.14. do Sl. 5.25. dani su odzivi na referentnu i poremećajnu veličinu za vremena diskretizacije i koeficijente adaptacije prema Tab. 5.3. te za različite iznose koeficijenta adaptacije h i koeficijenta pojačanja K_v.

Maksimalni iznosi pogrešaka u prijelaznoj pojavi zadržani su na nivou pogrešaka za algoritam adaptacije s funkcijom predznaka za vrijeme diskretizacije T_d = 50 μs, dok su za vrijeme diskretizacije T_d = 100 μs maksimalni iznosi pogrešaka povećani otprilike dvostruko u odnosu na slučaj s vremenom diskretizacije T_d = 50 μs. Međutim, ta je pogreška još uvijek unutar 5 % pa je i za vrijeme diskretizacije T_d = 100 μs adaptacija vrlo dobra.

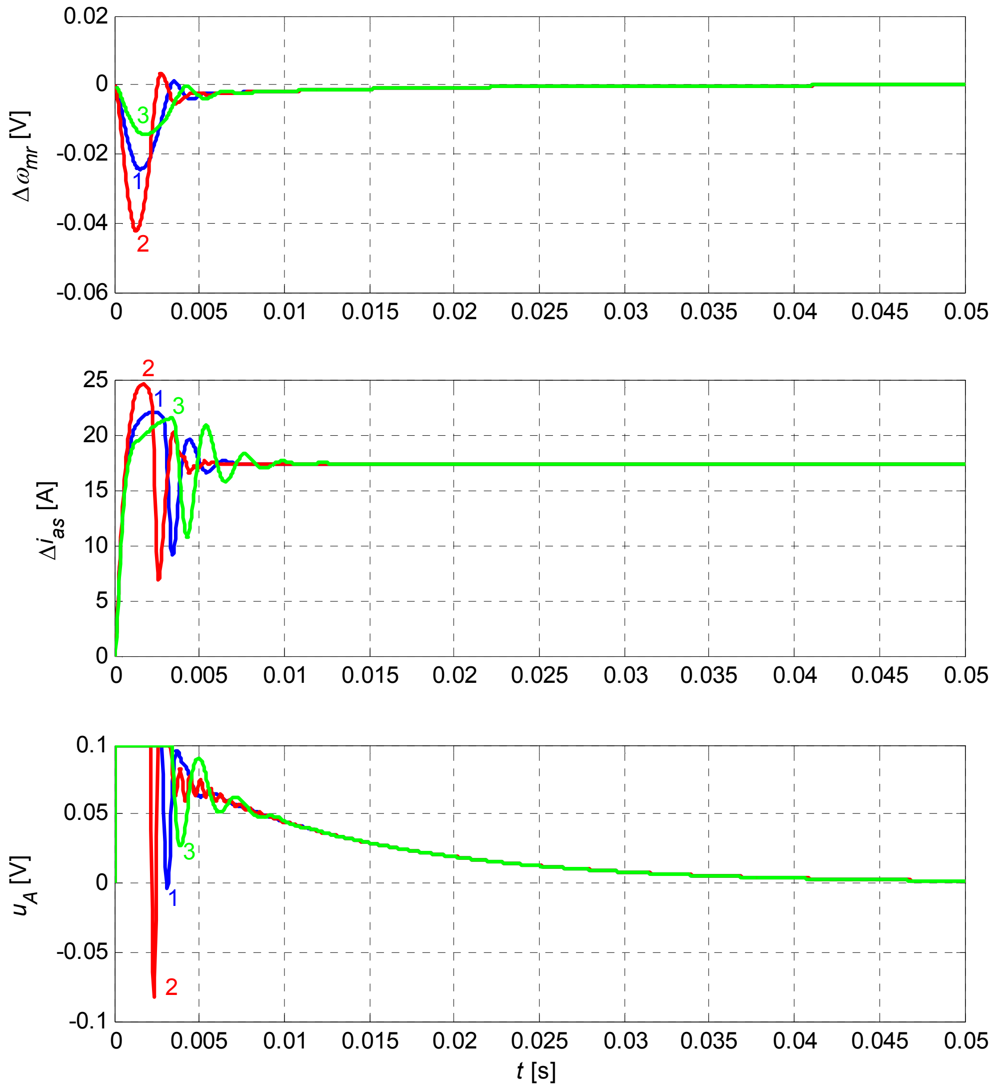
Trajne oscilacije visokih frekvencija su otklonjene upotrebom algoritma adaptacije sa funkcijom zasićenja. Lagane oscilacije malih amplituda, koje još uvijek postoje, mogu se dodatno eliminirati smanjivanjem iznosa pojačanja K_v sa iznosa K_v = 1 na iznos K_v = 0.7 (Sl. 5.17., Sl. 5.18., Sl. 5.19., Sl. 5.23., Sl. 5.24., Sl. 5.25.). Time se, naravno, povećavaju iznosi maksimalnih pogrešaka u prijelaznoj pojavi brzine vrtnje pri djelovanju referentne veličine.

Najmanji propadi brzine vrtnje dobivaju se za iznos koeficijenta adaptacije h = $2\Omega_r$ (Sl. 5.16., Sl. 5.19., Sl. 5.22., Sl. 5.25.) isto kao i u slučaju s algoritmom adaptacije s funkcijom predznaka.

Detaljniji podaci o maksimalnim propadima mjerene brzine vrtnje pri djelovanju nominalnog momenta tereta u ovisnosti o koeficijentu adaptacije h i koeficijentu pojačanja K_v prikazani su u Tab. 5.4.

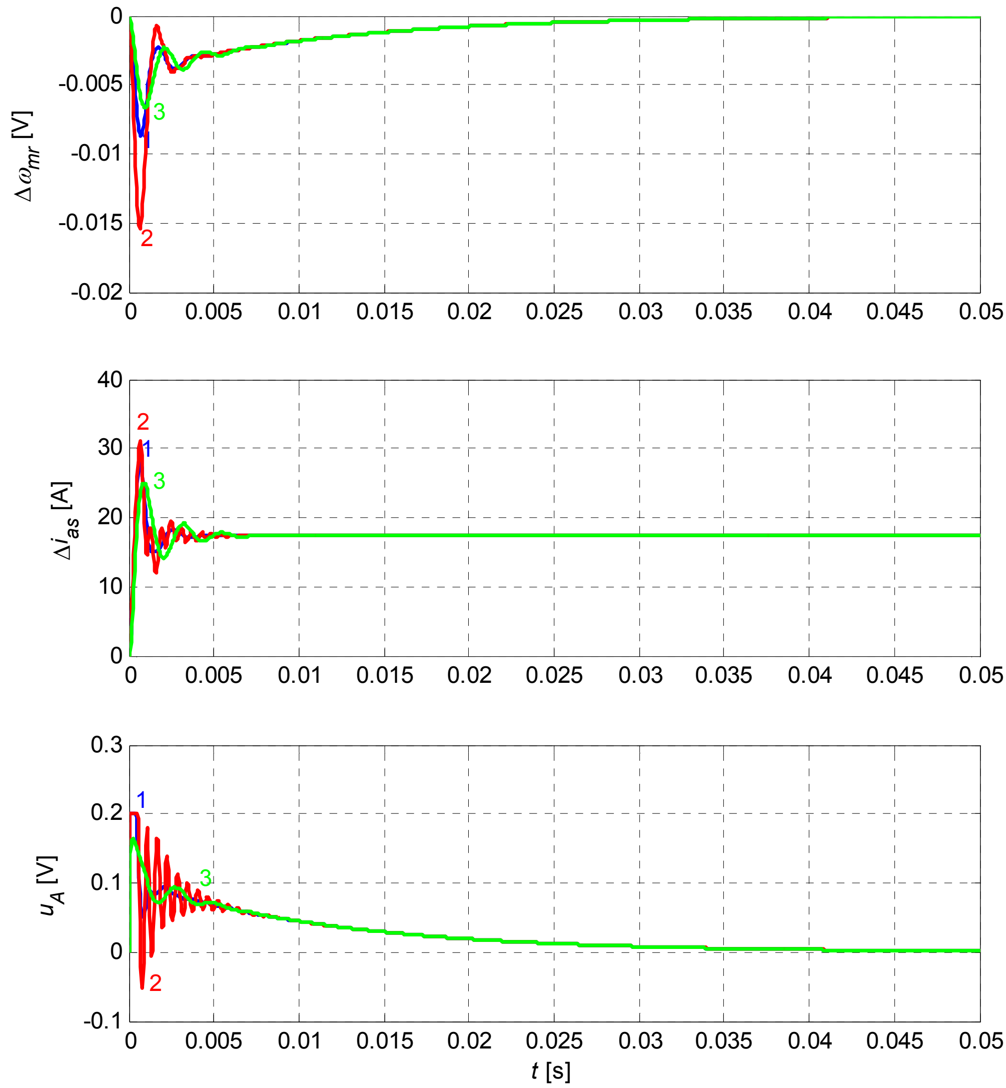


Sl. 5.14. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenata adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$, $K_v = 1$ i težinske koeficijente br. 1 prema Tab. 5.3 te promjene momenta inercije: $1 - J = 0.5J_n$, $2 - J = 2J_n$.

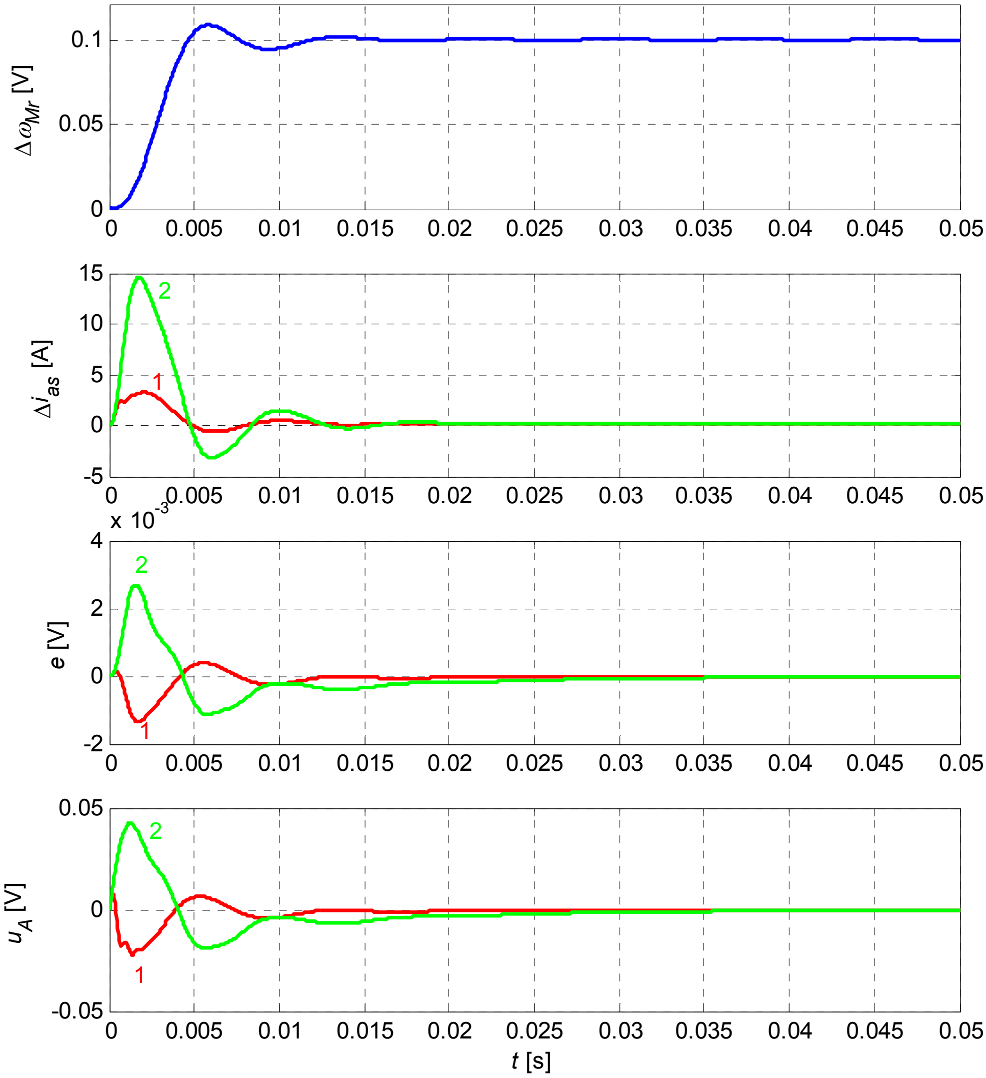


Sl. 5.15. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenata adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$, $K_v = 1$ i težinske koeficijente br. 1 prema Tab. 5.3 te promjene momenta inercije:

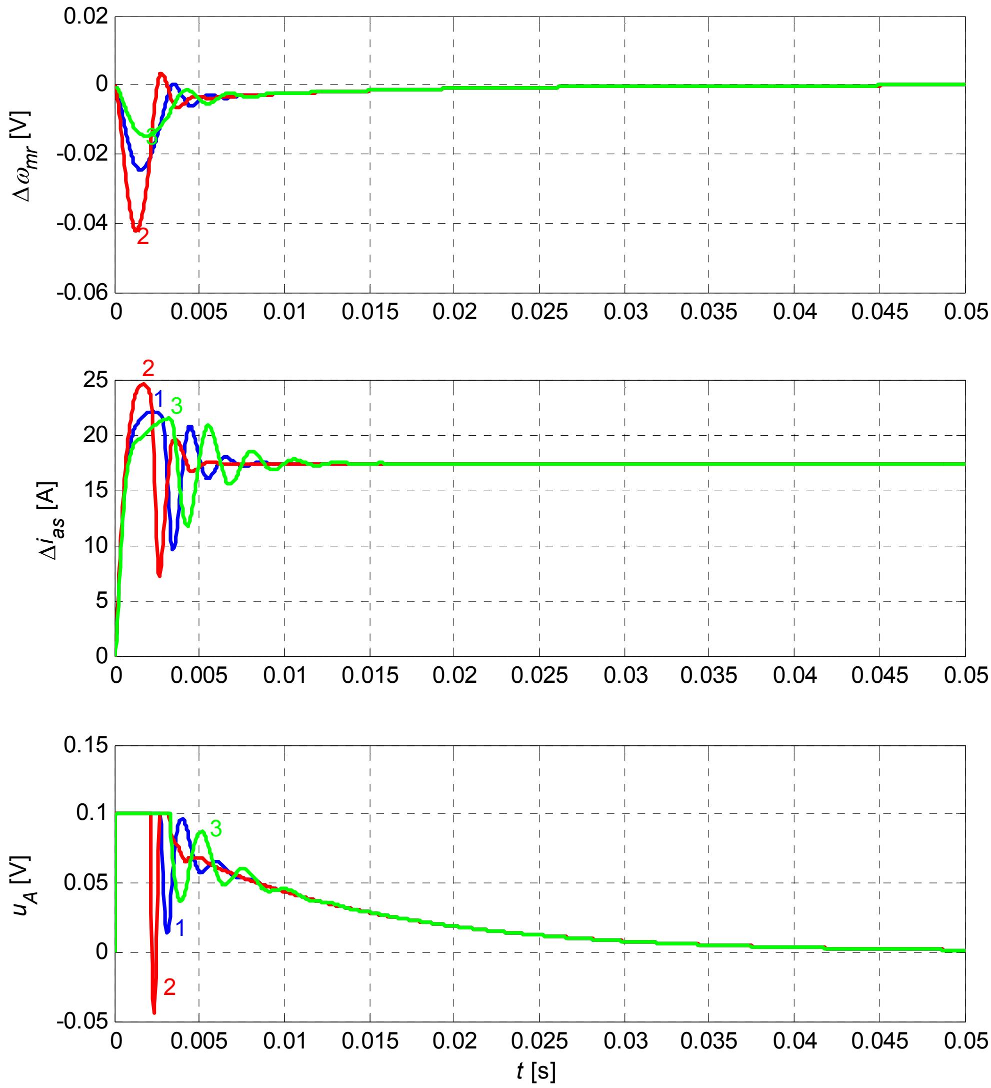
$1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.



Sl. 5.16. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenata adaptacije $h = 2\Omega_r = 0.2$, $K_v = 1$ i težinske koeficijente br. 1 prema Tab. 5.3 te promjene momenta inercije: $1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.

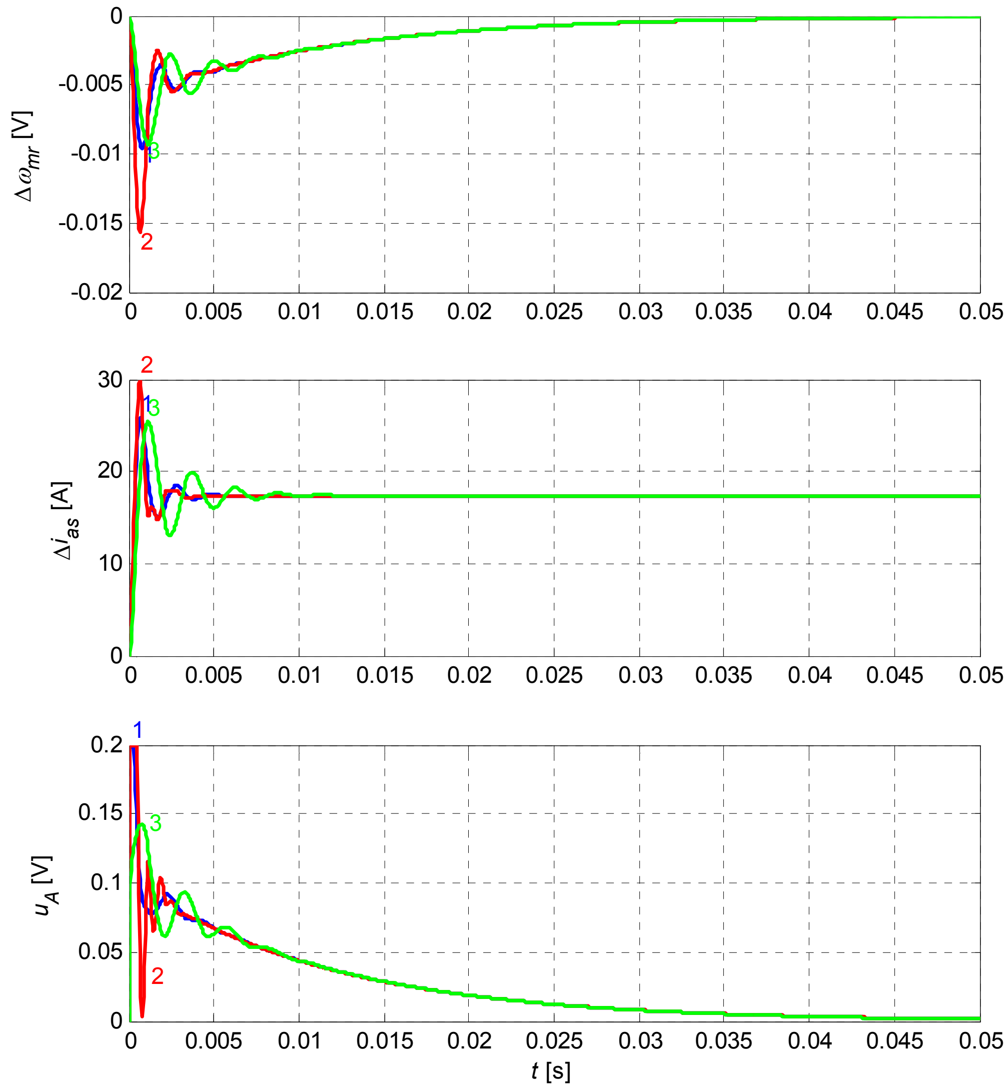


Sl. 5.17. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenata adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$, $K_v = 0.7$ i težinske koeficijente br. 1 prema Tab. 5.3 te promjene momenta inercije: 1 – $J = 0.5J_n$, 2 – $J = 2J_n$.



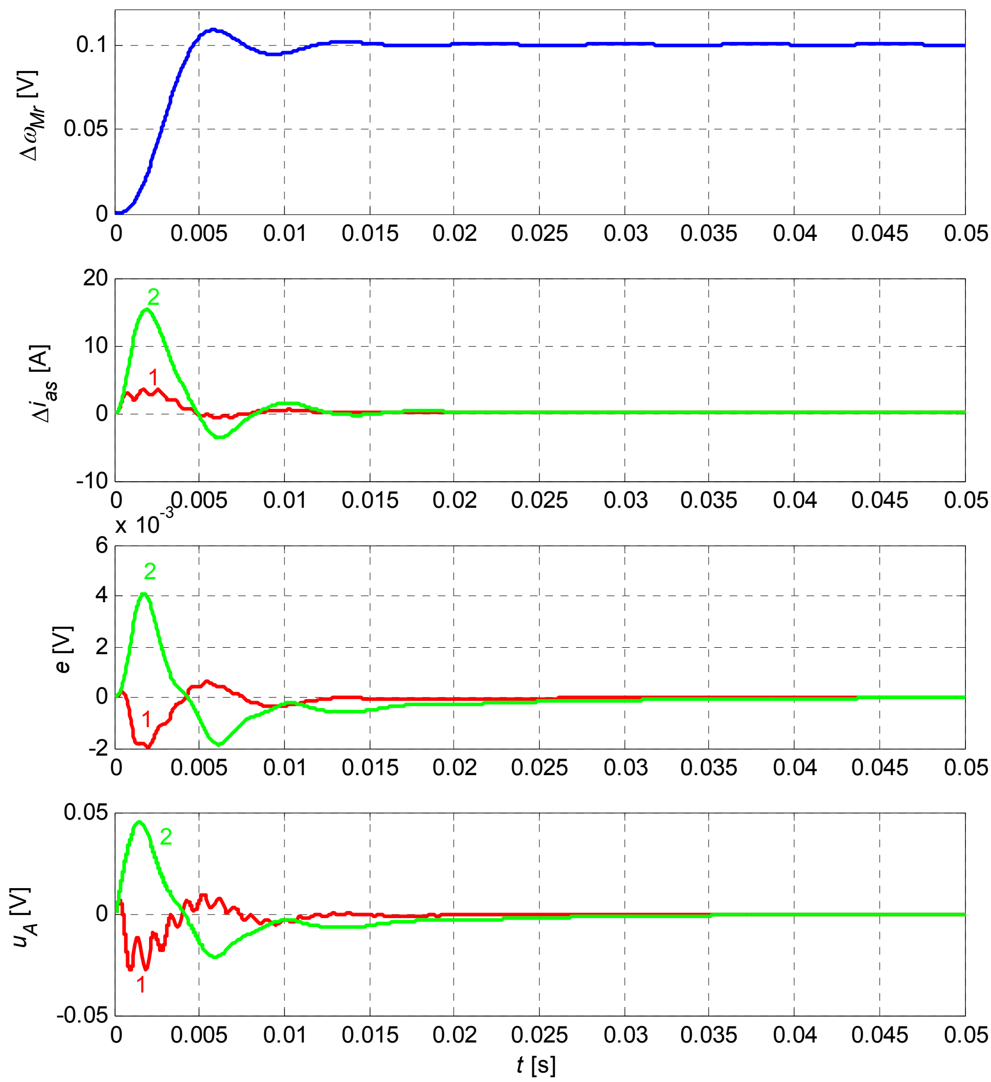
Sl. 5.18. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenata adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$, $K_v = 0.7$ i težinske koeficijente br. 1 prema Tab. 5.3 te promjene momenta inercije:

$1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.

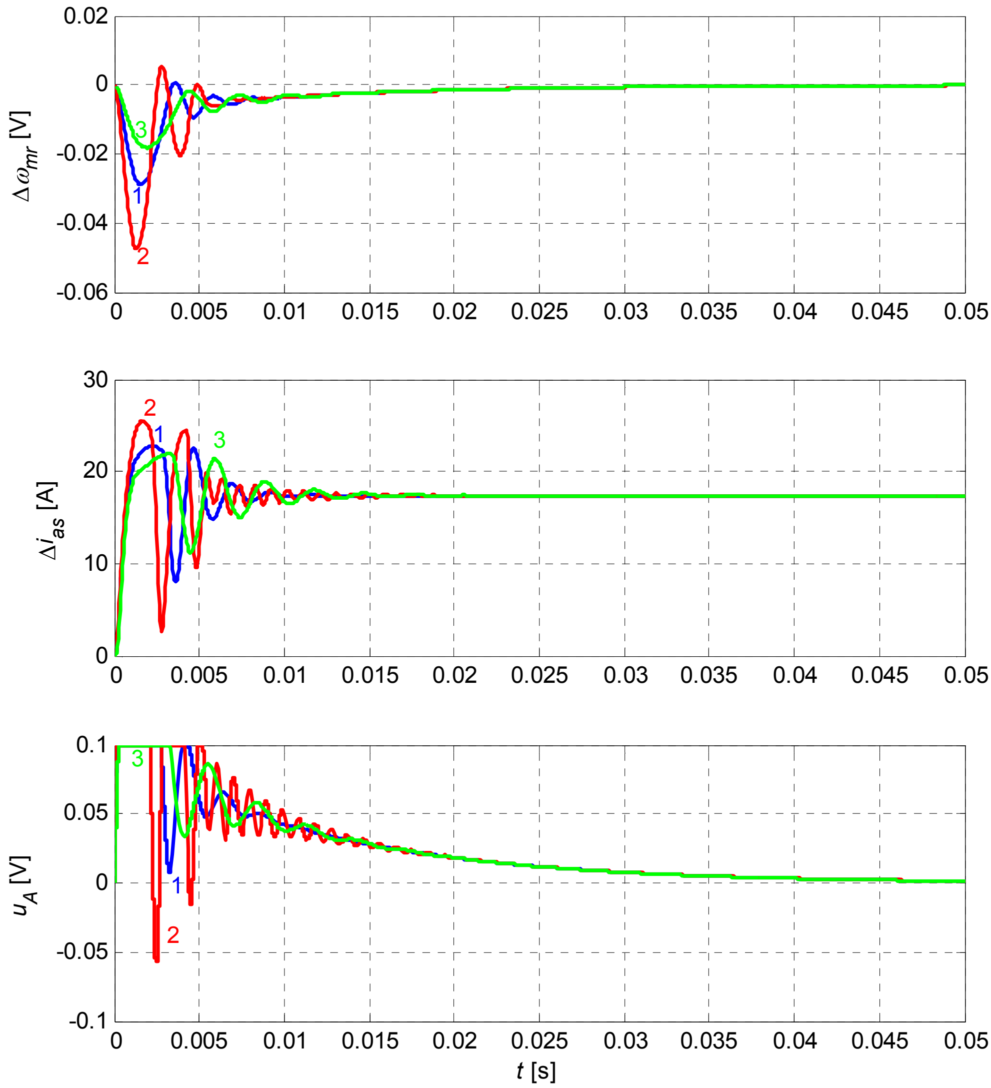


Sl. 5.19. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenata adaptacije $h = 2\Omega_r = 0.2$, $K_v = 0.7$ i težinske koeficijente br. 1 prema Tab. 5.3 te promjene momenta inercije:

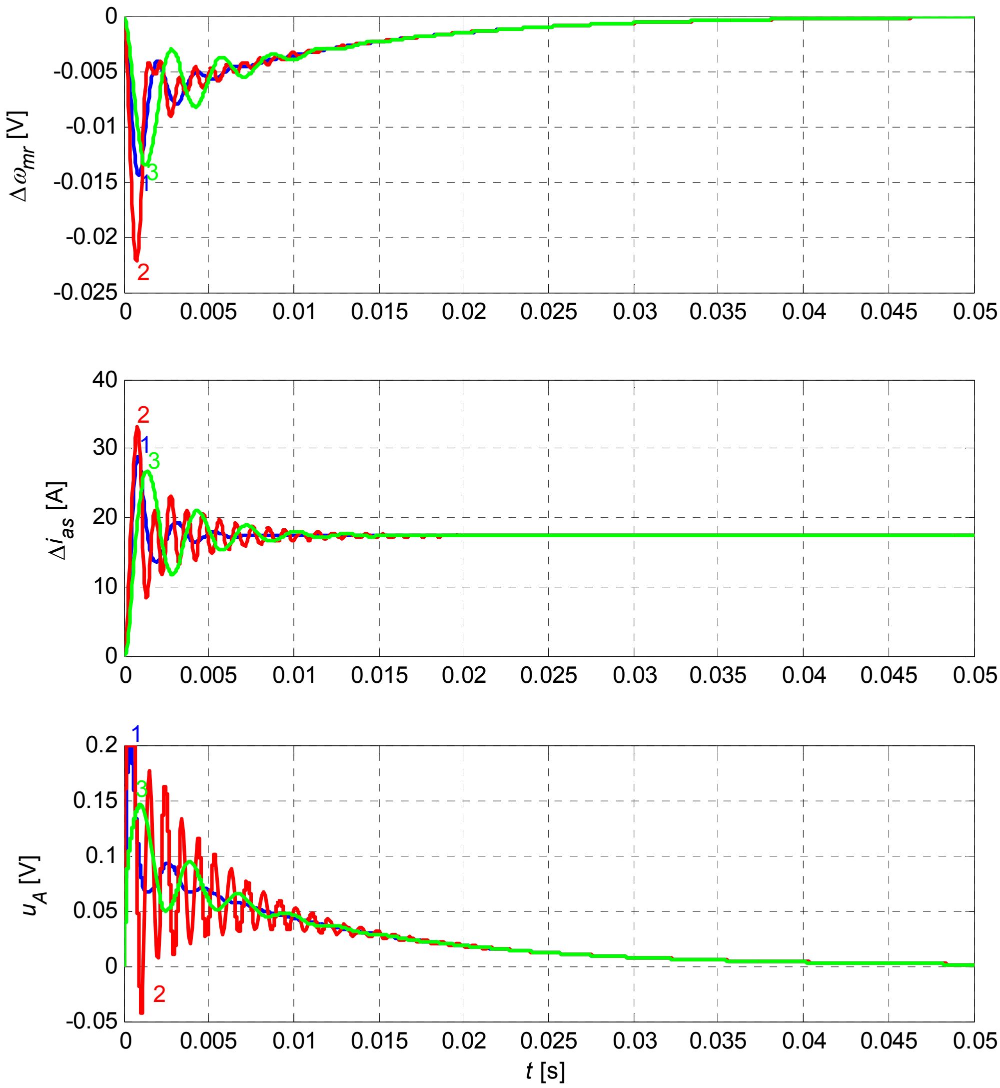
$1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.



Sl. 5.20. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenata adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$, $K_v = 1$ i težinske koeficijente br. 2 prema Tab. 5.3 te promjene momenta inercije: 1 − $J = 0.5J_n$, 2 − $J = 2J_n$.

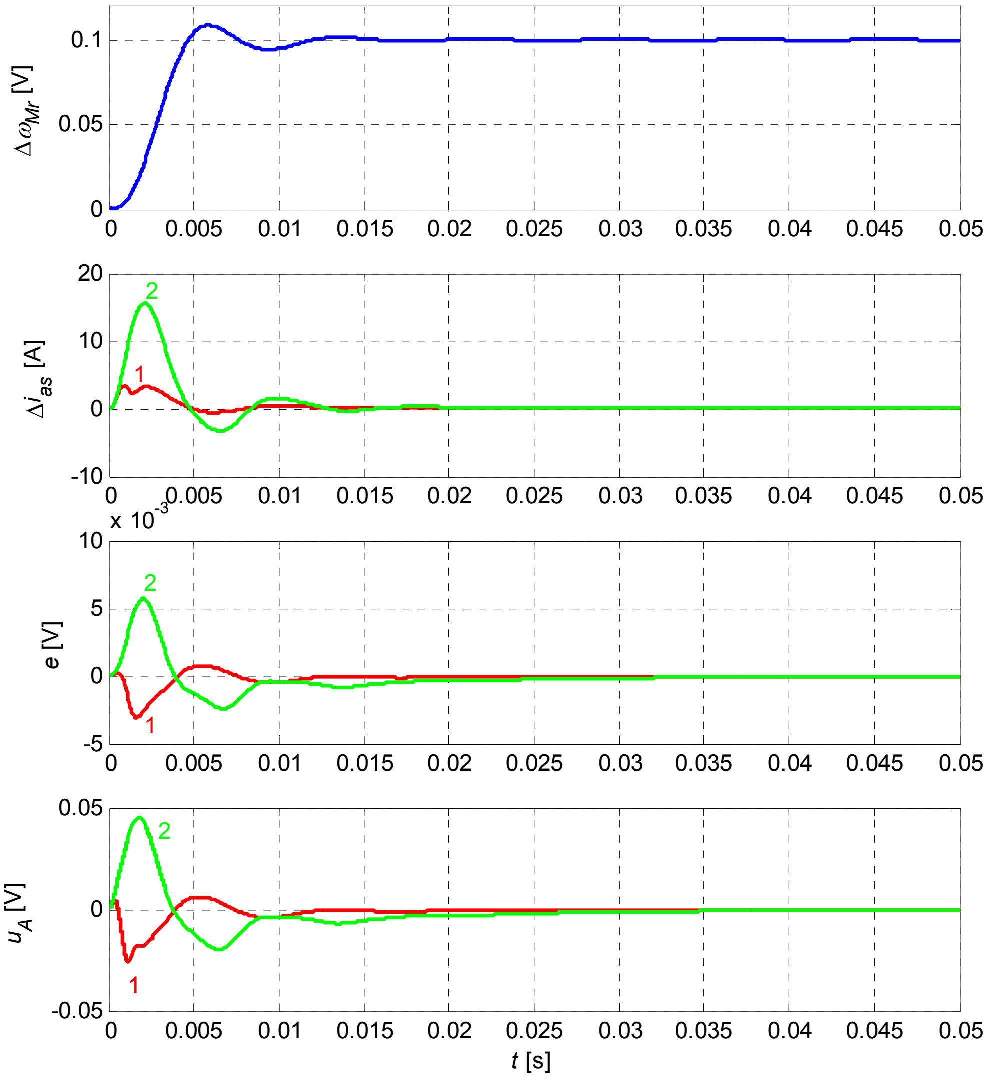


Sl. 5.21. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenata adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$, $K_v = 1$ i težinske koeficijente br. 2 prema Tab. 5.3 te promjene momenta inercije: $1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.

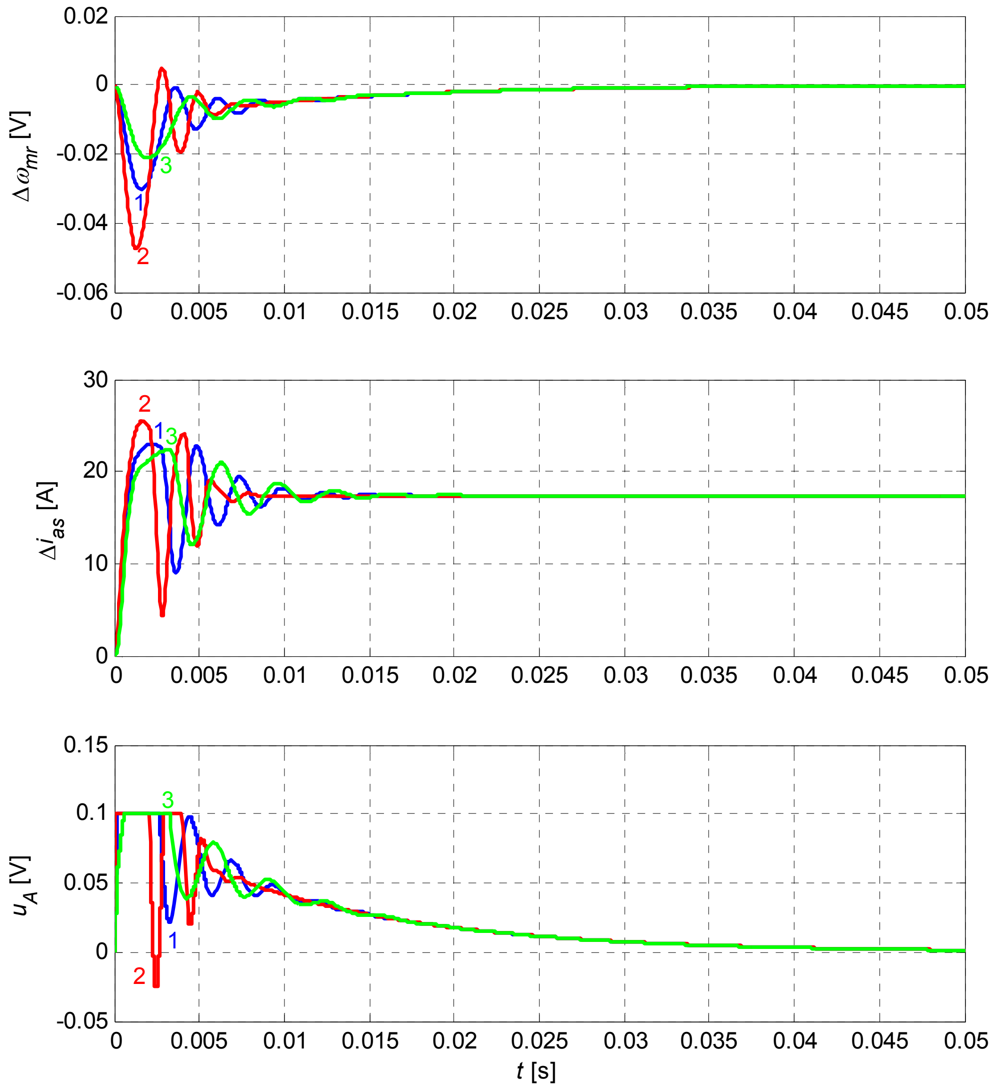


Sl. 5.22. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenata adaptacije $h = 2\Omega_r = 0.2$, $K_v = 1$ i težinske koeficijente br. 2 prema Tab. 5.3 te promjene momenta inercije:

$1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.

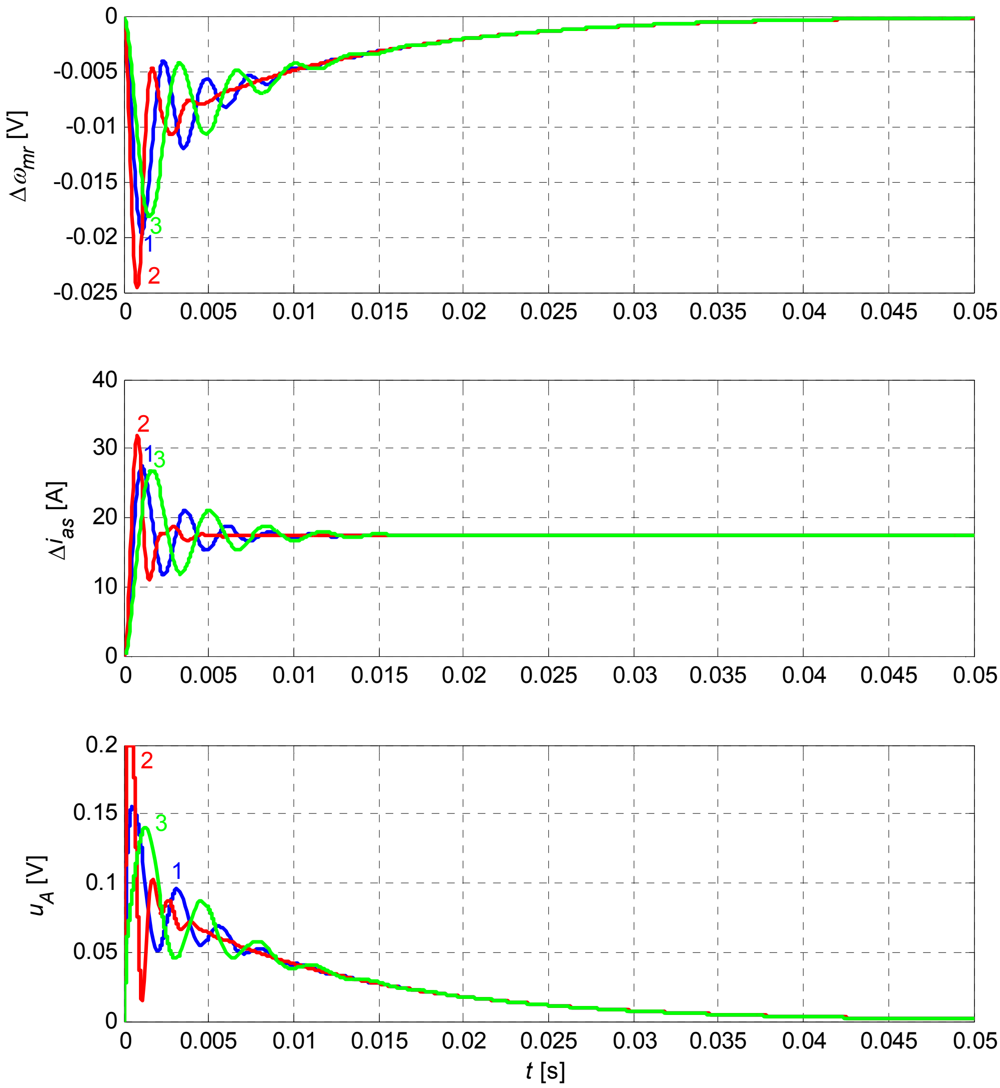


Sl. 5.23. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenata adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$, $K_v = 0.7$ i težinske koeficijente br. 2 prema Tab. 5.3 te promjene momenta inercije: $1 - J = 0.5J_n$, $2 - J = 2J_n$.



Sl. 5.24. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenata adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$, $K_v = 0.7$ i težinske koeficijente br. 2 prema Tab. 5.3 te promjene momenta inercije:

$1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.



Sl. 5.25. Odzivi sustava s adaptacijom na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenata adaptacije $h = 2\Omega_r = 0.2$, $K_v = 0.7$ i težinske koeficijente br. 2 prema Tab. 5.3 te promjene momenta inercije:

1 – $J = J_n$, 2 – $J = 0.5J_n$, 3 – $J = 2J_n$.

U Tab. 5.4. prikazani su detaljni podaci o maksimalnim iznosima propada apsolutne i relativne mjerene brzine vrtnje pri djelovanju nominalnog momenta tereta $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ u ovisnosti o koeficijentu adaptacije h i koeficijentu pojačanja K_v.

h/Ω_r	Tab. 5.3 br.	K_v	J/J_n	$\Delta\omega_{mr}\,[\mathrm{s}^{-1}]$	$\overline{\Delta\omega_{mr}}\ [\%]$
0	-	-	1	−0.13338	−1.33
			0.5	−0.16712	−1.67
			2	−0.108	−1.08
1	1	1	1	−0.024405	−0.24
			0.5	−0.042111	−0.42
			2	−0.014384	−0.14
1	1	0.7	1	−0.024573	−0.25
			0.5	−0.042111	−0.42
			2	−0.014767	−0.15
2	1	1	1	−0.0086665	−0.087
			0.5	−0.015383	−0.154
			2	−0.0066384	−0.066
2	1	0.7	1	−0.00961	−0.096
			0.5	−0.015648	−0.157
			2	−0.0093445	−0.093
1	2	1	1	−0.028798	−0.29
			0.5	−0.047466	−0.47
			2	−0.018209	−0.18
1	2	0.7	1	−0.03031	−0.30
			0.5	−0.047466	−0.47
			2	−0.021221	−0.21
2	2	1	1	−0.014444	−0.14
			0.5	−0.022166	−0.22
			2	−0.013562	−0.14
2	2	0.7	1	−0.019689	−0.19692
			0.5	−0.024605	−0.24609
			2	−0.018164	−0.18166

Tab. 5.4. Ovisnosti maksimalnih propada apsolutne i relativne mjerene brzine vrtnje pri djelovanju poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ o koeficijentu adaptacije h i koeficijentu pojačanja K_v.

U Tab. 5.5. navedeni su maksimalni iznosi pogrešaka u prijelaznoj pojavi pri djelovanju referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ u ovisnosti o koeficijentu adaptacije h i koeficijentu pojačanja K_v.

h/Ω_r	Tab. 5.3 br.	K_v	e_{m1} [%]	e_{m2} [%]
0	-	-	33.2	29.8
> 0.5	1	1	0.94	1.83
	1	0.7	1.37	2.70
	2	1	1.95	4.07
	2	0.7	3.07	5.69

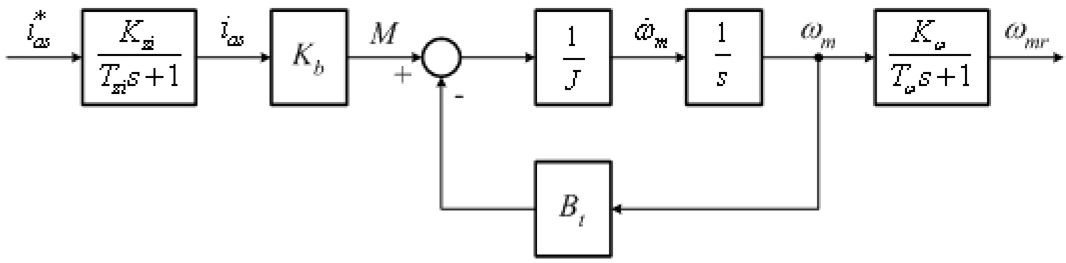
Tab. 5.5. Ovisnosti maksimalnih pogrešaka e_{m1} ($J = 0.5J_n$) i e_{m2} ($J = 2J_n$) u prijelaznoj pojavi pri djelovanju referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ o koeficijentu adaptacije h i koeficijentu pojačanja K_v.

Iz odziva (Sl. 5.14 do Sl. 5.25) vidljivo je da se optimiranjem dobivaju lagano oscilatorni odzivi signala adaptacije. Pogreške su prema Tab. 5.5 adaptacijom svedene sa 30-ak % na manje od 5%, što je više nego zadovoljavajuće. Navedene oscilacije u signalu adaptacije moguće je otkloniti smanjivanjem iznosa koeficijenta K_v sa iznosa $K_v = 1$ na iznos $K_v = 0.7$ čime se pogreške u prijelaznoj pojavi ne povećavaju znatnije. Povećanjem vremena diskretizacije na $T_d = 100$ μs i ponovnim optimiranjem parametara dobivaju se približno dva puta manji iznosi težinskih koeficijenata pogreške (Tab. 5.3) te se i iznosi maksimalnih pogrešaka u prijelaznoj pojavi povećavaju približno dva puta (Tab. 5.5), ali je to još uvijek unutar 5% pa prema tome i prihvatljivo.

Ako se promatra samo odziv na referentnu veličinu, bilo bi dovoljno postaviti iznos koeficijenta h na iznos $h = 0.5\Omega_r = 0.05$, ali je kompenzacija poremećaja u tom slučaju slabija. Za iznos $h = \Omega_r = 0.1$ postižu se 4 do 7 puta manji propadi brzine vrtnje nego u neadaptivnom sustavu, dok se za iznos $h = 2\Omega_r = 0.2$ postižu 10 do 14 puta manji propadi. Precizniji podaci o maksimalnim propadima brzine vrtnje u ovisnosti o koeficijentima adaptacije h i K_v nalaze se u Tab. 5.4.

5.2. Adaptacija s estimatorom varijabli stanja

Estimator varijabli stanja zasniva se na pojednostavljenom modelu istosmjernog motora s permanentnim magnetima (Sl. 5.26.), u kojemu je strujna petlja (Sl. 4.1.) nadomještena pojačanjem $K_{zi} = 1/K_c$ sa vremenskom konstantom T_{zi}. Vremenska konstanta zatvorene strujne petlje dobivena je optimiranjem prema ISE kriteriju i iznosi T_{zi} = 0.265 ms. Ulaz u model, a time i estimator je izlazna veličina iz regulatora brzine vrtnje i_{as}^*, dok je izlaz iz pojednostavljenog modela mjerena brzina vrtnje.



Sl. 5.26. Pojednostavljeni model istosmjernog motora s permanentnim magnetima.

Sustav prikazan na Sl. 5.26. može se opisati slijedećim jednadžbama u prostoru stanja:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u, \\ y &= \mathbf{c}\mathbf{x}, \end{aligned} \tag{5-10}$$

gdje su:

$$\mathbf{x}=\begin{bmatrix}\omega_{mr}\\ \omega_m\\ i_{as}\end{bmatrix},\qquad u=i_{as}^{*},\qquad y=\omega_{mr},$$

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix}-\frac{1}{T_\omega} & \frac{K_\omega}{T_\omega} & 0\\ 0 & -\frac{B_t}{J_n} & \frac{K_b}{J_n}\\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_{zi}}\end{bmatrix},\qquad \mathbf{b}=\begin{bmatrix}0\\ 0\\ \frac{K_{zi}}{T_{zi}}\end{bmatrix},\qquad \mathbf{c}=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0\end{bmatrix}. \tag{5-11}$$

Polovi estimatora se postavljaju tako da on bude 10 puta brži od procesa, koji je u ovom slučaju određen relacijama (5-10) i (5-11). Polovi procesa su određeni slijedećim izrazom:

$$\det\left(s\mathbf{I}-\mathbf{A}\right)=0, \tag{5-12}$$

gdje su: s – Laplaceov operator i
$\mathbf{I}$ – jedinična matrica.

Polovi estimatora su određeni prema slijedećem izrazu:

$$\det\left(s\mathbf{I}-\mathbf{A}-\mathbf{lc}\right)=0, \tag{5-13}$$

gdje je: $\mathbf{l}=[l_1\ l_2\ l_3]^T$ – vektor pojačanja estimatora.

Iz uvjeta da estimator bude 10 puta brži od procesa, korištenjem Ackermannove formule i Matlaba, slijedi vektor pojačanja estimatora:

$$\mathbf{l}=\begin{bmatrix}43058 & 9.035\cdot 10^{6} & 1.2667\cdot 10^{8}\end{bmatrix}^T. \tag{5-14}$$

Matrična jednadžba estimatora određena je izrazom:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}=\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}+\mathbf{b}i_{as}^{*}+\mathbf{l}\left(\omega_{mr}-\hat{\omega}_{mr}\right), \tag{5-15}$$

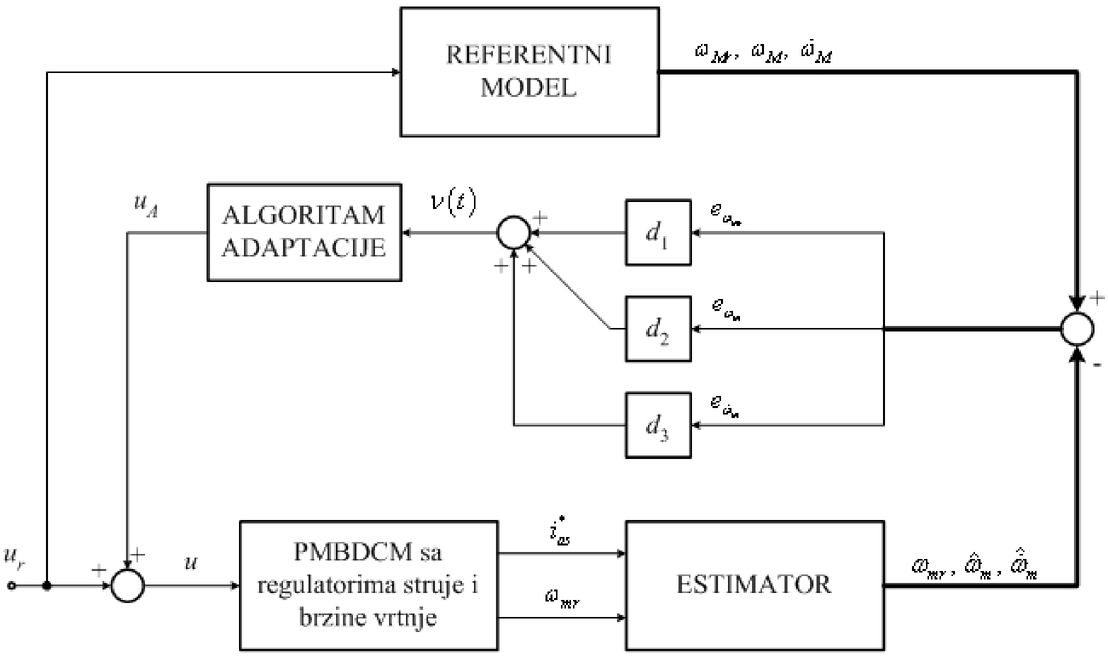
gdje je: $\hat{\mathbf{x}}=\begin{bmatrix}\hat{\omega}_{mr} & \hat{\omega}_m & \hat{i}_{as}\end{bmatrix}$ – vektor estimiranih varijabli stanja.

Matrična jednadžba (5-15) u razvijenom obliku na tri posebne skalarne jednadžbe glasi:

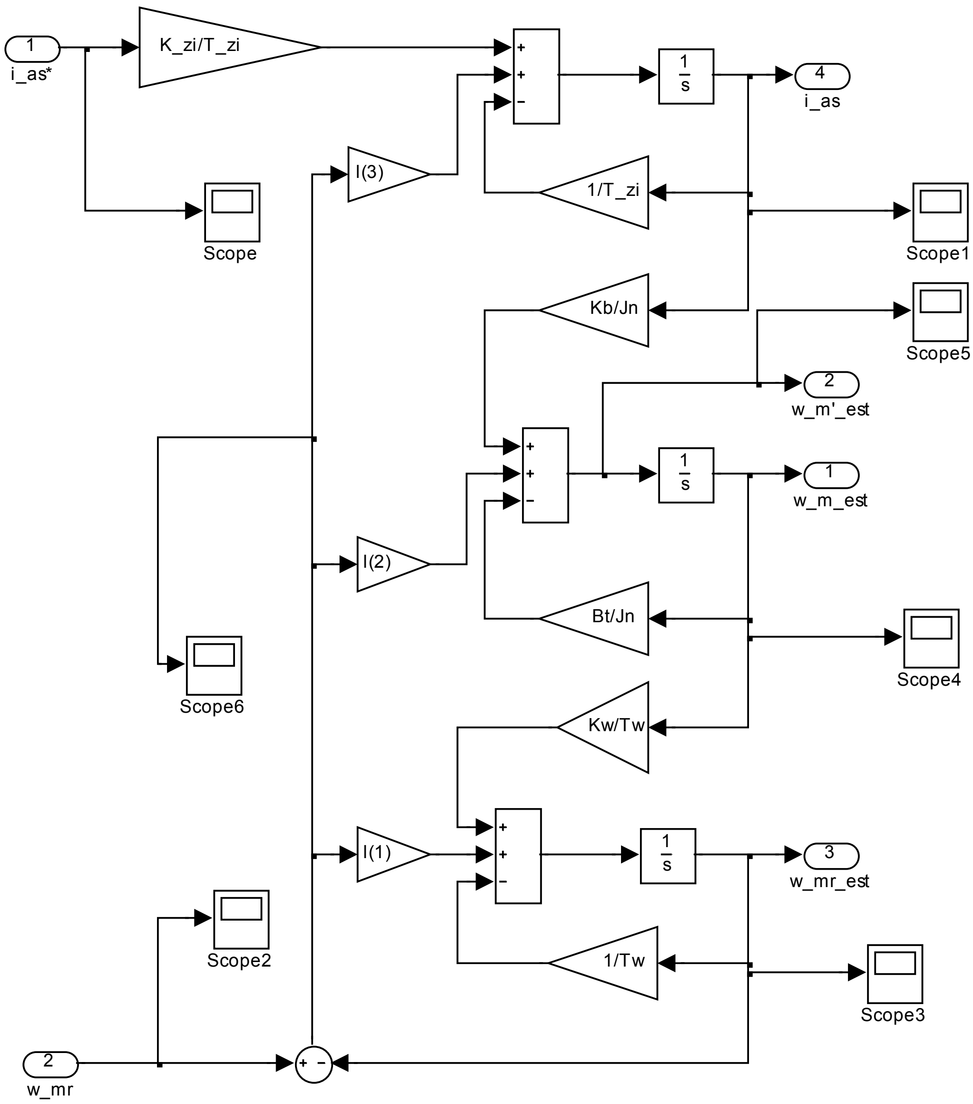
$$\begin{aligned} \dot{\hat{\omega}}_{mr} &= -\frac{1}{T_\omega}\hat{\omega}_{mr} + \frac{K_\omega}{T_\omega}\hat{\omega}_m + l_1\left(\omega_{mr} - \hat{\omega}_{mr}\right), \\ \dot{\hat{\omega}}_m &= -\frac{B_t}{J_n}\hat{\omega}_m + \frac{K_b}{J_n}\hat{i}_{as} + l_2\left(\omega_{mr} - \hat{\omega}_{mr}\right), \\ \dot{\hat{i}}_{as} &= -\frac{1}{T_{zi}}\hat{i}_{as} + \frac{K_{zi}}{T_{zi}}i^*_{as} + l_3\left(\omega_{mr} - \hat{\omega}_{mr}\right). \end{aligned} \tag{5-16}$$

Shema adaptivnog sustava s referentnim modelom i signalnom adaptacijom te estimatorom varijabli stanja prikazana je na Sl. 5.27.

Simulacijska shema estimatora za programski paket *Matlab – Simulink*, određena prema jednadžbama (5-16) dana je na Sl. 5.28.



Sl. 5.27. Shema adaptivnog sustava s estimatorom varijabli stanja.



Sl. 5.28. Simulacijska shema estimatora za *Matlab – Simulink*.

5.2.1. Algoritam adaptacije s funkcijom predznaka (sign)

Algoritam adaptacije sa funkcijom predznaka određen je izrazima (3-28) i (3-29). Težinski koeficijenti pogreške d_1, d_2 i d_3 određuju se optimiranjem prema integralnom kriteriju kvadrata pogreške (5-6). Koeficijent d_1 može se postaviti na proizvoljnu vrijednost, a zatim se optimiraju omjeri d_2/d_1 i d_3/d_1 što ubrzava postupak optimiranja jer je broj parametara koje je potrebno optimirati smanjen za jedan. Težinski koeficijenti se optimiraju za promijenjene iznose momenta inercije istosmjernog motora s permanentnim magnetima sa nominalnog iznosa J_n na iznose:

$$\begin{aligned} &1 - J = 0.5J_n, \\ &2 - J = 2J_n. \end{aligned} \tag{5-17}$$

Optimiranje težinskih koeficijenata rednog vektora $\mathbf{d}^T$ vrši se uz vrijeme diskretizacije T_d = 50 μs i promjenu referentne vrijednosti:

$$\omega_r = \Omega_r \, \mathrm{S}(t), \qquad \Omega_r = 0.1 \tag{5-18}$$

te uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r = 0.2$.

U nastavku će biti dani odzivi adaptivnog sustava za slučaj kada bi varijable stanja ω_m, $\dot{\omega}_m$ bile dostupne, tj. mjerljive te za slučaj kada se koristi estimator za njihovo određivanje.

Za model pogona prikazanog na Sl. 4.1. uz parametre regulatora brzine vrtnje i filtra $T_{i\omega}$ = 11.76 ms, $K_{p\omega}$ = 44.9, T_f = 1.96 ms optimiranjem su dobiveni slijedeći iznosi težinskih koeficijenata pogreške za slučaj bez estimatora:

$$\mathbf{d}_1^T = \begin{bmatrix} 1 & 0.37 & 6.5 \cdot 10^{-5} \end{bmatrix}, \tag{5-19}$$

a za slučaj sa estimatorom 10 puta bržim od procesa:

$$\mathbf{d}_2^T = \begin{bmatrix} 1 & 0.00406 & 4.1383 \cdot 10^{-6} \end{bmatrix}. \tag{5-20}$$

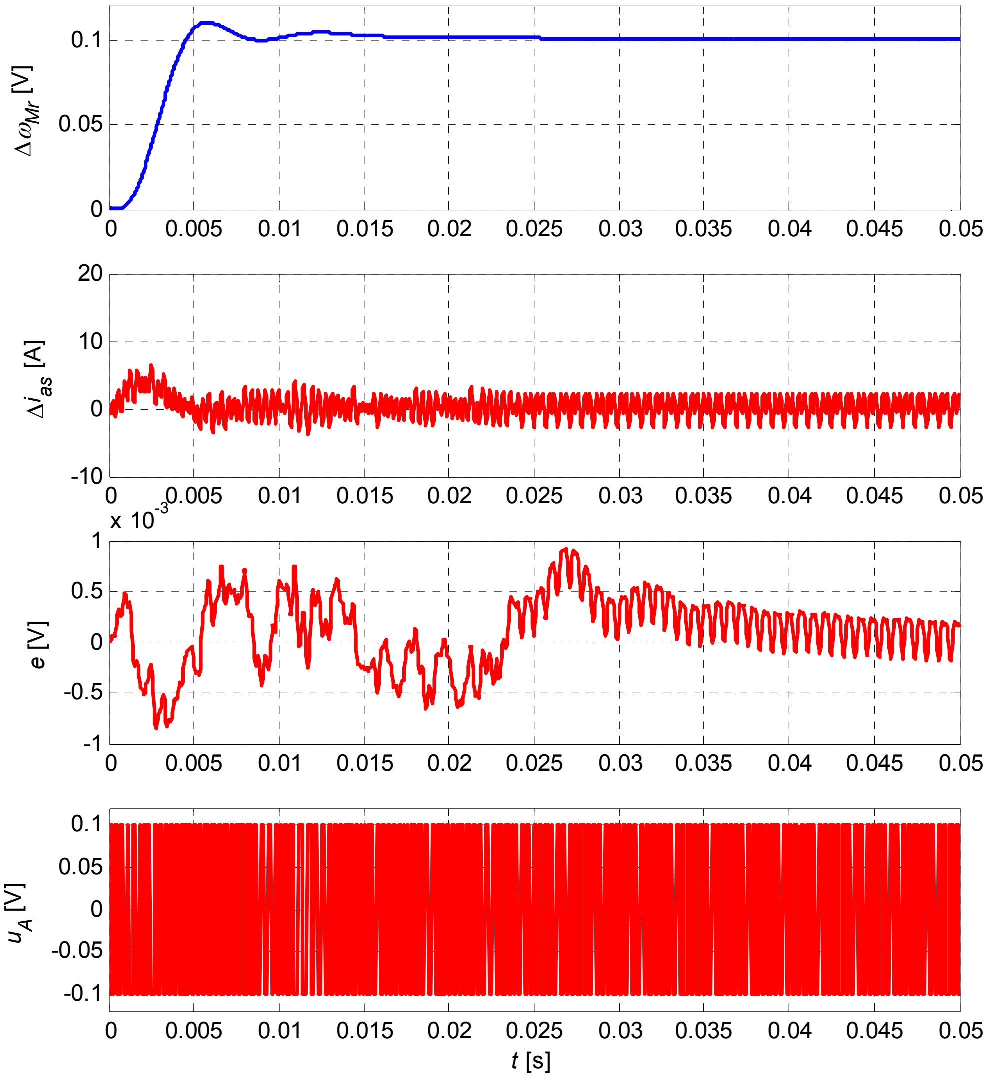
Na Sl. 5.29. do Sl. 5.40. prikazani su odzivi sustava s adaptacijom za slučajeve bez estimatora i uz upotrebu 10 puta bržeg estimatora za iznose koeficijenta adaptacije $h = (1, 2)\Omega_r$, vremena diskretizacije $T_d = 50$ μs te promjene momenta inercije $J = (0.5, 2)J_n$. Za slučaj bez estimatora postižu se manje pogreške u prijelaznoj pojavi pri djelovanju referentne veličine nego u slučaju kad se kao varijable stanja koriste mjerena brzina vrtnje te njena prva i druga derivacija. Za slučaj s estimatorom 10 puta bržim od procesa dobivaju se usporedive pogreške, dakle približno jednakog iznosa.

Signal adaptacije u slučaju s estimatorom ima puno veću frekvenciju oscilacija nego u slučaju kad se kao varijable stanja koriste mjerena brzina vrtnje te njena prva i druga derivacija.

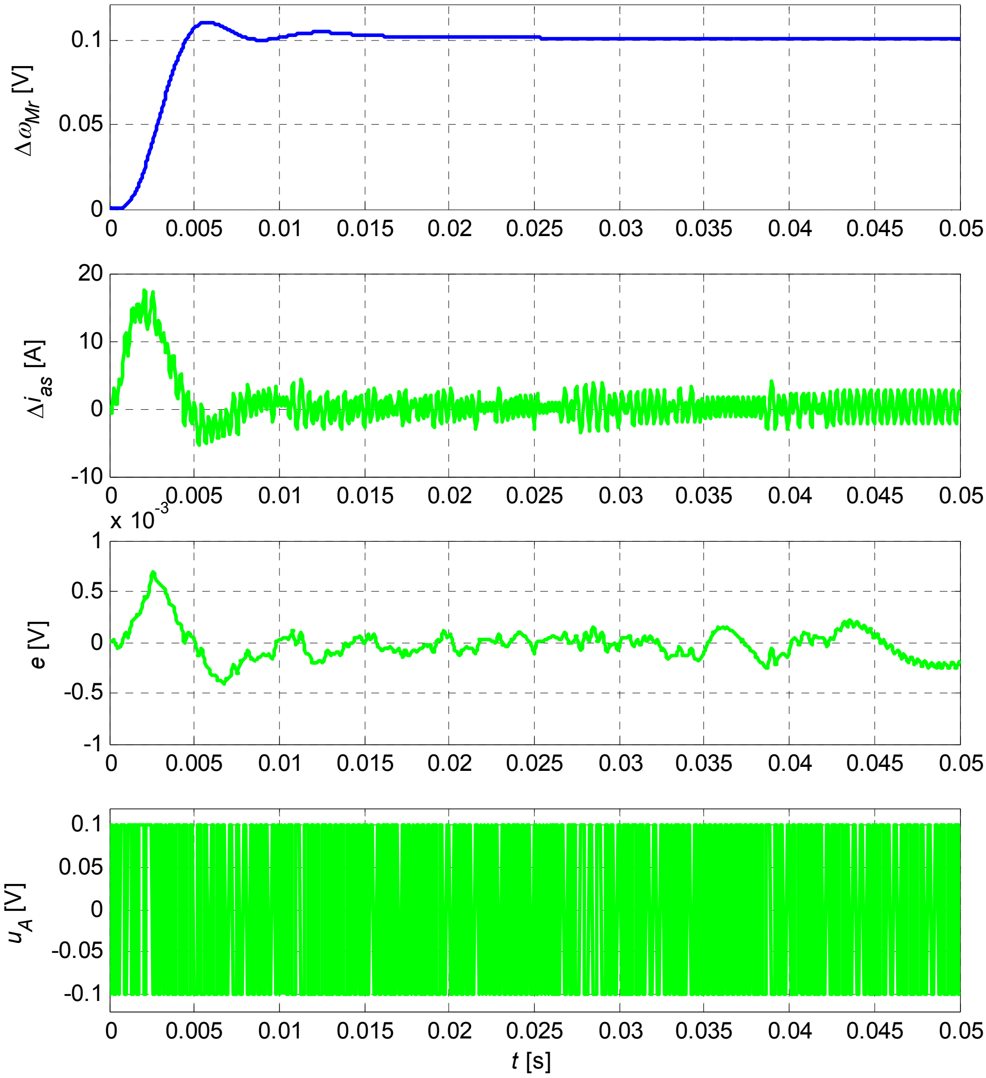
Za maksimalne iznose propada brzine vrtnje pri djelovanju nominalnog momenta tereta vrijedi slična diskusija kao i u slučaju kad se kao varijable stanja koriste mjerena brzina vrtnje te njena prva i druga derivacija, odnosno propadi su najmanji za iznos koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r$.

Jasno je da se bolja adaptacija u svim slučajevima postiže za slučaj bez estimatora, tj. kada se za varijable stanja koriste stvarne vrijednosti brzine vrtnje ω_m i njene derivacije $\dot{\omega}_m$ koje su u modelu pogona dostupne, no ne i u realnim sustavima zbog čega se i koristi estimator.

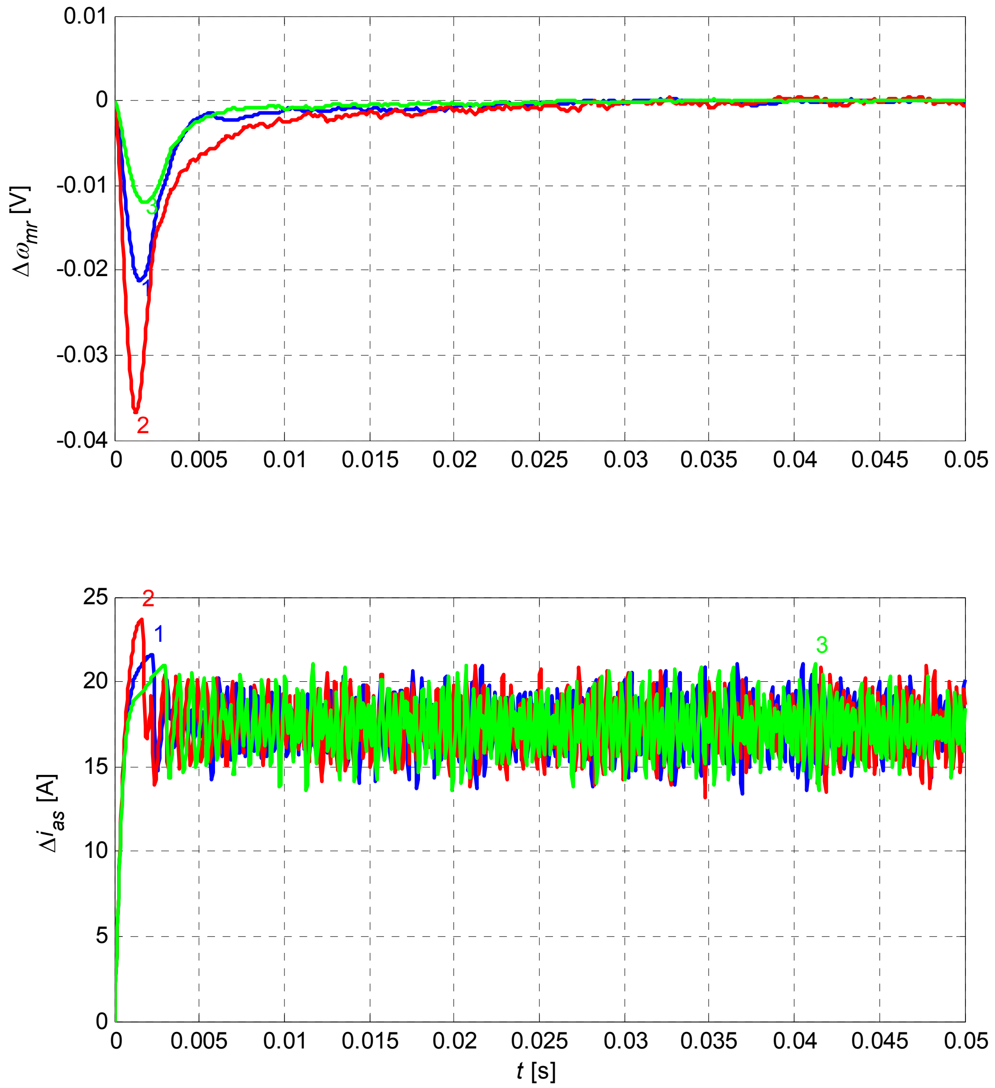
Detaljniji prikaz maksimalnih iznosa pogrešaka u prijelaznoj pojavi pri djelovanju referentne veličine te maksimalnih propada brzine vrtnje pri djelovanju nominalnog momenta tereta u ovisnosti o koeficijentu adaptacije h dan je u Tab. 5.6. i Tab. 5.7.



Sl. 5.29. Odzivi sustava s adaptacijom bez estimatora na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r$ i vremena diskretizacije $T_d = 50$ μs te promjenu momenta inercije $J = 0.5J_n$.

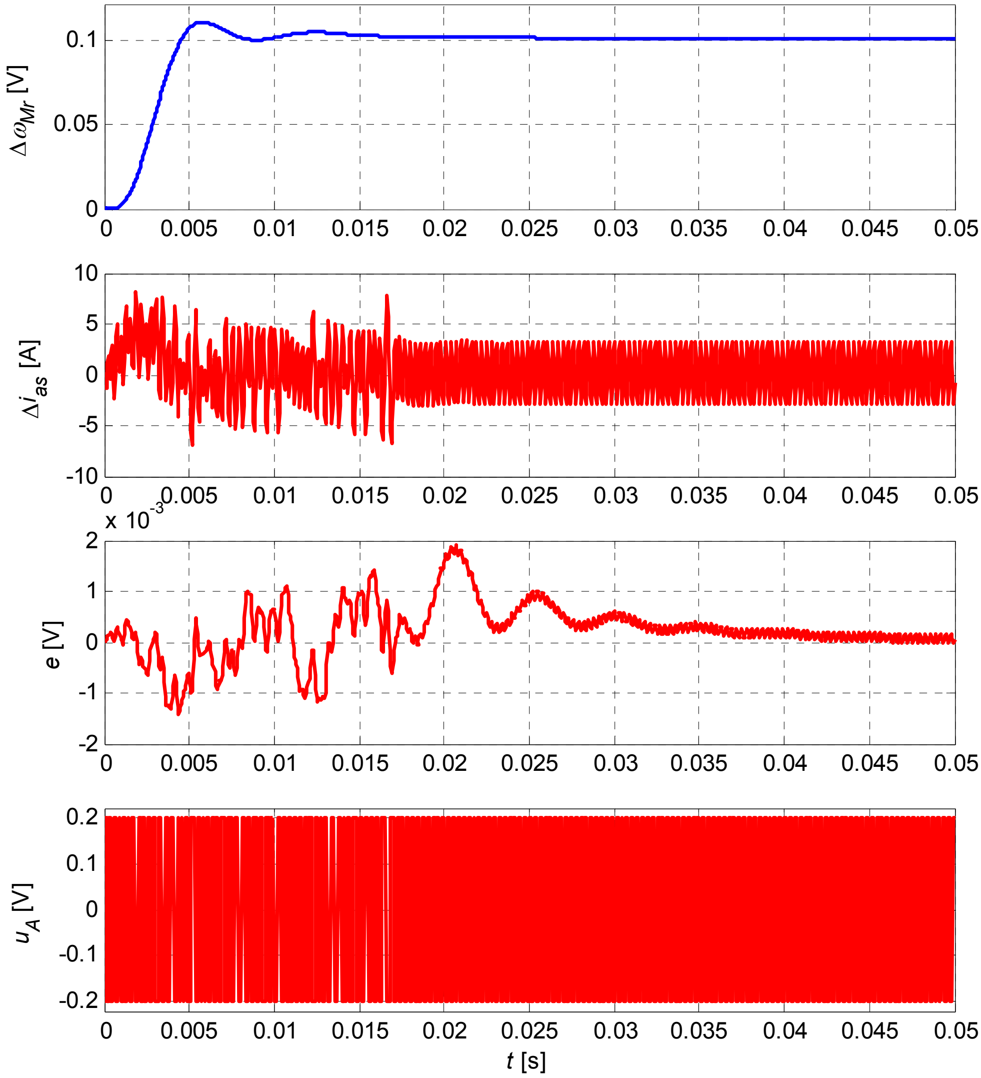


Sl. 5.30. Odzivi sustava s adaptacijom bez estimatora na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\text{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r$ i vremena diskretizacije $T_d = 50$ µs te promjenu momenta inercije $J = 2J_n$.

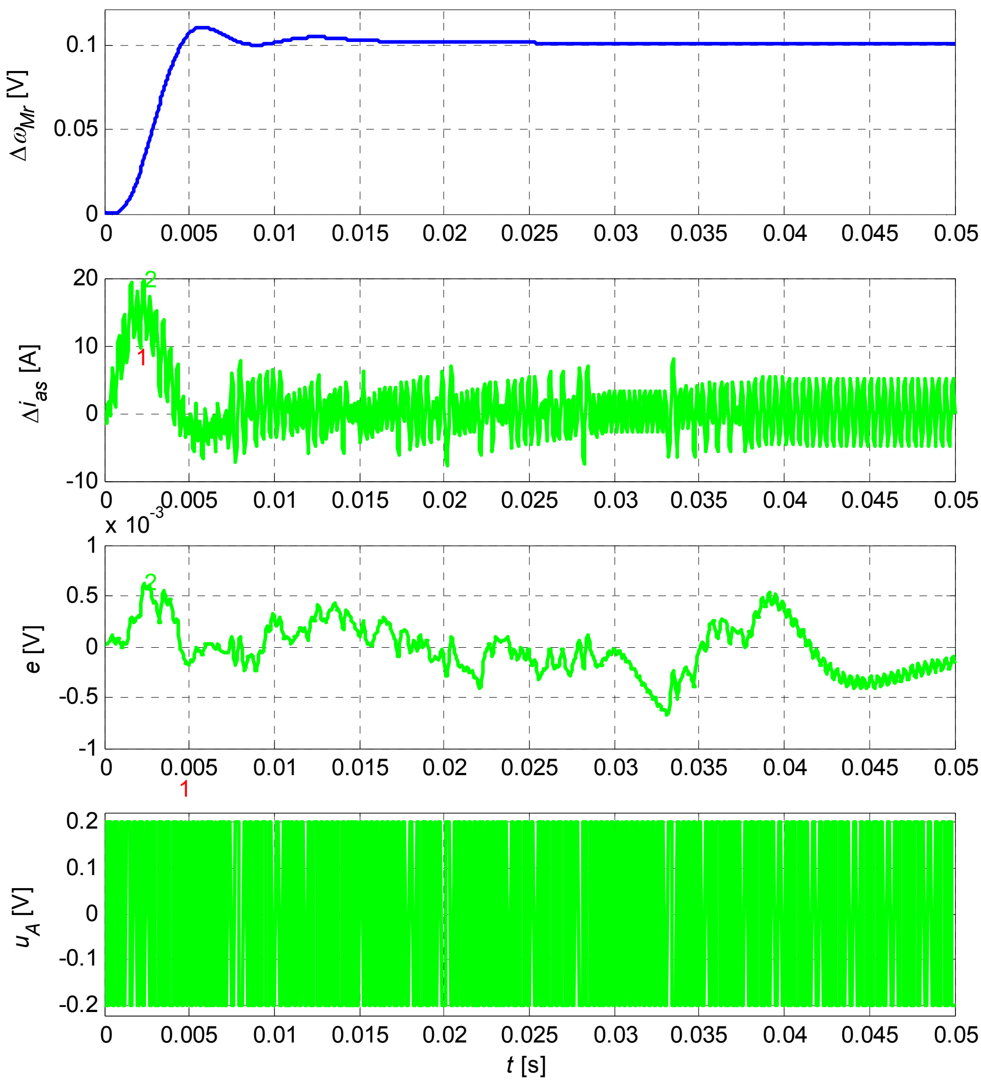


Sl. 5.31. Odzivi sustava s adaptacijom bez estimatora na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r$ i vremena diskretizacije T_d = 50 μs te promjene momenta inercije:

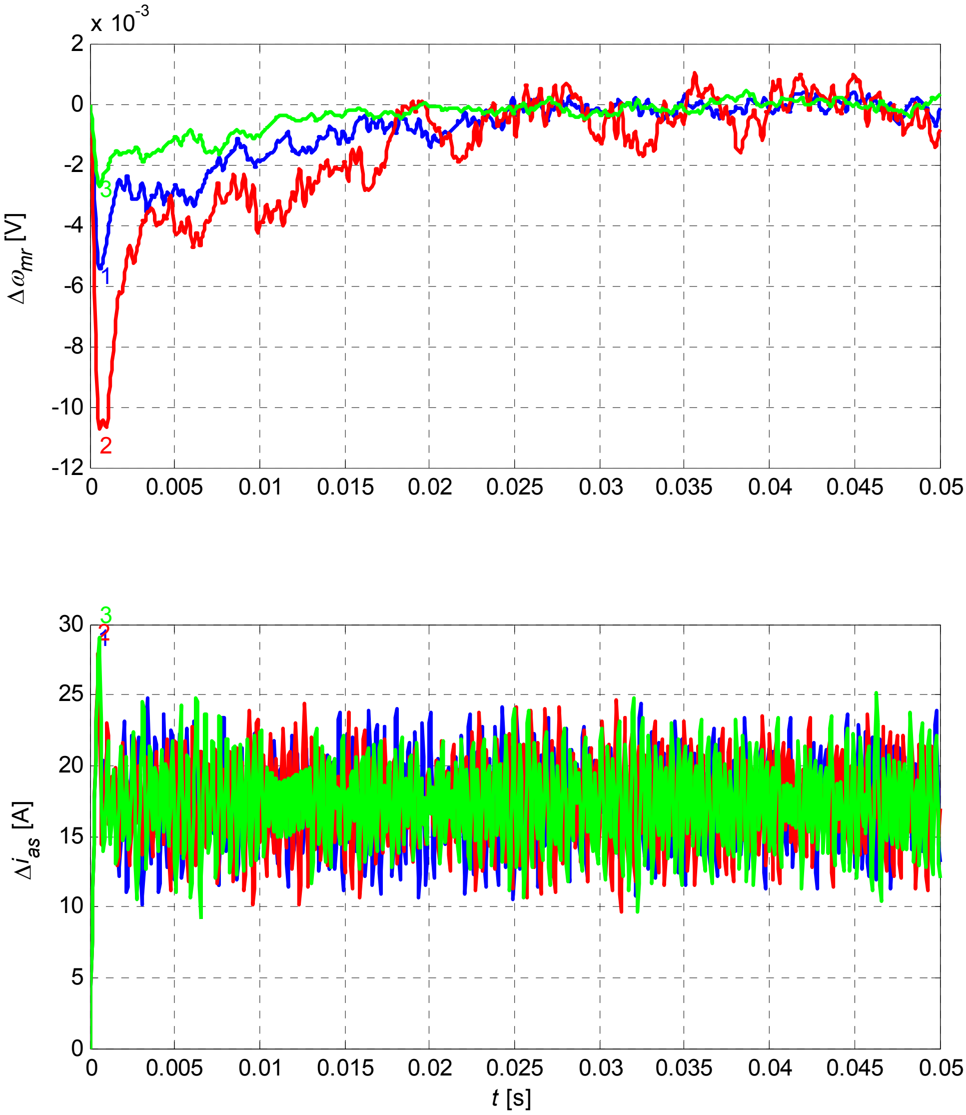
$1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.



Sl. 5.32. Odzivi sustava s adaptacijom bez estimatora na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r$ i vremena diskretizacije $T_d = 50$ μs te promjenu momenta inercije $J = 0.5J_n$.

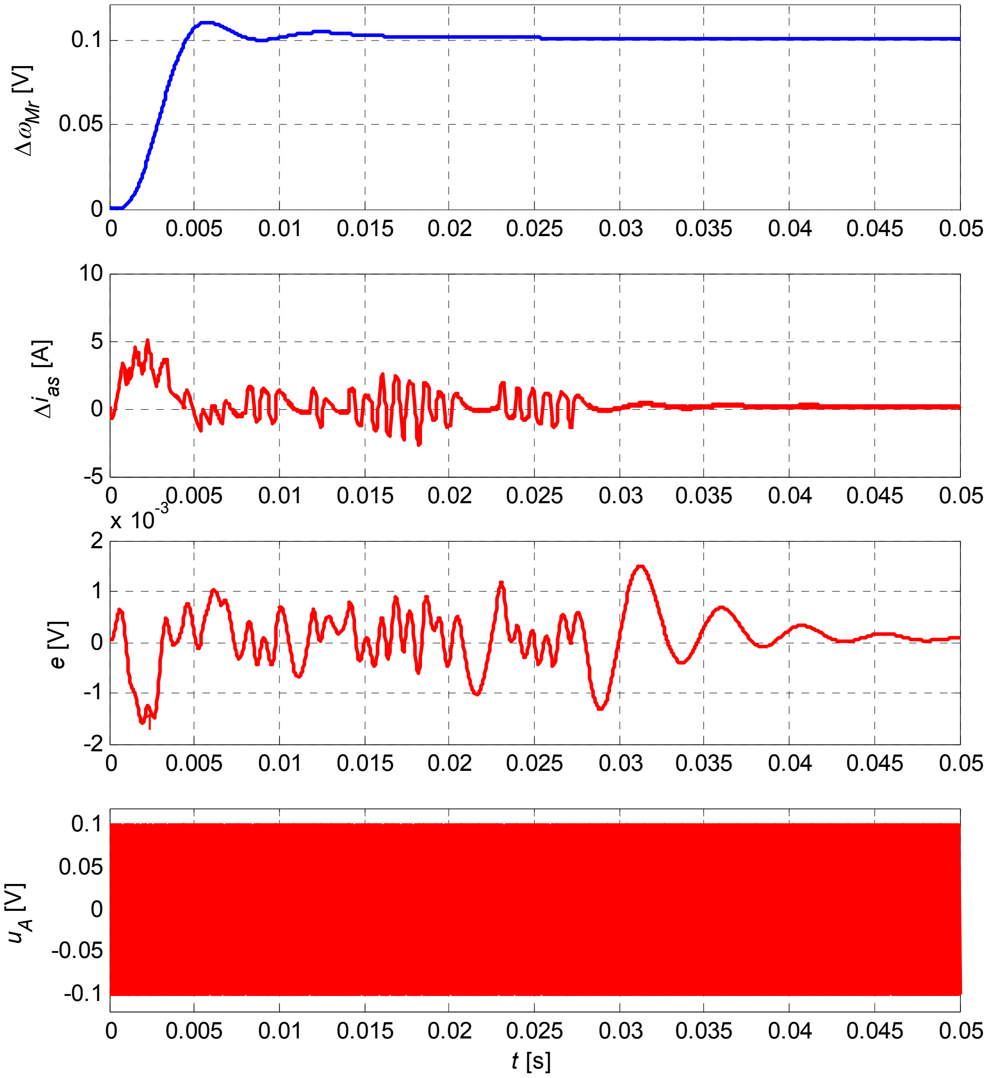


Sl. 5.33. Odzivi sustava s adaptacijom bez estimatora na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r$ i vremena diskretizacije $T_d = 50$ μs te promjenu momenta inercije $J = 2J_n$.

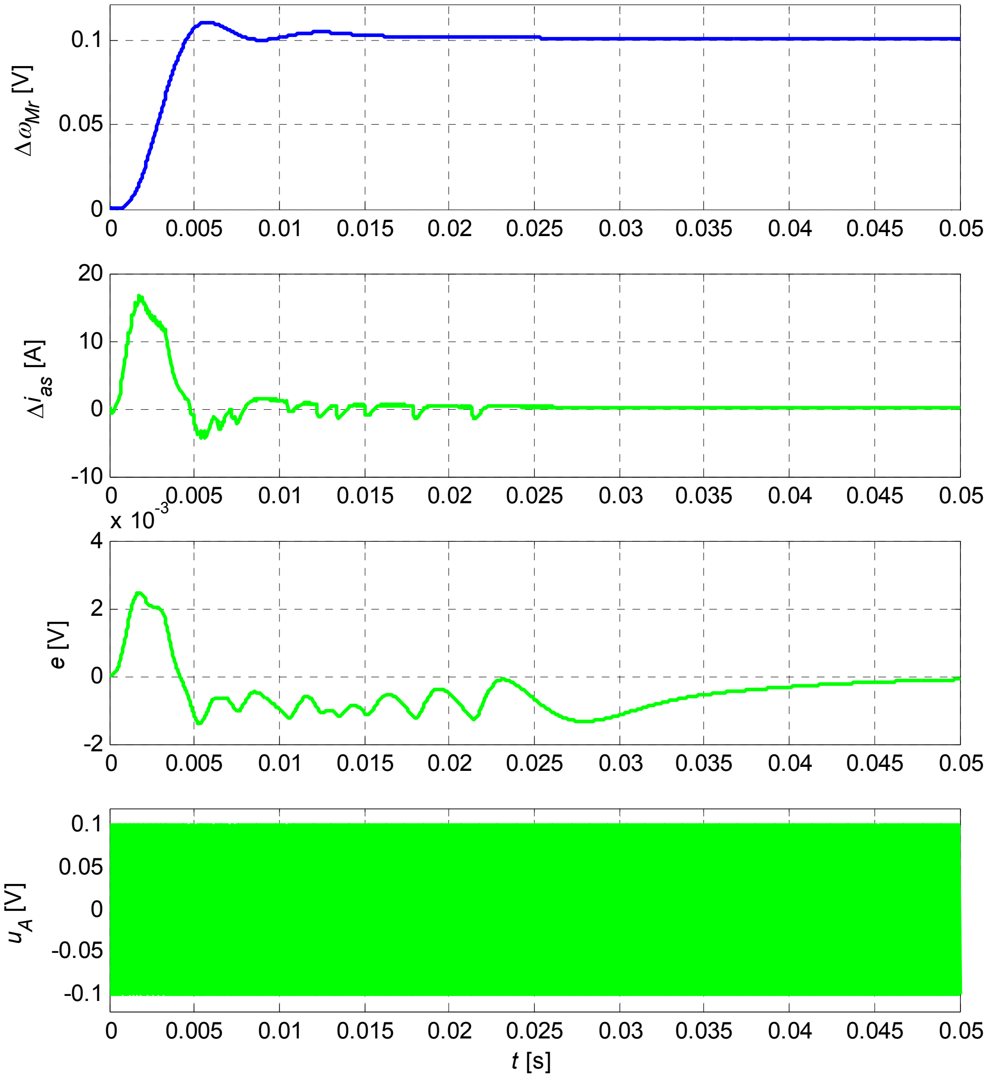


Sl. 5.34. Odzivi sustava s adaptacijom bez estimatora na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r$ i vremena diskretizacije $T_d = 50$ μs te promjene momenta inercije:

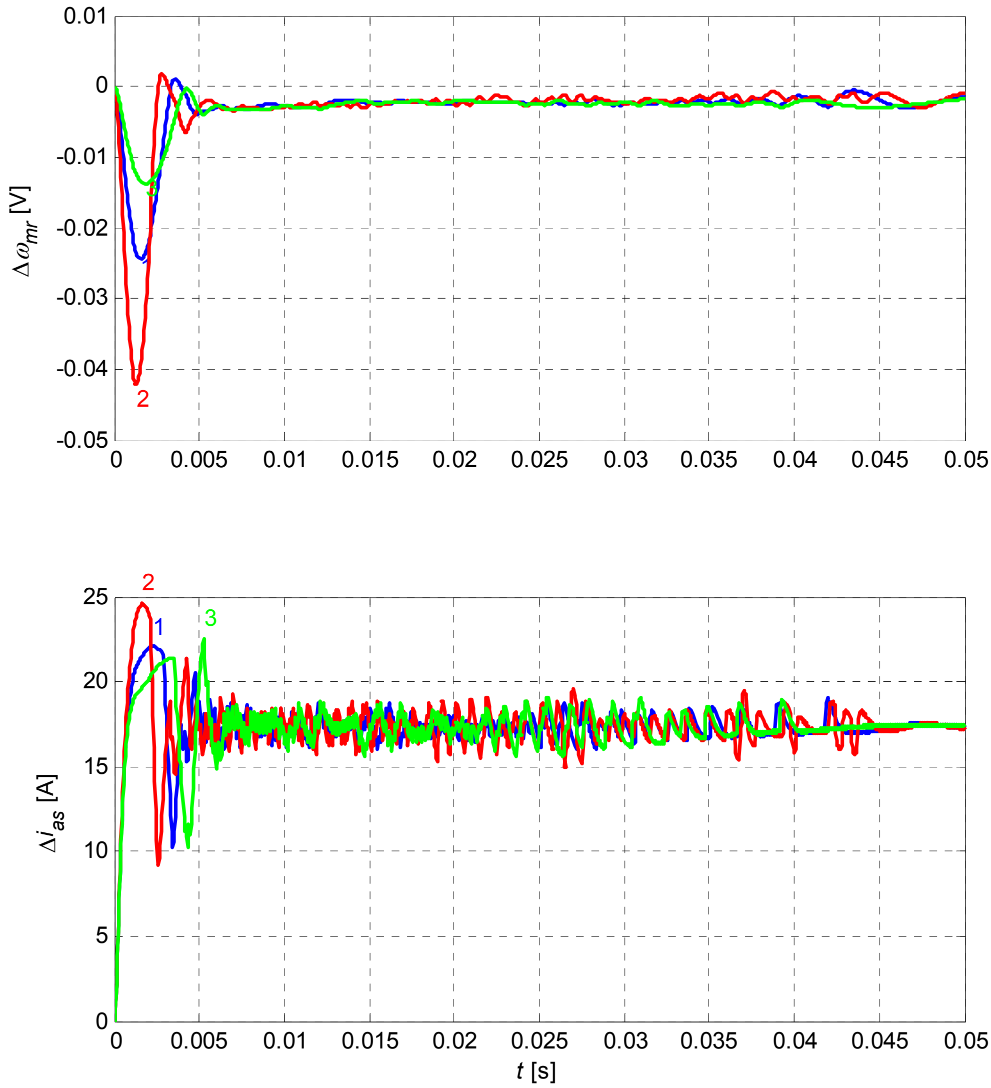
$1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.



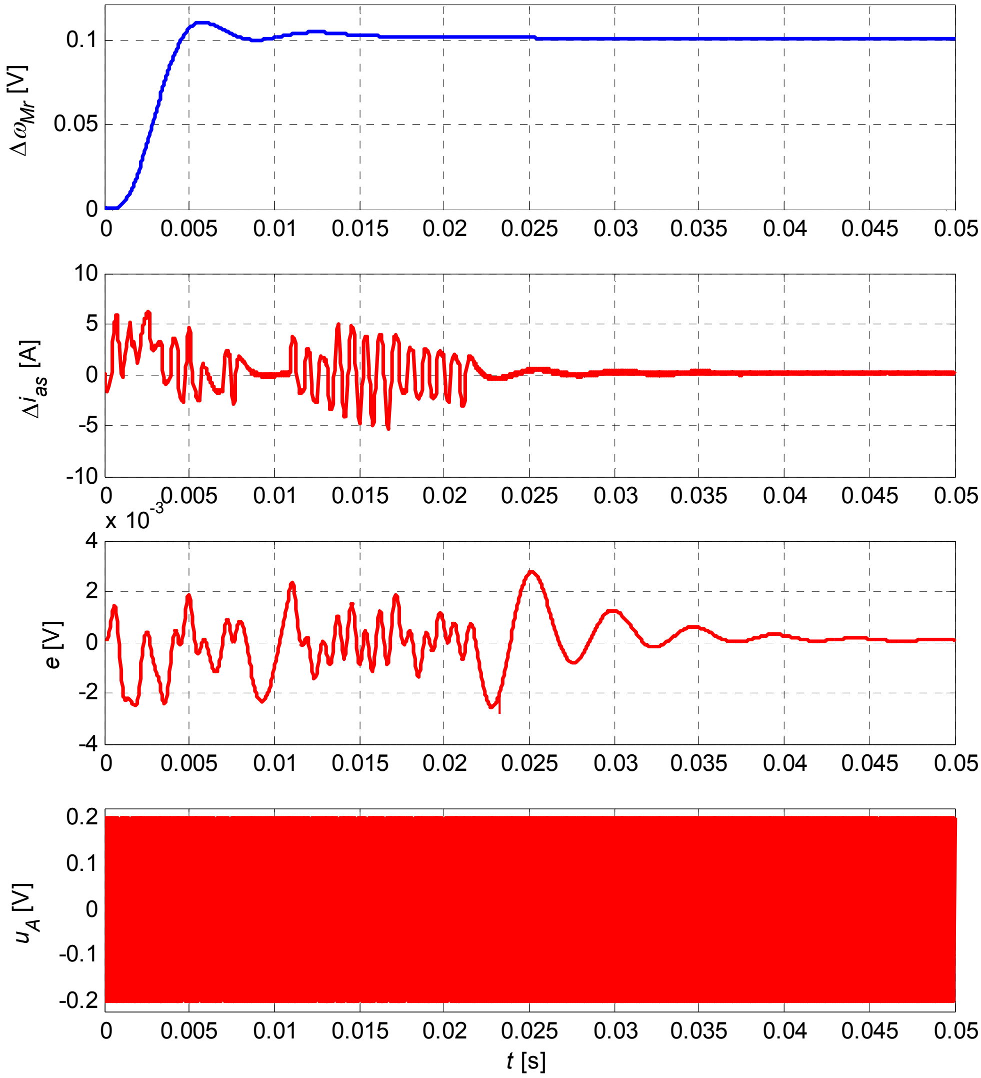
Sl. 5.35. Odzivi sustava s adaptacijom s estimatorom 10 puta bržim od procesa na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r$ i vremena diskretizacije $T_d = 50$ µs te promjenu momenta inercije $J = 0.5J_n$.



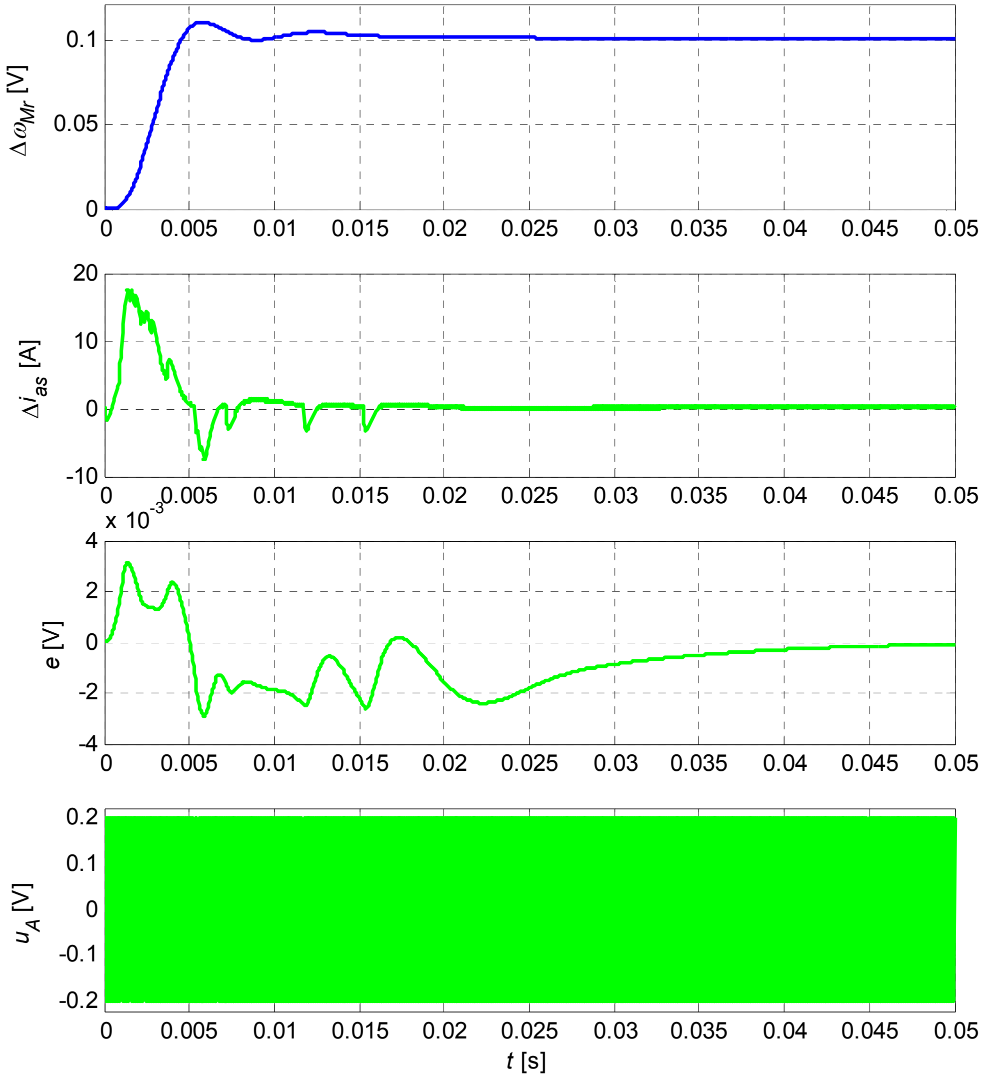
Sl. 5.36. Odzivi sustava s adaptacijom s estimatorom 10 puta bržim od procesa na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r$ i vremena diskretizacije $T_d = 50$ µs te promjenu momenta inercije $J = 2J_n$.



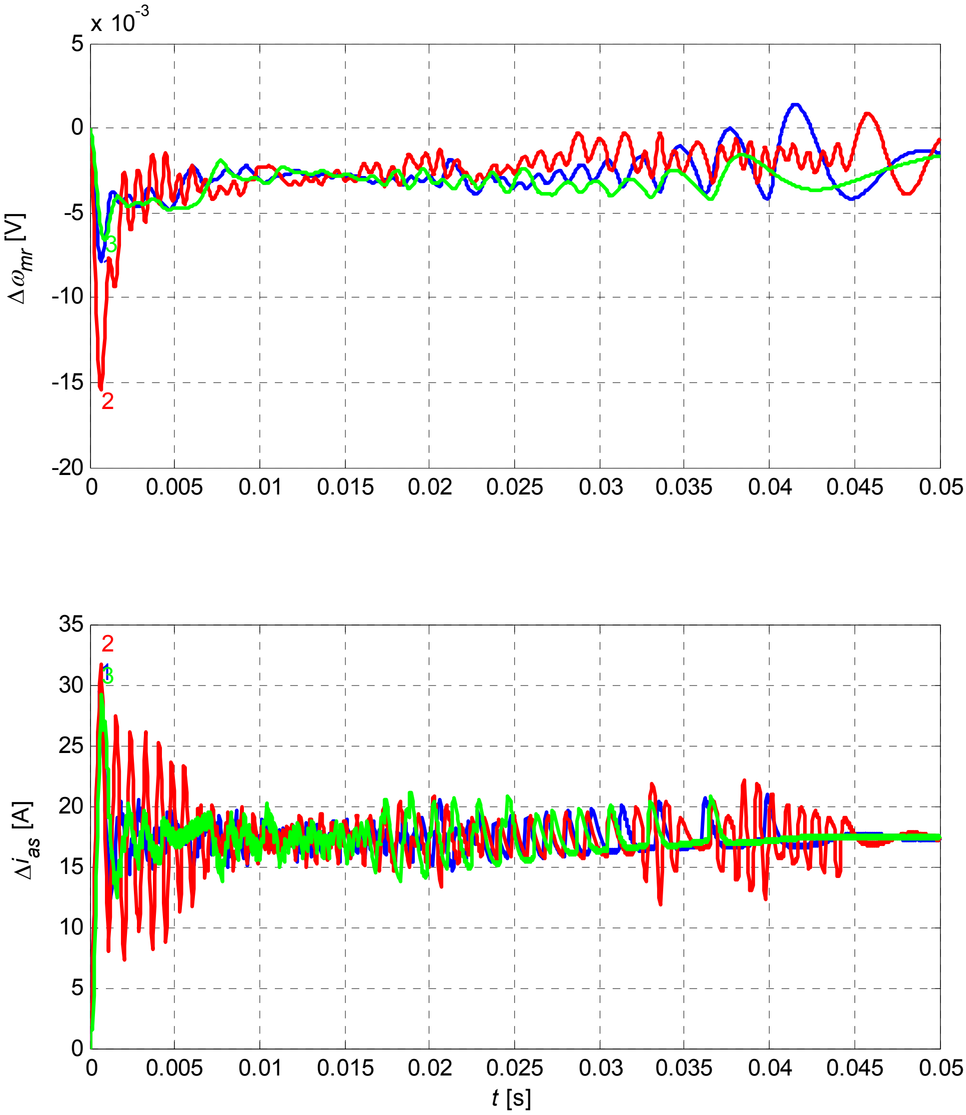
Sl. 5.37. Odzivi sustava s adaptacijom s estimatorom 10 puta bržim od procesa na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r$ i vremena diskretizacije $T_d = 50$ μs te promjene momenta inercije: $1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.



Sl. 5.38. Odzivi sustava s adaptacijom s estimatorom 10 puta bržim od procesa na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r$ i vremena diskretizacije $T_d = 50$ µs te promjenu momenta inercije $J = 0.5J_n$.



Sl. 5.39. Odzivi sustava s adaptacijom s estimatorom 10 puta bržim od procesa na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r$ i vremena diskretizacije $T_d = 50$ μs te promjenu momenta inercije $J = 2J_n$.



Sl. 5.40. Odzivi sustava s adaptacijom s estimatorom 10 puta bržim od procesa na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznos koeficijenta adaptacije h = $2\Omega_r$ i vremena diskretizacije T_d = 50 μs te promjene momenta inercije:

$1\ -\ J = J_n,\ 2\ -\ J = 0.5J_n,\ 3\ -\ J = 2J_n.$

Ovisnosti maksimalnih pogrešaka pri djelovanju referentne veličine e_{m1} za $J = 0.5J_n$, odnosno e_{m2} za $J = 2J_n$ te maksimalnih propada mjerene brzine vrtnje pri djelovanju poremećajne veličine o iznosu koeficijenta adaptacije h dani su u Tab. 5.6. i Tab. 5.7.

	Bez estimatora		S estimatorom (10×)	
h/Ω_r	e_{m1} [%]	e_{m2} [%]	e_{m1} [%]	e_{m2} [%]
0	33.2	29.8	33.2	29.8
0.5	1.26	0.50	1.28	2.01
1	0.92	0.69	1.60	2.46
2	1.91	0.68	2.79	3.12

Tab. 5.6. Ovisnosti maksimalnih pogrešaka e_{m1} ($J = 0.5J_n$) i e_{m2} ($J = 2J_n$) u prijelaznoj pojavi pri djelovanju referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ o koeficijentu adaptacije h.

		Bez estimatora		S estimatorom (10×)	
h/Ω_r	J/J_n	$\Delta\omega_{mr}$ [s^{-1}]	$\overline{\Delta\omega_{mr}}$ [%]	$\Delta\omega_{mr}$ [s^{-1}]	$\overline{\Delta\omega_{mr}}$ [%]
0	1	−0.13338	−1.33	−0.13338	−1.33
	0.5	−0.16712	−1.67	−0.16712	−1.67
	2	−0.108	−1.08	−0.108	−1.08
0.5	1	−0.068289	−0.682	−0.06925	−0.692
	0.5	−0.091193	−0.912	−0.09321	−0.932
	2	−0.051348	−0.513	−0.051858	−0.518
1	1	−0.021221	−0.212	−0.024405	−0.244
	0.5	−0.03668	−0.366	−0.042111	−0.421
	2	−0.011977	−0.119	−0.013798	−0.138
2	1	−0.0054621	−0.054	−0.0078291	−0.078
	0.5	−0.010757	−0.107	−0.015379	−0.153
	2	−0.0027278	−0.027	−0.0065592	−0.065

Tab. 5.7. Ovisnosti maksimalnih propada apsolutne i relativne mjerene brzine vrtnje pri djelovanju poremećajne veličine $M_t = 0.89\mathrm{S}(t)$ o koeficijentu adaptacije h.

5.2.2. Algoritam adaptacije sa funkcijom zasićenja (sat)

Algoritam adaptacije sa funkcijom zasićenja određen je izrazima (3-29) i (3-34). Kao i kod algoritma adaptacije s funkcijom predznaka, težinski koeficijenti pogreške d_1, d_2, d_3 određuju se optimiranjem. Iznos zasićenja h u algoritmu adaptacije (3-34) bit će postavljen na vrijednosti Ω_r i $2\Omega_r$. Koeficijent pojačanja poopćene pogreške K_v pri optimiranju se postavlja na vrijednost K_v = 1, a nakon optimiranja se može dodatno podesiti (smanjiti) da se uklone eventualne oscilacije u signalu adaptacije.

Težinski koeficijenti se optimiraju za promijenjene iznose momenta inercije istosmjernog motora s permanentnim magnetima sa nominalnog iznosa J_n na iznose:

$$\begin{aligned} &1 - J = 0.5J_n, \\ &2 - J = 2J_n. \end{aligned} \tag{5-21}$$

Optimiranje težinskih koeficijenata rednog vektora $\mathbf{d}^T$ vrši se uz vrijeme diskretizacije T_d = 50 μs i promjenu referentne vrijednosti:

$$\omega_r = \Omega_r \, \mathrm{S}(t), \qquad \Omega_r = 0.1 \tag{5-22}$$

te uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r = 0.2$.

U nastavku će biti dani odzivi adaptivnog sustava za slučaj kada bi varijable stanja ω_m, $\dot{\omega}_m$ bile dostupne, tj. mjerljive te za slučaj kada se koristi estimator za njihovo određivanje.

Za model pogona prikazanog na Sl. 4.1. uz parametre regulatora brzine vrtnje i filtra $T_{i\omega}$ = 11.76 ms, $K_{p\omega}$ = 44.9, T_f = 1.96 ms optimiranjem su dobiveni slijedeći iznosi težinskih koeficijenata pogreške za slučaj bez estimatora:

$$\mathbf{d}_1^T = \begin{bmatrix} 0.9459 & 0.34997 & 6.1481 \cdot 10^{-5} \end{bmatrix}, \tag{5-23}$$

a za slučaj sa estimatorom 10 puta bržim od procesa:

$$\mathbf{d}_2^T = \begin{bmatrix} 39.358 & 0.15984 & 0.00016287 \end{bmatrix}. \tag{5-24}$$

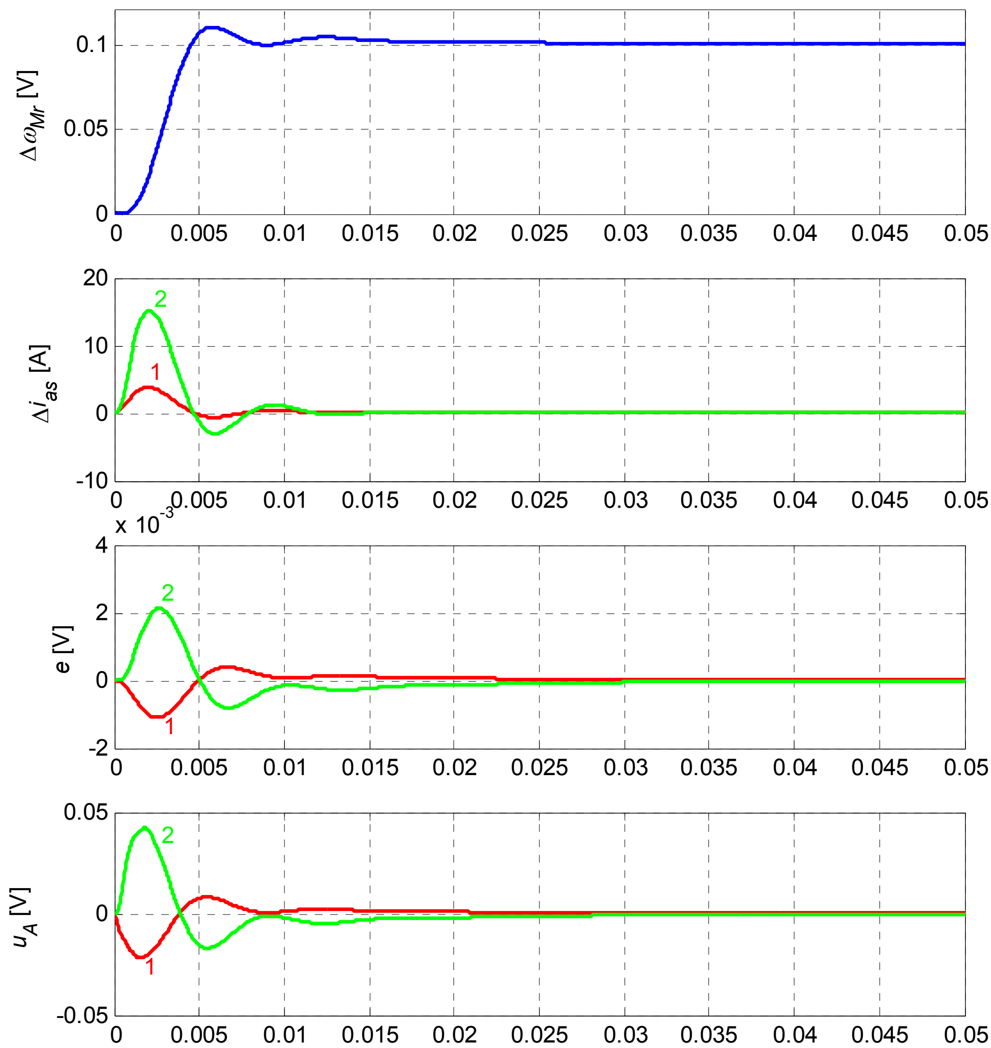
Na Sl. 5.41. do Sl. 5.52. prikazani su odzivi sustava s adaptacijom za slučajeve bez estimatora i uz upotrebu 10 puta bržeg estimatora za iznose koeficijenta adaptacije $h = (1, 2)\Omega_r$, vremena diskretizacije $T_d = 50$ μs te promjene momenta inercije $J = (0.5, 2)J_n$. Za slučaj bez estimatora postižu se manje pogreške u prijelaznoj pojavi pri djelovanju referentne veličine nego u slučaju kad se kao varijable stanja koriste mjerena brzina vrtnje te njena prva i druga derivacija. Za slučaj s estimatorom 10 puta bržim od procesa dobivaju se usporedive pogreške, dakle približno jednakog iznosa.

Signal adaptacije, kao i signal pogreške u prijelaznoj pojavi pri djelovanju referentne veličine, nema nikakavih oscilacija u slučaju s estimatorom i funkcijom zasićenja. Lagane oscilacije se javljaju u prijelaznoj pojavi pri djelovanju nominalnog momenta tereta, ali se one daju ublažiti smanjivanjem koeficijenta pojačanja K_v na iznos $K_v = 0.7$ (Sl. 5.45., Sl. 5.46., Sl. 5.51., Sl. 5.52.).

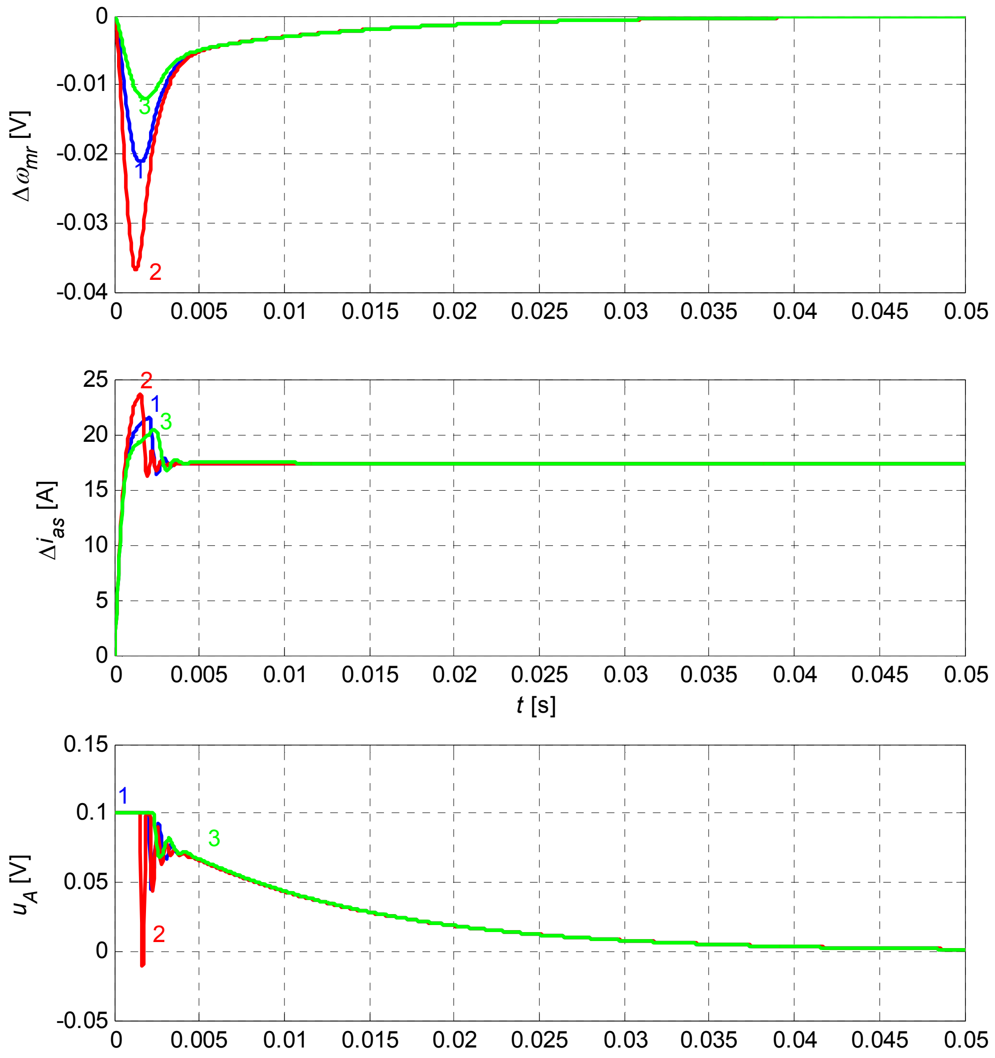
Za maksimalne iznose propada brzine vrtnje pri djelovanju nominalnog momenta tereta vrijedi slična diskusija kao i u slučaju kad se kao varijable stanja koriste mjerena brzina vrtnje te njena prva i druga derivacija, odnosno propadi su najmanji za iznos koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r$.

U slučajevima u kojima se postiže bolja adaptacija za slučaj s estimatorom u odnosu na slučaj bez estimatora vidljivo je da su odzivi oscilatorniji zbog većeg pojačanja. Daljnje smanjenje koeficijenta pojačanja K_v dovelo bi do uklanjanja oscilacija do mjere slične slučaju bez estimatora, ali bi iznosi pogrešaka u prijelaznoj pojavi pri djelovanju referentne veličine bili osjetno veći.

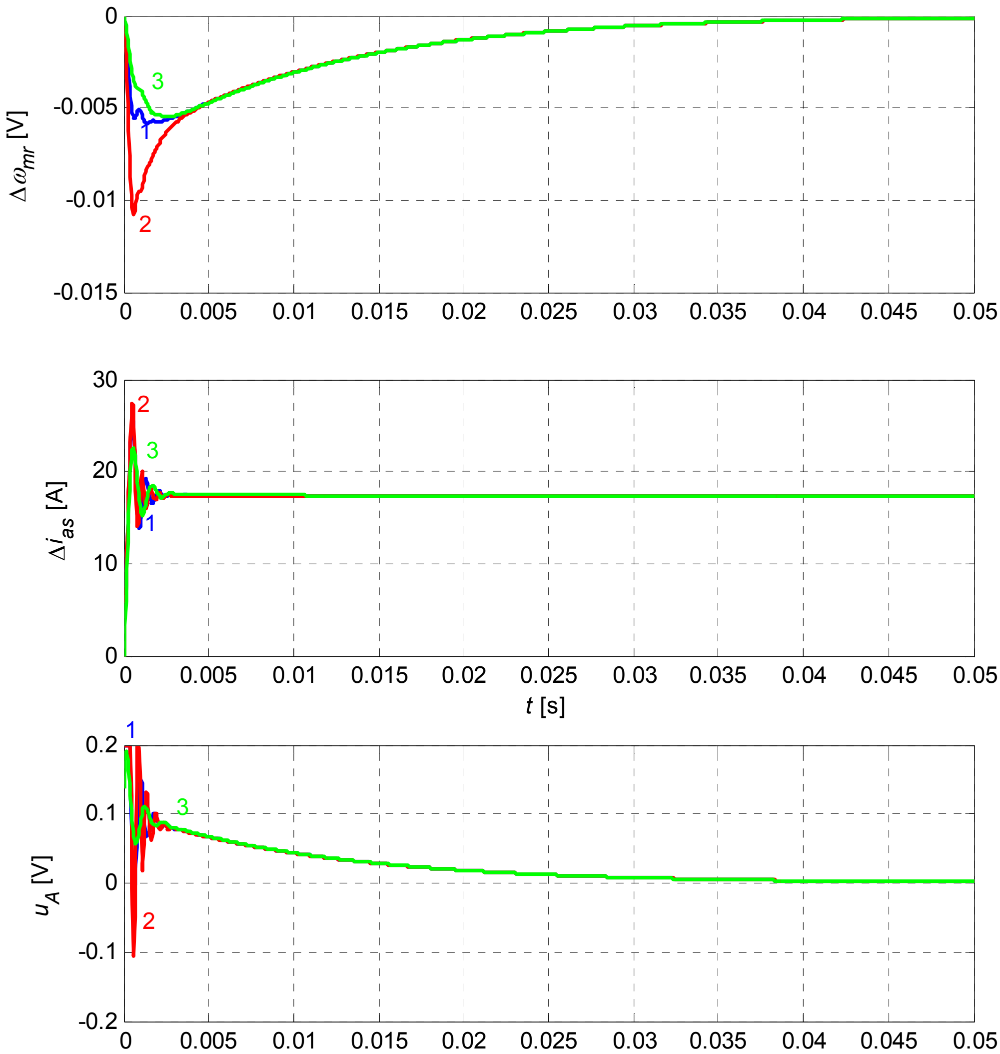
Detaljniji prikaz maksimalnih iznosa pogrešaka u prijelaznoj pojavi pri djelovanju referentne veličine te maksimalnih propada brzine vrtnje pri djelovanju nominalnog momenta tereta u ovisnosti o koeficijentu adaptacije h dan je u Tab. 5.8. i Tab. 5.9.



Sl. 5.41. Odzivi sustava s adaptacijom bez estimatora na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$ i koeficijenta pojačanja $K_v = 1$ te promjene momenta inercije: $1 - J = 0.5J_n$, $2 - J = 2J_n$.

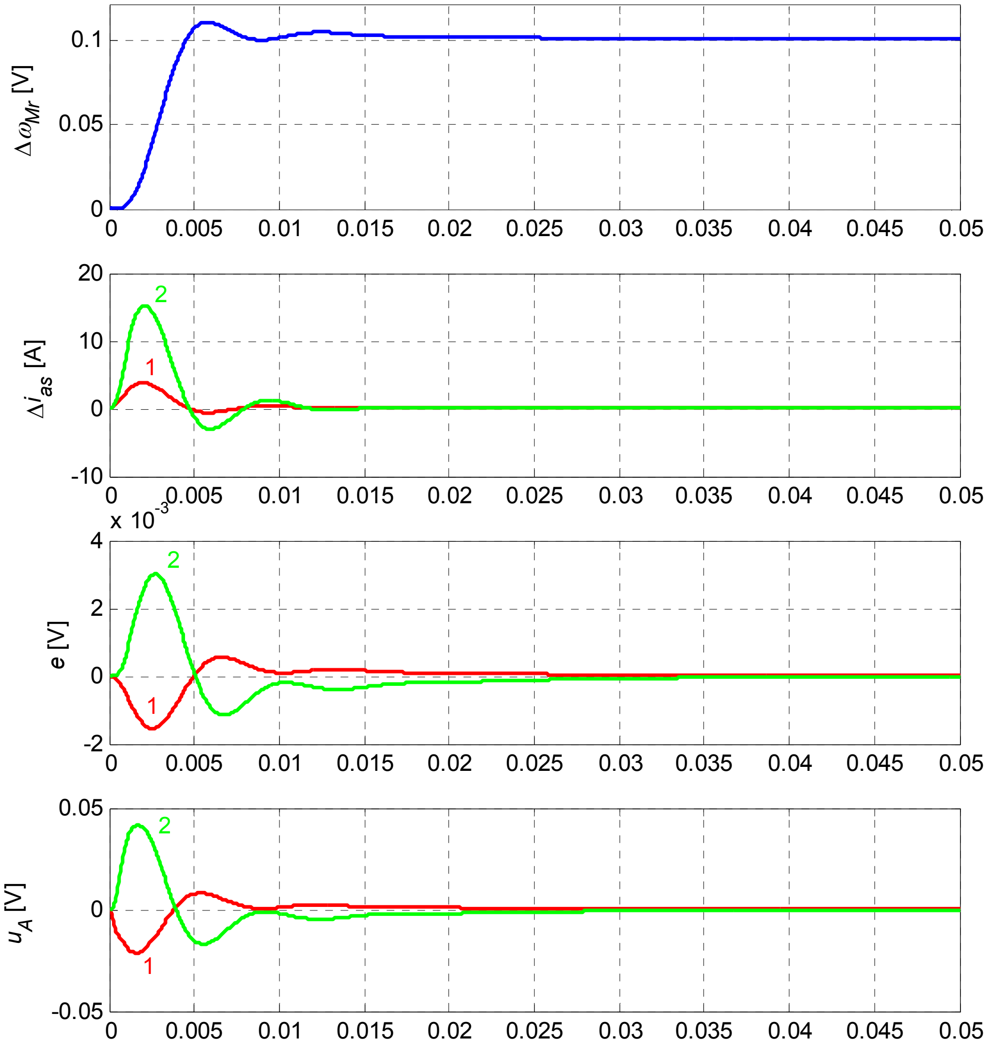


Sl. 5.42. Odzivi sustava s adaptacijom bez estimatora na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$ i koeficijenta pojačanja $K_v = 1$ te promjene momenta inercije: $1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.

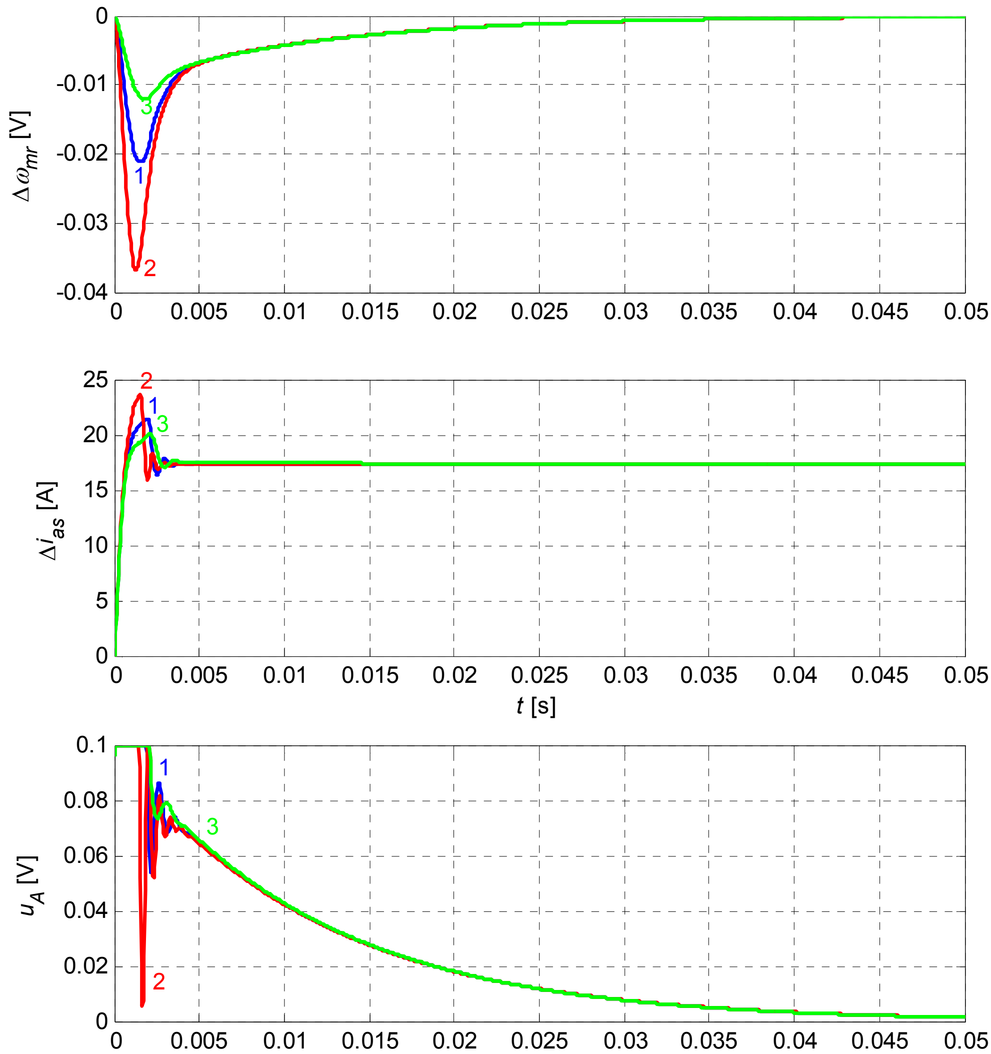


Sl. 5.43. Odzivi sustava s adaptacijom bez estimatora na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r = 0.2$ i koeficijenta pojačanja $K_v = 1$ te promjene momenta inercije:

$1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.

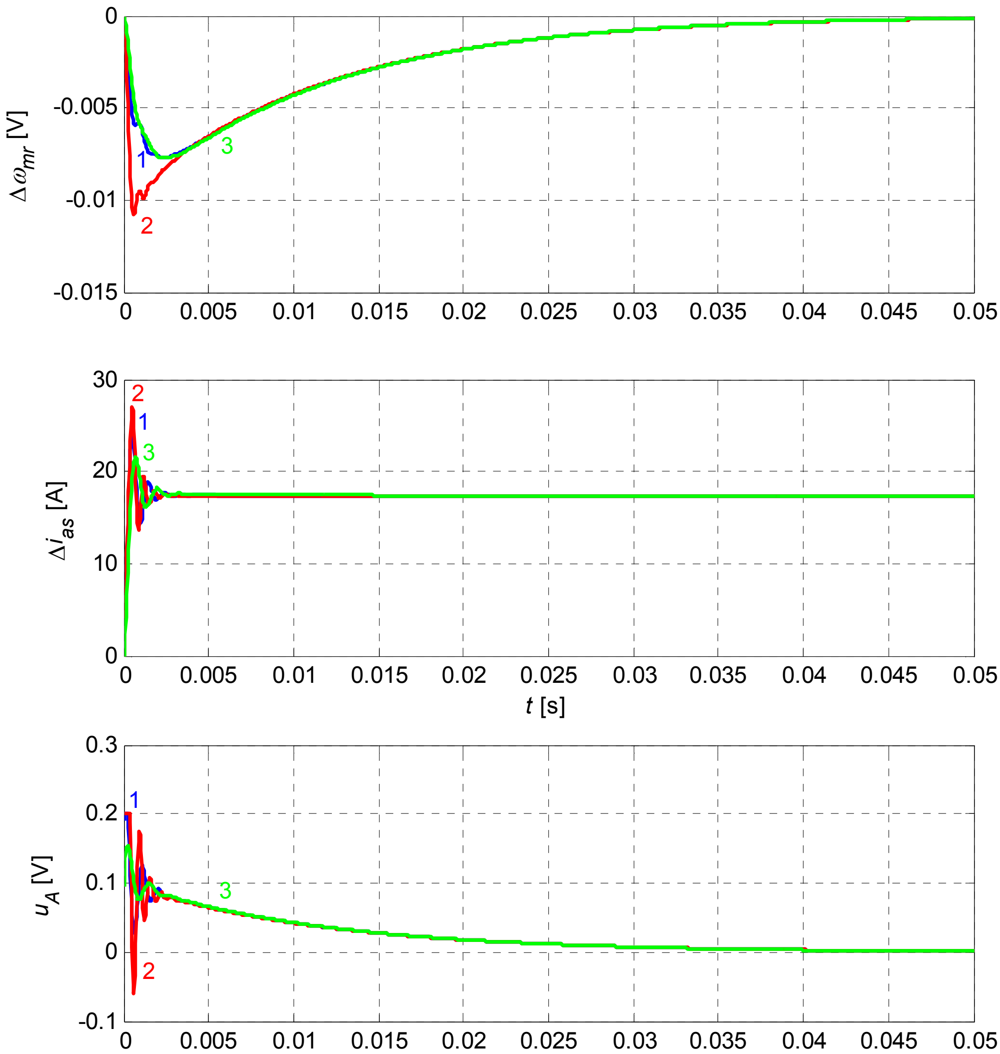


Sl. 5.44. Odzivi sustava s adaptacijom bez estimatora na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$ i koeficijenta pojačanja $K_v = 0.7$ te promjene momenta inercije: 1 $-$ $J = 0.5J_n$, 2 $-$ $J = 2J_n$.

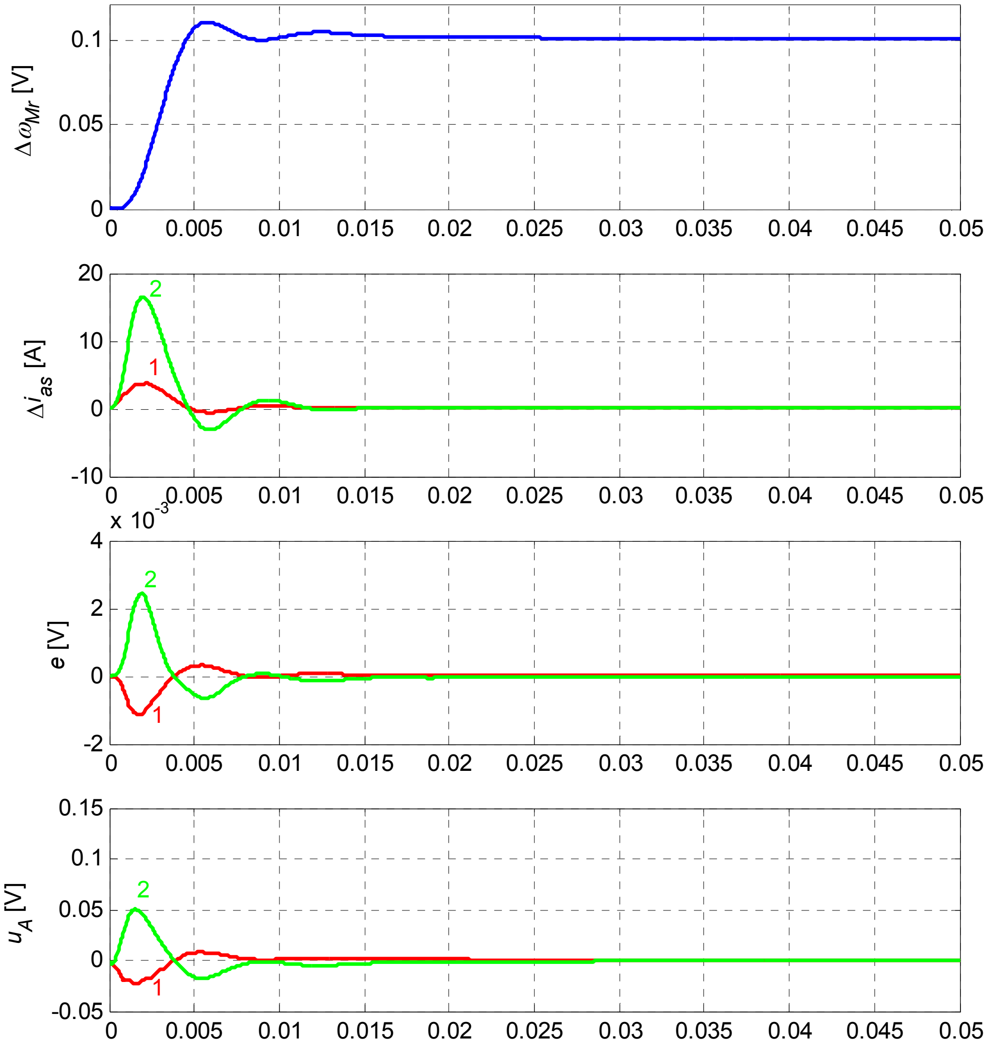


Sl. 5.45. Odzivi sustava s adaptacijom bez estimatora na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$ i koeficijenta pojačanja $K_v = 0.7$ te promjene momenta inercije:

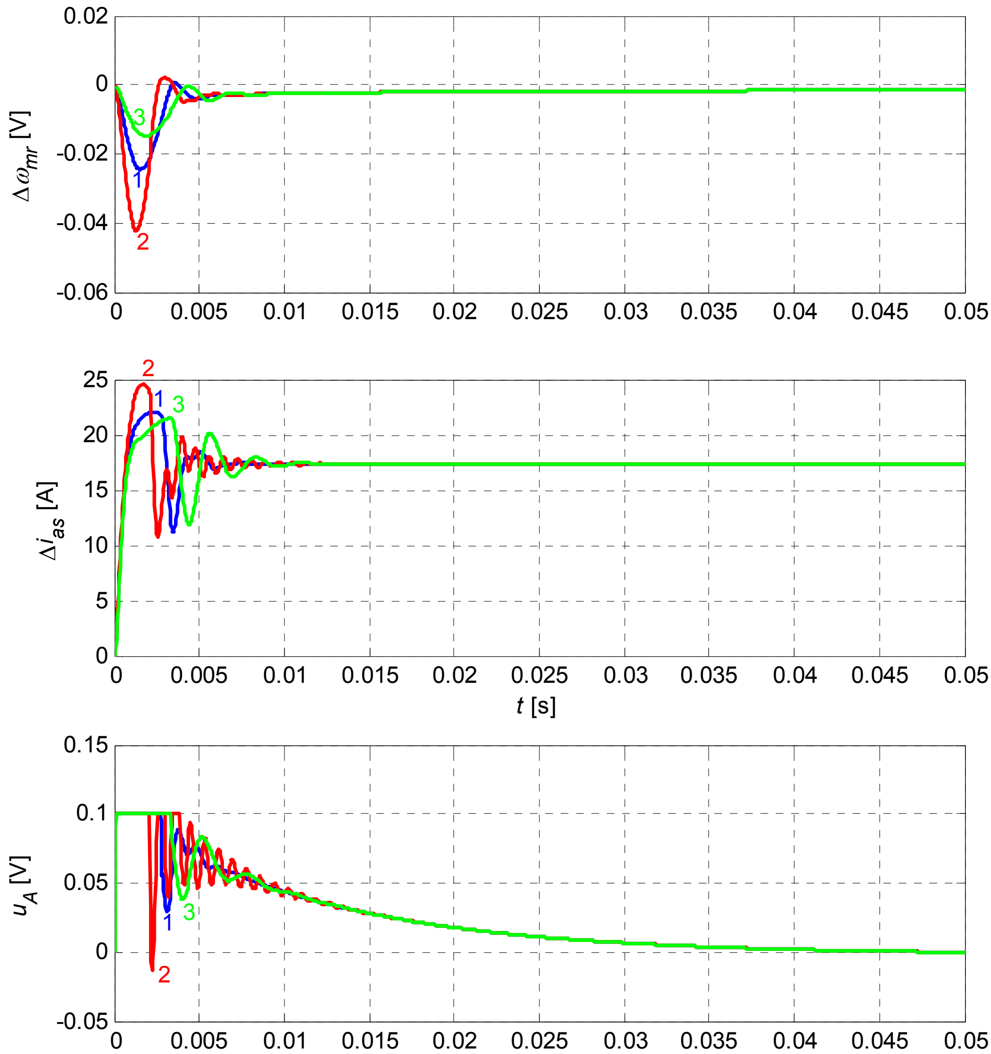
$1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.



Sl. 5.46. Odzivi sustava s adaptacijom bez estimatora na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r = 0.2$ i koeficijenta pojačanja $K_v = 0.7$ te promjene momenta inercije:
$1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.

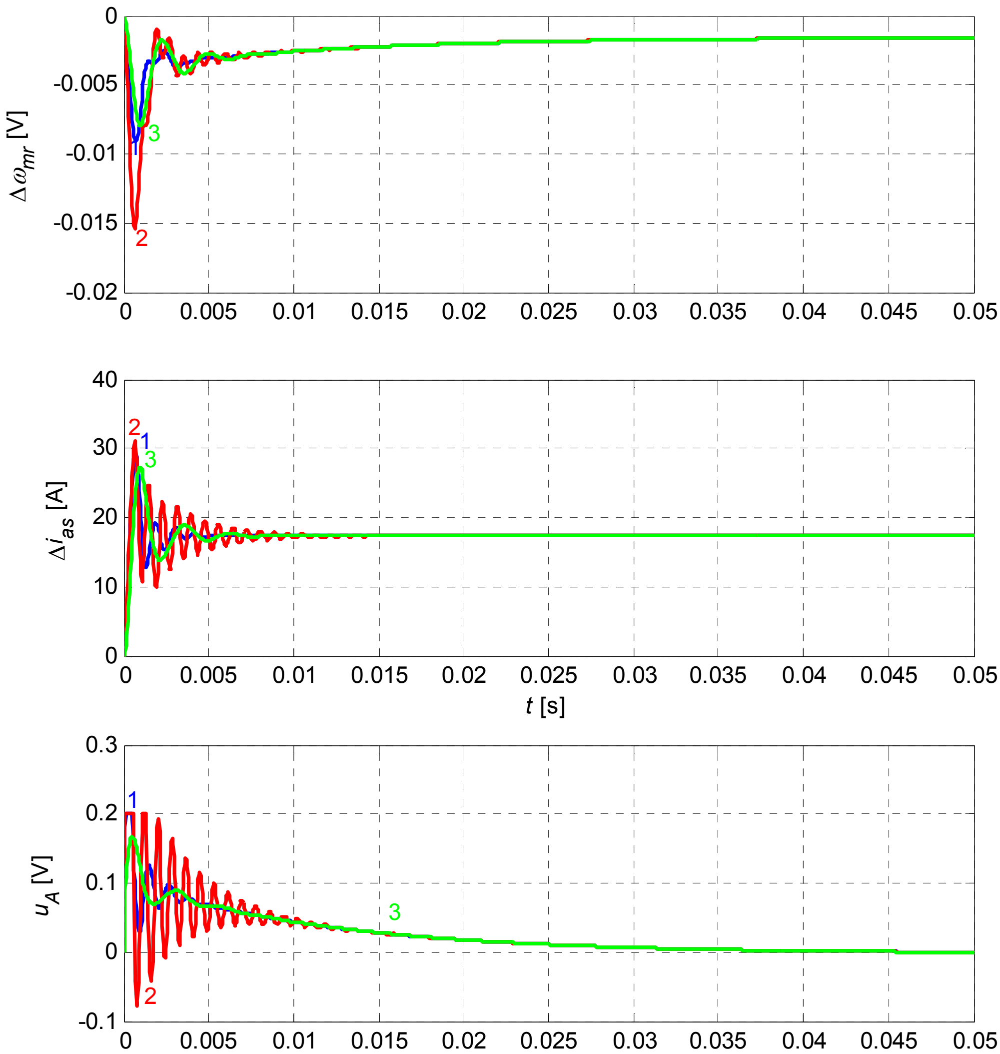


Sl. 5.47. Odzivi sustava s adaptacijom s estimatorom na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$ i koeficijenta pojačanja $K_v = 1$ te promjene momenta inercije: $1 - J = 0.5J_n$, $2 - J = 2J_n$.



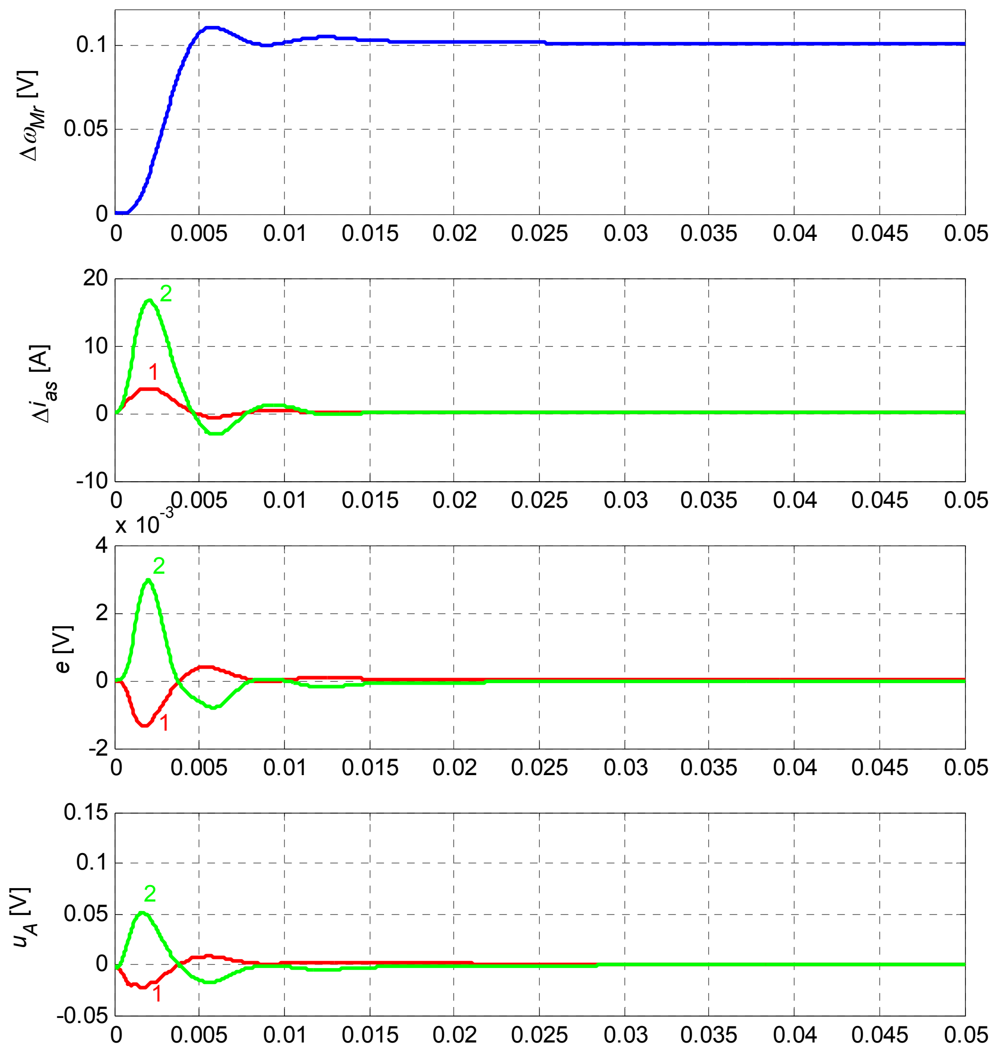
Sl. 5.48. Odzivi sustava s adaptacijom s estimatorom na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$ i koeficijenta pojačanja $K_v = 1$ te promjene momenta inercije:

$1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.

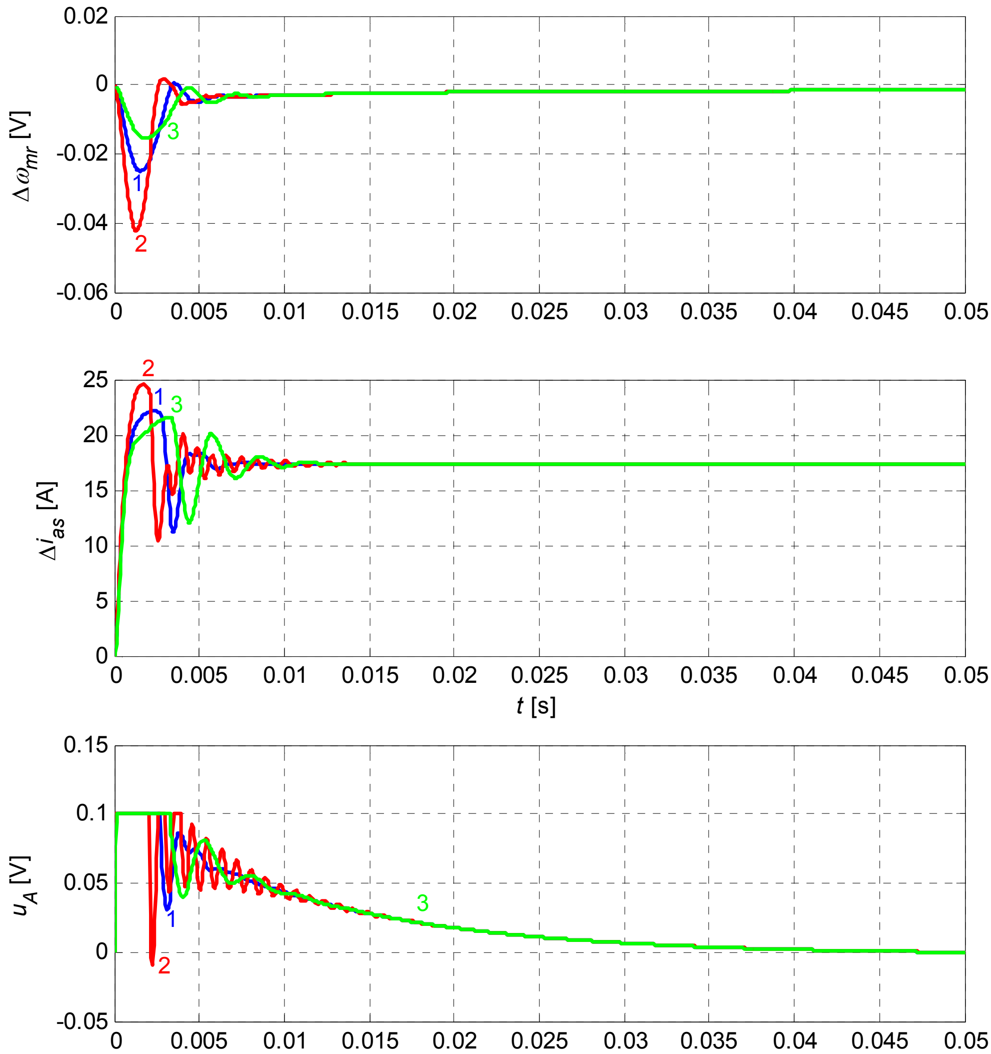


Sl. 5.49. Odzivi sustava s adaptacijom s estimatorom na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r = 0.2$ i koeficijenta pojačanja $K_v = 1$ te promjene momenta inercije:

$1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.

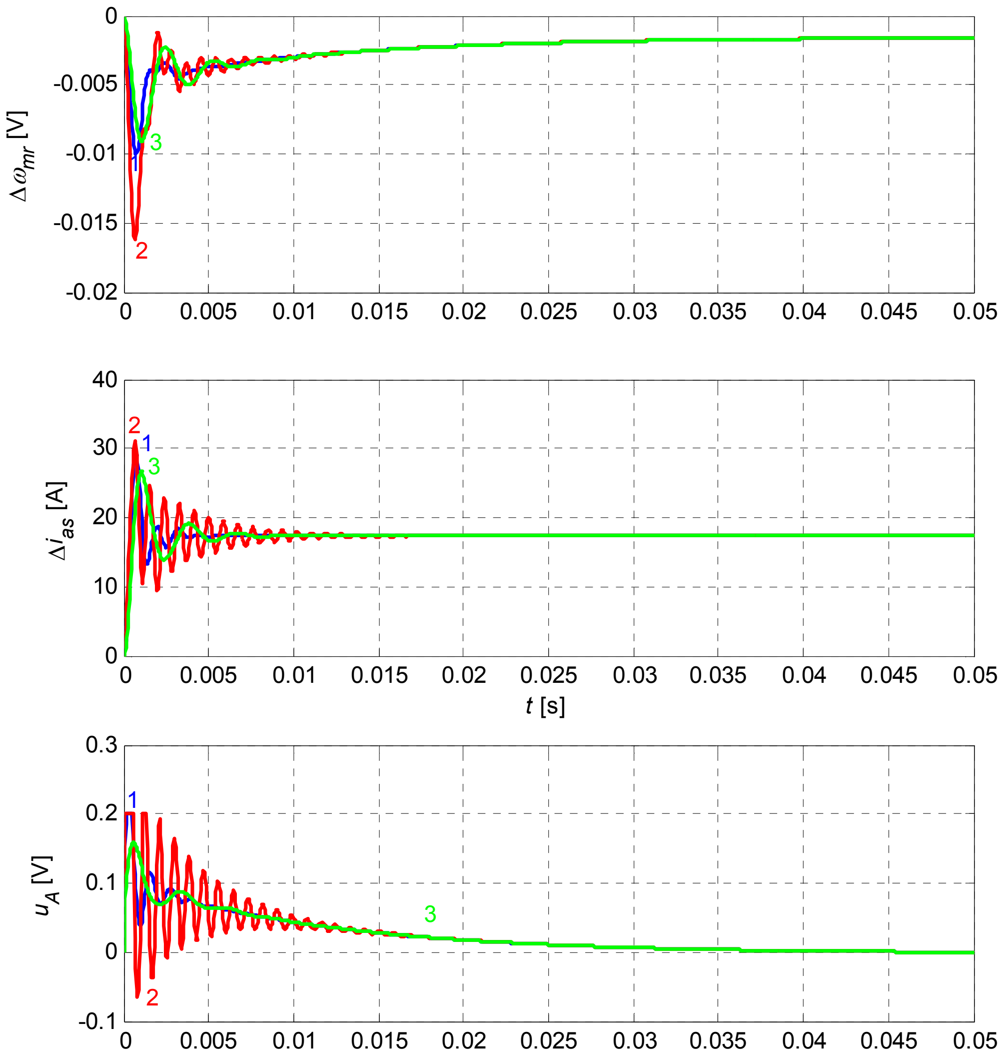


Sl. 5.50. Odzivi sustava s adaptacijom s estimatorom na promjenu referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$ i koeficijenta pojačanja $K_v = 0.7$ te promjene momenta inercije: $1 - J = 0.5J_n$, $2 - J = 2J_n$.



Sl. 5.51. Odzivi sustava s adaptacijom s estimatorom na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenta adaptacije $h = \Omega_r = 0.1$ i koeficijenta pojačanja $K_v = 0.7$ te promjene momenta inercije:

$1\ -\ J = J_n,\ 2\ -\ J = 0.5J_n,\ 3\ -\ J = 2J_n.$



Sl. 5.52. Odzivi sustava s adaptacijom s estimatorom na promjenu poremećajne veličine $M_t = 0.89\,\mathrm{S}(t)$ uz iznose koeficijenta adaptacije $h = 2\Omega_r = 0.2$ i koeficijenta pojačanja $K_v = 0.7$ te promjene momenta inercije:

$1 - J = J_n$, $2 - J = 0.5J_n$, $3 - J = 2J_n$.

Ovisnosti maksimalnih pogrešaka pri djelovanju referentne veličine e_{m1} za $J = 0.5J_n$, odnosno e_{m2} za $J = 2J_n$ te maksimalnih propada mjerene brzine vrtnje pri djelovanju poremećajne veličine o iznosu koeficijenta adaptacije h dani su u Tab. 5.8. i Tab. 5.9.

		Bez estimatora		S estimatorom (10×)	
h/Ω_r	K_v	e_{m1} [%]	e_{m2} [%]	e_{m1} [%]	e_{m2} [%]
0	-	33.2	29.8	33.2	29.8
> 0.5	1	1.10	2.13	1.15	2.44
	0.7	1.55	3.01	1.36	2.97

Tab. 5.8. Ovisnosti maksimalnih pogrešaka e_{m1} ($J = 0.5J_n$) i e_{m2} ($J = 2J_n$) u prijelaznoj pojavi pri djelovanju referentne veličine $\omega_r = 0.1\mathrm{S}(t)$ o koeficijentu adaptacije h.

			Bez estimatora		S estimatorom (10×)	
h/Ω_r	K_v	J/J_n	$\Delta\omega_{mr}$ [s^{-1}]	$\overline{\Delta\omega_{mr}}$ [%]	$\Delta\omega_{mr}$ [s^{-1}]	$\overline{\Delta\omega_{mr}}$ [%]
0	-	1	−0.13338	−1.33	−0.13338	−1.33
		0.5	−0.16712	−1.67	−0.16712	−1.67
		2	−0.108	−1.08	−0.108	−1.08
0.5	1	1	−0.068289	−0.68298	−0.06925	−0.69259
		0.5	−0.091193	−0.91205	−0.09321	−0.93223
		2	−0.051348	−0.51355	−0.051858	−0.51865
	0.7	1	−0.068289	−0.68298	−0.06925	−0.69259
		0.5	−0.091193	−0.91205	−0.09321	−0.93223
		2	−0.051348	−0.51355	−0.05196	−0.51967
1	1	1	−0.021221	−0.21224	−0.024405	−0.24409
		0.5	−0.03668	−0.36685	−0.042111	−0.42116
		2	−0.011977	−0.11979	−0.014739	−0.14741
	0.7	1	−0.021221	−0.21224	−0.025009	−0.25012
		0.5	−0.03668	−0.36685	−0.042111	−0.42116
		2	−0.012054	−0.12056	−0.015402	−0.15404
2	1	1	−0.0058665	−0.058673	−0.0091047	−0.091059
		0.5	−0.010773	−0.10774	−0.015381	−0.15383
		2	−0.0054727	−0.054735	−0.0079428	−0.079438
	0.7	1	−0.0077275	−0.077286	−0.010054	−0.10056
		0.5	−0.010826	−0.10827	−0.016252	−0.16254
		2	−0.0077198	−0.077208	−0.0091496	−0.091509

Tab. 5.9. Ovisnosti maksimalnih propada apsolutne i relativne mjerene brzine vrtnje pri djelovanju poremećajne veličine $M_t = 0.89\mathrm{S}(t)$ o koeficijentu adaptacije h.

6. RAZRADA NAČINA REALIZACIJE

Dosada su u ovom radu na sustav regulacije s istosmjernim motorom s permanentnim magnetima na rotoru (Sl. 4.1.) bili primjenjivani kontinuirani PI regulatori struje armature i brzine vrtnje. Za digitalnu realizaciju tih regulatora potrebno je razmotriti pojave vezane za uzorkovanje, diskretizaciju i kvantizaciju.

Kada se digitalni regulator koristi u različitim sustavima upravljanja svi procesni signali se dobivaju u određenim vremenskim trenucima. Intervali obavljanja operacija su slijedeći:

1. čekanje na generiranje prekida (obično na clock mikroprocesora),
2. čitanje analognog ulaza,
3. računanje upravljačkog signala,
4. postavljanje analognog izlaza,
5. obnavljanje varijabli regulatora,
6. povratak na točku 1.

Upravljački signal regulatora je određen vrijednostima procesnog izlaza samo u trenucima uzorkovanja. Ako frekvencija uzorkovanja nije dovoljno velika (dva puta veća od najveće frekvencije u signalu) može doći do pojave *aliasinga*. Posljedica je da se visoko-frekvencijski šum može pojaviti kao nisko-frekvencijski signal i utjecati na kvalitetu sustava upravljanja. Taj visoko-frekvencijski šum se u sustavu sa analognim regulatorom može relativno lako eliminirati nisko-frekvencijskim filtrom. U digitalnom sustavu se pak moraju koristiti *antialiasing* filtri koji eliminiraju komponente signala veće od polovine frekvencije uzorkovanja. Najčešće se za tu svrhu koristi Butterworthov filtar drugog reda.

Prijenosna funkcija PI regulatora u kontinuiranom području ima oblik:

$$G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p\left(1 + \frac{1}{T_i s}\right). \tag{6-1}$$

Pri implementaciji PI regulatora na digitalnom računalu neophodno je aproksimirati integralni dio koji se pojavljuje u zakonu regulacije. Integralni dio PI regulatora u vremenskom području ima oblik:

$$u(t) = \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(\tau)\, d\tau. \tag{6-2}$$

Iz jednadžbe (6-2) slijedi:

$$\frac{du(t)}{dt} = \frac{K_p}{T_i} e(t). \tag{6-3}$$

Pogodno je derivaciju u izrazu (6-3) aproksimirati tzv. unazadnom diferencijom:

$$\frac{du(t)}{dt} \approx \frac{u(kT_d) - u\left[(k-1)T_d\right]}{T_d}, \tag{6-4}$$

gdje je: k – korak diskretizacije,

T_d – vrijeme diskretizacije.

Iz izraza (6-4) slijedi veza između kontinuirane s-ravnine i diskretne z-ravnine:

$$s \triangleq \frac{1 - z^{-1}}{T_d}. \tag{6-5}$$

Uvrštavajući izraz (6-5) u (6-1) slijedi prijenosna funkcija PI regulatora u z-području:

$$G_R(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i} \frac{T_d z}{z-1}\right). \tag{6-6}$$

Inverznom Z-transformacijom izraza (6-6) slijedi rekurzivna jednadžba upravljanja pogodna za realizaciju na digitalnom mikroračunalu:

$$u(kT_d) = u\left[(k-1)T_d\right] + K_p\left(1 + \frac{T_d}{T_i}\right) e(kT_d) - K_p e\left[(k-1)T_d\right]. \tag{6-7}$$

U pojednostavljenom zapisu jednadžba (6-7) poprima oblik:

$$u(k) = u(k-1) + K_1 e(k) - K_2 e(k-1), \tag{6-8}$$

gdje je: $$K_1 = K_p \left(1 + \frac{T_d}{T_i}\right),$$

$$K_2 = K_p.$$

Za fiksne parametre PI regulatora iznosi K_1 i K_2 su unaprijed poznati pa se mogu pohraniti u memoriju računala. Slijedi da se za računanje izlaza iz regulatora brzine moraju obaviti dva množenja s konstantom i dva zbrajanja. Budući da sustav regulacije brzine vrtnje istosmjernog motora s permanentnim magnetima na rotoru prikazan na Sl. 4.1. sadrži dva PI regulatora, računalo će za potrebe osnovne regulacije morati izvršiti četiri množenja s konstantom i četiri zbrajanja.

U petom poglavlju ovog rada dani su rezultati koji se postižu uključivanjem vanjske petlje adaptacije u krug regulacije. Korištenje mjerene brzine vrtnje ω_{mr}, kao izlazne veličine sustava, te njene prve i druge derivacije $\dot{\omega}_{mr}$ i $\ddot{\omega}_{mr}$ dali su slične rezultate kao i upotreba estimatora za dobivanje varijabli stanja stvarne brzine vrtnje ω_m te njene prve derivacije $\dot{\omega}_m$. Ako u realizaciji koristimo prvo navedenu varijantu, potrebno je prema aproksimacijskim izrazima (5-1) odrediti nemjerljive varijable stanja $\dot{\omega}_{mr}$ i $\ddot{\omega}_{mr}$ za što je potrebno ukupno dva množenja s konstantom i dva zbrajanja. Ako bi se koristila varijanta s estimatorom, trebalo bi prvo diskretizirati estimator što je puno zahtjevnije od dva množenja i dva zbrajanja.

Sam algoritam adaptacije zahtijeva tri množenja konstantom i dva zbrajanja te još jedno dodatno množenje s konstantom ako se radi o algoritmu adaptacije s funkcijom zasićenja.

Za izračunavanje izlaza iz referentnog modela trećeg reda potrebno je šest množenja s konstantom i 6 zbrajanja.

Sveukupno je, dakle, potrebno obaviti 16 operacija množenja s konstantom i 14 zbrajanja. Ako pretpostavimo procesor koji ima dvociklusne operacije množenja i jednociklusne operacije zbrajanja to je sveukupno 46 (2·16 + 14) taktova. Ako to zaokružimo na 50 dobiva se vrijeme jednog takta od 1 μs, odnosno frekvencija procesora 1 MHz, što danas nije nikakav problem.

Ono o čemu treba voditi računa jest kvantizacija koeficijenata ako koristimo procesor sa cjelobrojnom aritmetikom. U sustavu treba promotriti minimalne i maksimalne iznose koeficijenata kako bi se utvrdio raspon promjene. U promatranom sustavu taj raspon je reda veličine 10^6. Uzimajući u obzir i pojave poput *duty cycle*-a (zaglavljivanje neke veličine na minimalnoj ili maksimalnoj vrijednosti ili oscilacije između minimalne i maksimalne vrijednosti) zbog integrirajućeg dijela regulatora, potrebno je za realizaciju koristiti minimalno 20-bitovne procesore. Danas na tržištu postoje 32-bitne verzije procesora sa cjelobrojnom aritmetikom te također i aritmetikom s pomičnim zarezom (za koju nije bitna kvantizacija koeficijenata) s kojima se bez problema može ostvariti ispravan rad prikazanih algoritama upravljanja. Razvijeni su i specijalni DSP (*Digital Signal Processor*) procesori koji imaju mogućnost obavljanja više operacija unutar jednog takta (clocka) što dodatno smanjuje vrijeme izvođenja algoritma.

7. ZAKLJUČAK

U ovom radu detaljnije je obrađena primjena algoritma signalne adaptacije na sustav s istosmjernim motorom s permanentnim magnetima na rotoru. Teorija stabilnosti Ljapunova, koja se koristi pri određivanju algoritma signalne adaptacije, zahtijeva puni vektor varijabli stanja da bi sustav bio asimptotski stabilan. Ista teorija ne daje iznose koeficijenata u algoritmu adaptacije pa su oni određeni optimiranjem. Budući da se u algoritmu adaptacije koristio reducirani vektor varijabli stanja i reducirani referentni model, ne garantira se globalna stabilnost sustava upravljanja, nego samo u nekom rasponu koeficijenata algoritma adaptacije. Zbog toga autor planira u nekom od slijedećih radova napraviti analizu osjetljivosti sustava upravljanja na promjene težinskih koeficijenata pogreške kako bi se utvrdio dozvoljeni raspon promjene.

U drugom poglavlju ovog rada izveden je model istosmjernom motora s permanentnim magnetima na rotoru. Dobiveni model je ekvivalentan modelu klasičnog istosmjernog motora s nezavisnom uzbudom, uz drugačija značenja pojedinih parametara. Zbog toga je regulacija takvog motora vrlo jednostavna (nije potrebno vektorsko upravljanje), što je značajna prednost istosmjernog motora s permanentnim magnetima na rotoru.

U trećem poglavlju dan je pregled metoda adaptivnog upravljanja s referentnim modelom, signalnom i parametarskom adaptacijom. Osnovni algoritam signalne adaptacije dobiven je primjenom teorije stabilnosti Ljapunova. Izložen je i modificirani algoritam signalne adaptacije kojim se eliminiraju visoko-frekvencijske oscilacije koje se javljaju u osnovnom algoritmu i zbog kojih osnovni algoritam nije pogodan za primjenu na realnim sustavima.

U četvrtom poglavlju određeni su parametri PI regulatora struje armature i brzine vrtnje. Parametri PI regulatora struje armature određeni su prema tehničkom optimumu. Dominantna vremenska konstanta armaturnog kruga $T_a = L_a/R_a = 1.743$

ms je kompenzirana integralnom vremenskom konstantom PI regulatora struje T_{ii} = 1.743 ms. Pojačanje je određeno prema standardnom uvjetu tehničkog optimuma da prigušenje bude $\zeta = \sqrt{2}/2$, što odgovara nadvišenju 4.3%.

Parametri PI regulatora brzine vrtnje određeni su prema pokazateljima kvalitete upravljanja. Iz krivulja ovisnosti nadvišenja o pojačanju PI regulatora brzine vrtnje vidljivo je da se za istu vrijednost integralne vremenske konstante jednake vrijednosti nadvišenja mogu postići za dvije vrijednosti pojačanja. Uz veće pojačanje postižu se manja vremena prvog maksimuma pri djelovanju referentne veličine te manji propadi brzine vrtnje pri djelovanju poremećajne veličine. Sa stanovišta brzine kompenzacije poremećaja povoljniji su manji iznosi integralne vremenske konstante regulatora jer se poremećaj kompenzira nakon 4 do 5 vrijednosti integralne vremenske konstante pa je poremećaj brže kompenziran za manji iznos integralne vremenske konstante. Iz ovog razloga izabrana je najmanja razmatrana vrijednost integralne vremenske konstante PI regulatora brzine vrtnje $T_{i\omega}$ = 11.76 ms. Iz dobivene krivulje vidljivo je da minimalno nadvišenje koje je moguće postići iznosi 20-ak posto. Budući da je zadano nadvišenje mjerene brzine vrtnje 10%, potrebno je ugraditi filtar u granu referentne vrijednosti kako bi se nadvišenje smanjilo na zadani iznos. Koeficijent pojačanja PI regulatora brzine vrtnje određen je iz pripadne krivulje za nadvišenje 40% i iznosi $K_{p\omega}$ = 44.9. Ovaj iznos pojačanja odabran je iz razloga što odziv na referentnu veličinu za taj iznos nije oscilatoran, dok za pojačanje određeno za nadvišenje 50% postoji više od jednog perioda oscilacija u odzivu na referentnu veličinu, a propad brzine vrtnje pri djelovanju poremećajne veličine nije znatno manji od slučaja s pojačanjem određenim za nadvišenje 40%.

U sustavu upravljanja s istosmjernim motorom s permanentnim magnetima na rotoru bez adaptacije pogreška u prijelaznoj pojavi mjerene brzine vrtnje pri djelovanju referentne veličine iznosi 33.2% za dvostruko manji iznos momenta inercije od nominalnog te 29.8% za dvostruko veći iznos. Pri djelovanju nominalnog momenta tereta maksimalni relativni propadi brzine vrtnje iznose redom -1.33%, -1.67% i -1.08% za promjene momenta inercije J = (1, 0.5, 2)J_n respektivno.

Primjenom algoritma signalne adaptacije s funkcijom predznaka i derivacijama brzine vrtnje u petom poglavlju postignuto je smanjenje pogrešaka pri djelovanju referentne veličine na 2.21% za $J = 0.5J_n$ odnosno 1.07% za $J = 2J_n$. Maksimalni propadi brzine vrtnje smanjeni su na iznose (-0.08, -0.158, -0.04)% za promjene momenta inercije $J = (1, 0.5, 2)J_n$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 0.2$.

Za algoritam adaptacije s funkcijom zasićenja i derivacijama mjerene brzine vrtnje postignuto je smanjenje pogrešaka pri djelovanju referentne veličine na 0.94% za $J = 0.5J_n$ odnosno 1.83% za $J = 2J_n$. Maksimalni propadi brzine vrtnje smanjeni su na iznose (-0.087, -0.154, -0.066)% za promjene momenta inercije $J = (1, 0.5, 2)J_n$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 0.2$. Svi ovi rezultati dobiveni su uz vrijeme diskretizacije 50 μs.

Razmotrena je i primjena algoritma adaptacije uz vrijeme diskretizacije 100 μs. Pogreške se u tom slučaju povećavaju približno dva puta tako da su maksimalni iznosi pogrešaka za algoritam adaptacije sa funkcijom zasićenja i derivacijama mjerene brzine vrtnje 1.95% za $J = 0.5J_n$ odnosno 4.07% za $J = 2J_n$. Maksimalni propadi brzine vrtnje iznose (-0.14, -0.22, -0.14)% za promjene momenta inercije $J = (1, 0.5, 2)J_n$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 0.2$.

Za algoritam adaptacije s funkcijom predznaka i varijablama stanja mjerene brzine vrtnje, stvarne brzine vrtnje i njene prve derivacije, koje su u modelu dostupne (ali ne i u realnom sustavu), postignuto je smanjenje pogrešaka pri djelovanju referentne veličine na 0.92% za $J = 0.5J_n$ odnosno 0.69% za $J = 2J_n$. Maksimalni propadi brzine vrtnje smanjeni su na iznose (-0.054, -0.107, -0.027)% za promjene momenta inercije $J = (1, 0.5, 2)J_n$ uz iznos koeficijenta adaptacije $h = 0.2$ i vrijeme diskretizacije 50 μs. Vidljivo je da su ovo najbolji postignuti rezultati adaptacije, ali služe samo kao putokaz što bi se moglo postići kad se koristi estimator varijabli stanja.

Za isti algoritam adaptacije s funkcijom zasićenja postignuto je smanjenje pogrešaka pri djelovanju referentne veličine na 1.10% za $J = 0.5J_n$ odnosno 2.13% za $J = 2J_n$. Maksimalni propadi brzine vrtnje smanjeni su na iznose (-0.059, -0.108, -

0.055)% za promjene momenta inercije J = (1, 0.5, 2)J_n uz iznos koeficijenta adaptacije h = 0.2 i vrijeme diskretizacije 50 μs.

Kada se u algoritam adaptacije uvede estimator varijabli stanja, rezultati se malo pogoršavaju u odnosu na slučaj kada bi varijable stanja bile dostupne. Međutim, pogreške su usporedive sa onima kada se koriste derivacije mjerene brzine vrtnje.

Za algoritam adaptacije s funkcijom predznaka i estimatorom varijabli stanja postignuto je smanjenje pogrešaka pri djelovanju referentne veličine na 1.28% za J = 0.5J_n odnosno 2.01% za J = 2J_n. Maksimalni propadi brzine vrtnje iznose (-0.078, -0.153, -0.065)% za promjene momenta inercije J = (1, 0.5, 2)J_n uz iznos koeficijenta adaptacije h = 0.2 i vrijeme diskretizacije 50 μs.

Za algoritam adaptacije s funkcijom zasićenja i estimatorom varijabli stanja postignuto je smanjenje pogrešaka pri djelovanju referentne veličine na 1.15% za J = 0.5J_n odnosno 2.44% za J = 2J_n. Maksimalni propadi brzine vrtnje iznose (-0.091, -0.154, -0.079)% za promjene momenta inercije J = (1, 0.5, 2)J_n uz iznos koeficijenta adaptacije h = 0.2 i vrijeme diskretizacije 50 μs.

Ovi rezultati pokazuju opravdanost uvođenja signalne adaptacije u sustave u kojima je bitno zadržati kvalitetu prijelazne pojave bez obzira na promjene iznosa momenta inercije (npr. sustavi namatanja folija u kojima je bitno zadržati konstantnu silu napetosti).

Ako se za primjenu algoritma signalne adaptacije upotrebljava samo izlazna veličina, onda je algoritam vrlo jednostavan za primjenu na digitalnom računalu. Signalna adaptacija se može primijeniti na već postojeće sustave automatskog upravljanja, koji nemaju ugrađenu petlju adaptacije, jer se adaptacija vrši dodatnim signalom na ulazu sustava, a zahtjev je samo dostupnost izlazne veličine sustava.

Najveća prednost signalne adaptacije u odnosu na ostale algoritme adaptivnog upravljanja jest u brzini adaptacije. Budući da ne sadrži integralne (memorijske) članove, algoritam signalne adaptacije ne zahtijeva učenje, tj. djeluje odmah u prvoj iteraciji!

8. LITERATURA

[1] K. J. ÅSTRÖM, B. WITTENMARK, *Adaptive control*, Addison-Wesley Publishing Company, Reading, Massachusetts, 1989.

[2] Ž. BAN, Optimiranje sustava s referentnim modelom i parametarskom adaptacijom, *Doktorska disertacija*, Fakultet elektrotehnike i računarstva, Zagreb, 1999.

[3] Ž. BAN, P. CRNOŠIJA, Application of the MRAC With Simplified Discrete Parameter Adaptation Algorithm for Control of the DC Electromotor Drive, *Proceedings of the International Conference on Industrial Technology*, IEEE ICIT 2003, pp. 506-511, Maribor, 2003.

[4] H. BUTLER, *Model reference adaptive control – from theory to practice*, Prentice Hall, New York, 1992.

[5] V. CHALAM, *Adaptive control systems – Techniques and Applications*, Marcel Dekker, Inc., New York and Basel, 1987.

[6] P. CRNOŠIJA, Ž. BAN, K. RAMU, Application of Model Reference Adaptive Control With Signal Adaptation to PM Brushless DC Motor Drives, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 689-694, L'Aquila, 2002.

[7] P. CRNOŠIJA, T. BJAŽIĆ, Optimiranje parametara regulatora prema pokazateljima kvalitete upravljanja, Zbornik radova XXVI. međunarodnog skupa MIPRO 2003, Računala u tehničkim i inteligentnim sustavima (CTS), 76-80, Opatija, 2003.

[8] P. CRNOŠIJA, Yu. A. BORTSOV, N. D. POLYAKHOV, V. E. KUZNETSOV, Z. KOVAČIĆ, A. MUJANOVIĆ, Model Reference Signal Adaptive Control of Industrial Direct-Current Motor Drive, *Proceedings of the 6th Mediterranean Electrotechnical Conference*, Ljubljana, 1991., pp. 824-827.

[9] A. GRACE, *Optimization Toolbox User's Guide*, The MathWorks, Inc., Natick, 1995.

[10] R. KRISHNAN, *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis and Control*, Prentice Hall, Inc., New Jersey, 2001.

[11] R. KRISHNAN, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives: Theory, Operation, Performance, Modeling, Simulation, Analysis and Design, Part 3: Permanent Magnet Brushless DC Machines and Their Control*, Virginia Tech., Blacksburg, 2000.

[12] Y. D. LANDAU, *Adaptive control – The Model Reference Approach*, Marcel Dekker, Inc., New York and Basel, 1979.

[13] A. MUJANOVIĆ, Optimiranje adaptivnog sistema s referentnim modelom i signalnom adaptacijom, *Doktorska disertacija*, Fakultet elektrotehnike i računarstva, Zagreb, 1997.

[14] A. MUJANOVIĆ, P. CRNOŠIJA, Impact of State Variables Estimator and Modified Signal Adaptation Algorithm on Transient Error in Model Reference Adaptive Control Systems, *Proceedings of the 3rd European Control Conference, Rome*, 1995, pp. 482-487.

[15] A. MUJANOVIĆ, P. CRNOŠIJA, Ž. BAN, Determination of transient error and signal adaptation coefficients in MRAC, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 679-683, Maribor, 1999.

SAŽETAK

Kvaliteta sustava upravljanja s istosmjernim motorom s permanentnim magnetima se pogoršava promjenom parametara sustava ili opterećenja. U ovom radu su prezentirane metode adaptivnog upravljanja s referentnim modelom te signalnom i parametarskom adaptacijom.

Određeni su parametri PI regulatora brzine vrtnje prema pokazateljima kvalitete upravljanja.

Detaljnije je obrađen algoritam adaptacije s referentnim modelom i signalnom adaptacijom uz korištenje derivacija izlazne veličine i estimatora varijabli stanja kojima se postiže znatno smanjenje odstupanja ponašanja sustava s promijenjenim momentom inercije i djelovanja momenta tereta pogona.

Rezultati su dobiveni simulacijama i optimiranjem u programskom paketu *Matlab – Simulink – Optimization Toolbox*.

Ključne riječi:

Adaptivno upravljanje, adaptivno upravljanje s referentnim modelom, signalna adaptacija, modificirani algoritam signalne adaptacije, električni motor, istosmjerni motor s permanentnim magnetima na rotoru, reducirani vektor varijabli stanja, reducirani referentni model.

ABSTRACT

The performance of permanent magnet brushless DC motor drives (PMBDCM) degrades with parameter and load variations. An overview of adaptive methods and advantages of model reference adaptive control (MRAC) in the context of providing a solution to these problems is presented. Model reference adaptive controls with signal and parameter adaptation are introduced.

The parameters of basic PI speed regulator are derived using control quality index.

Model reference adaptive controls with both general and modified signal adaptation algorithms have been applied to compensate variations of parameters and load torque in a permanent magnet brushless DC motor drive.

Dynamic simulation results achieved with program package *Matlab – Simulink – Optimization Toolbox*, show significant reduction in the error caused by variations in parameters and load torque.

Keywords:

Adaptive control, model reference adaptive control, MRAC, signal adaptation, modified signal adaptation algorithm, electrical motor, permanent magnet brushless DC motor drive, PMBDCM, reduced state variables vector application, reduced reference model application.

ŽIVOTOPIS

Rođen sam 02. rujna 1980. u Šibeniku. Osnovnu i srednju tehničku školu završio sam u Šibeniku. Sve razrede završio sam s izvrsnim uspjehom. Sudjelovao sam na raznim natjecanjima iz matematike i fizike i polučivao vrlo dobre rezultate.

Nakon toga odlučio sam se za studiranje u Zagrebu i to na Fakultetu elektrotehnike i računarstva koji sam upisao 1999. godine. S ovim radom trebao bih diplomirati na smjeru Automatika nakon pet redovnih godina studiranja.

Aktivno sudjelujem u projektu Ministarstva znanosti i tehnologije: "Inteligentno i adaptivno upravljanje sustavima" čiji je glavni istraživač doc. dr. sc. Željko Ban. Također sudjelujem u projektu modernizacije sustava regulacije parne turbine u elektrani EL-TO Zagreb. Sudjelovao sam i u izradi nekoliko znanstvenih članaka vezanih uz problematiku optimiranja parametara regulatora pogona s istosmjernim motorom s permanentnim magnetima na rotoru i parne turbine.