4. REGULACIJA BRZINE VRTNJE I POLOŽAJA ELEKTROMOTORNOG POGONA S ELASTIČNIM PRIJENOSNIM MEHANIZMOM

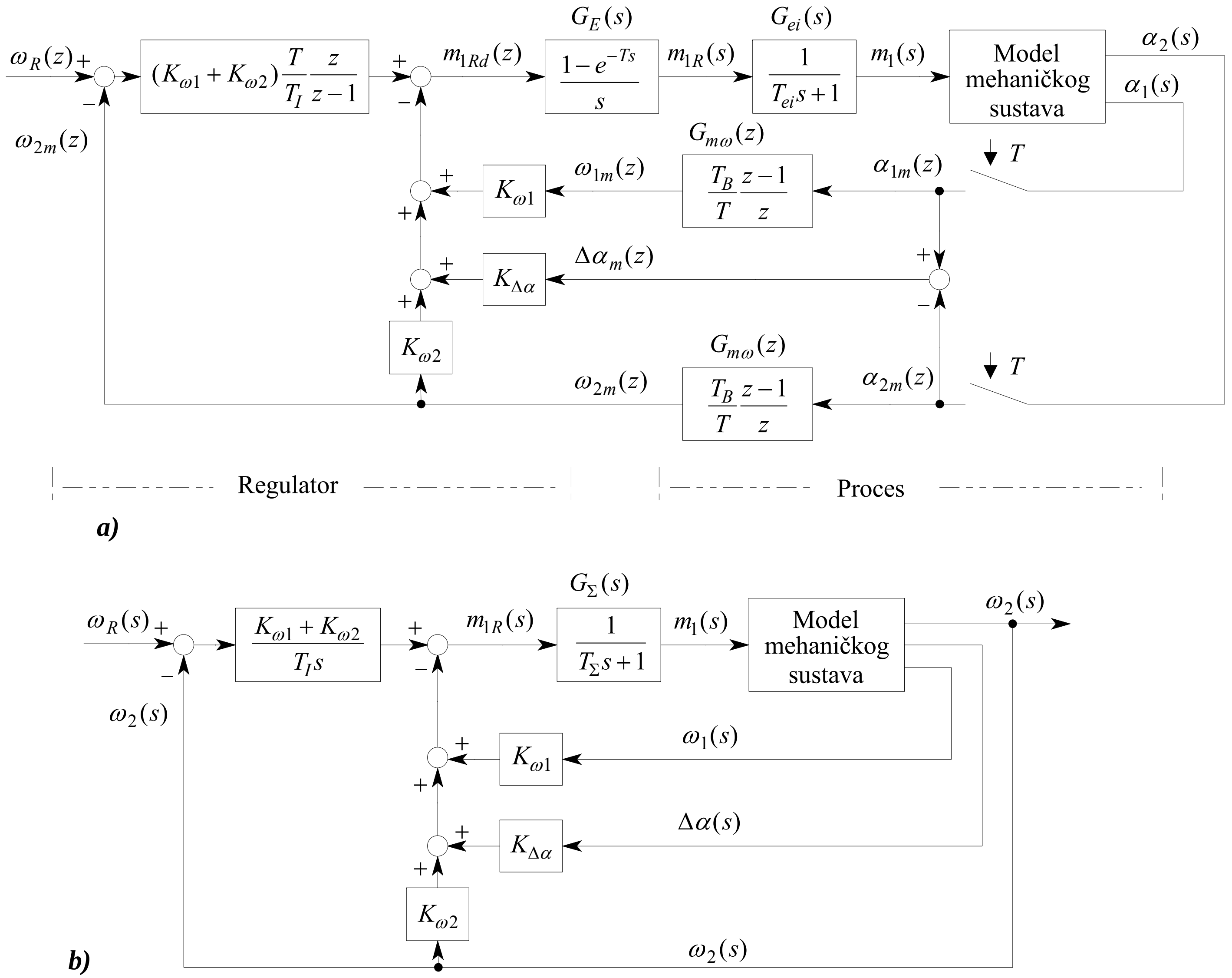
- Primjena PI regulatora brzine podešenog prema simetričnom optimumu daje slabo prigušene odzive elektromotornog pogona s elastičnim prijenosnim mehanizmom.
- Stoga je važno istražiti mogućnost prigušenja odziva pogona uz zadržavanje jednostavnog i široko primjenjivanog **PI regulatora**.
- U slučaju da za PI regulator brzine vrtnje ne može dati dobro prigušen odziv, potrebno je primijeniti složenije strukture regulatora:
    - **regulatora stanja**,
    - **polinomskog regulatora**.
- Kada se postigne dobro prigušen (kvaziaperiodski) odziv regulacijskog kruga brzine vrtnje, tada je postupak optimiranja nadređenog regulacijskog kruga položaja jednak kao kod pogona s krutim prijenosnim mehanizmom.

4.1. Regulacija brzine vrtnje uz primjenu PI regulatora i regulatora stanja

- PI regulator brzine vrtnje može se proširiti dodatnim stabilizirajućim povratnim vezama po različitim stanjima mehaničkog sustava
- Uvođenjem samo jedne dodatne povratne veze:
  - po prijenosnom momentu m,
  - razlici brzina vrtnje motora i tereta $\Delta\omega$,
- dobiju se **regulatori stanja reduciranog reda**: **PIm**, odnosno **PIΔω regulator**.
- Uvođenjem dviju dodatnih povratnih veza po brzini vrtnje tereta ω_2 i kutu uvijanja $\Delta\alpha$ dobije se **regulator stanja punog reda**.
- Nedostatak uvođenja dodatnih povratnih - ugradnja dodatnih senzora.
- To se može izbjeći realizacijom djelomičnog ili potpunog estimatora stanja .

- Nadalje se provodi analitički postupak optimiranja i usporedne algebarske i simulacijske analize regulacijskog sustava za četiri spomenuta tipa regulatora za široki raspon dvaju karakterističnih odnosa parametara procesa:
    - odnosa frekvencija $r_{EM} = \Omega_0 T_\Sigma$,
    - odnosa momenata inercija $r_M = T_{M2} / T_{M1}$.
- Primjenjuje se kvazikontinuirani postupak optimiranja prema optimumu dvostrukog odnosa.
- Pretpostavlja se mjerljivost svih korištenih varijabli stanja mehaničkog sustava.
- Zahvaljujući načelu razlučivanja (engl. *separation principle*), rezultati optimiranja vrijede i u slučaju primjene estimatora stanja punog reda.
- Razmatraju se i sljedeći praktični aspekti sinteze regulacijskog sustava:
    - utjecaj izbora vremena uzorkovanja na stabilnost i kvalitetu vladanja sustava
    - izvedba funkcije „anti windup“

Struktura regulacijskog kruga



Sl. 4.1.

- Struktura digitalnog regulacijskog kruga brzine vrtnje s regulatorom stanja punog reda opisana je blokovskom shemom na slici 4.1.a).
- Diskretni regulacijski krug sa slike 4.1.a) nadomješta se u svrhu kvazikontinuirane sinteze s pojednostavljenim kontinuiranim regulacijskim krugom prikazanim na slici 4.1.b).
- Pritom se serijski spoj idealnog impulsnog elementa i ekstrapolatora nultog reda $G_E(s)$, te digitalni mjerni član brzine vrtnje $G_{m\omega}(z)$ nadomješta kontinuiranim PT_1 članom

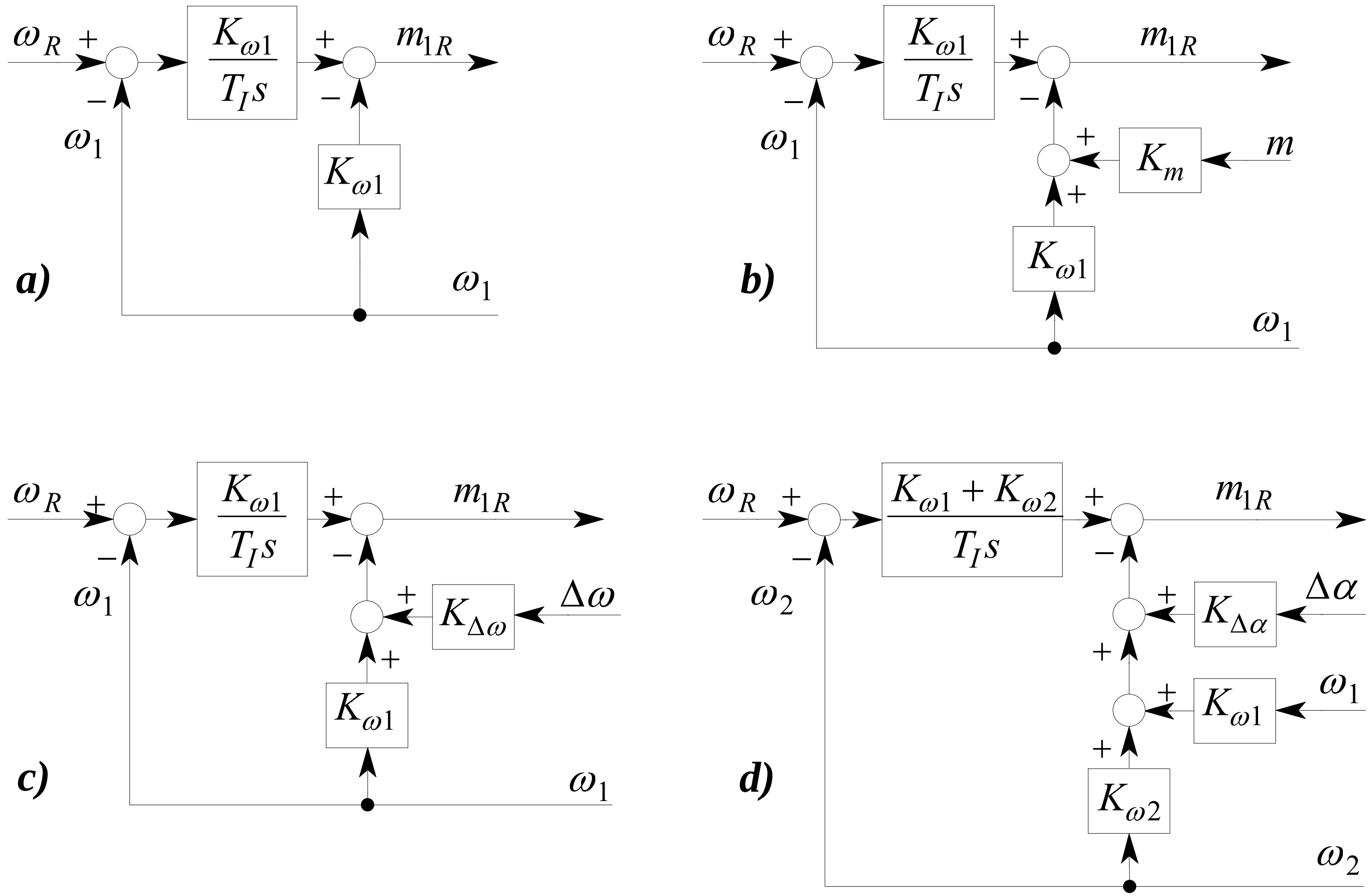
$$\boxed{G_\Sigma(s) = \frac{1}{1 + T_\Sigma s}} \qquad (4\text{-}1)$$

s vremenskom konstantom:

$$\boxed{T_\Sigma = \frac{T}{2} + T_{ei} + \frac{T}{2} = T_{ei} + T}$$

gdje je T_{ei} nadomjesna vremenska konstanta podređenog regulacijskog kruga struje.

Na mjesto regulatora u regulacijskom sustavu (Sl. 4.1) mogu se ugraditi različiti tipovi regulatora prikazani nadomjesnim kontinuiranim shemama:



a) *PI*, ***b)*** *PIm*, ***c)*** *PI$\Delta\omega$*, ***d)*** *regulator stanja punog reda.*

Sl. 4.2.

4.1.1. Optimiranje regulacijskog kruga

- Prijenosna funkcija zatvorenog regulacijskog kruga (prema Sl.4.1.b i Sl.4.2):

$$G_{cl}(s)=\frac{\omega_2(s)}{\omega_R(s)}=\frac{B(s)}{A(s)}=\frac{2\zeta_2\Omega_{02}^{-1}s+1}{a_5s^5+a_4s^4+a_3s^3+a_2s^2+a_1s+1} \qquad (4\text{-}2)$$

- Izrazi za koeficijente a_2 i a_3 karakterističnog polinoma $A(s)$ dani su u tablici:

Regulator	Koeficijenti a_2 i a_3 karakterističnog polinoma $A(s)$
PI	$a_2=K_{\omega 1}^{-1}T_I T_{M\Sigma}+2\zeta_2 T_I\Omega_{02}^{-1}+\Omega_{02}^{-2}$ $a_3=K_{\omega 1}^{-1}T_I T_{M\Sigma}(T_\Sigma+2\zeta\Omega_0^{-1})+T_I\Omega_{02}^{-2}$
PIm	$a_2=K_{\omega 1}^{-1}T_I T_{M\Sigma}+K_{\omega 1}^{-1}K_m T_I T_{M2}+2\zeta_2 T_I\Omega_{02}^{-1}+\Omega_{02}^{-2}$ $a_3=K_{\omega 1}^{-1}T_I T_{M\Sigma}(T_\Sigma+2\zeta\Omega_0^{-1})+K_{\omega 1}^{-1}K_m T_I T_{M2}2\zeta_2\Omega_{02}^{-1}+T_I\Omega_{02}^{-2}$
PIΔω	$a_2=K_{\omega 1}^{-1}T_I T_{M\Sigma}+2\zeta_2 T_I\Omega_{02}^{-1}+\Omega_{02}^{-2}$ $a_3=K_{\omega 1}^{-1}T_I T_{M\Sigma}(T_\Sigma+2\zeta\Omega_0^{-1})+K_{\omega 1}^{-1}K_{\Delta\omega}T_I\Omega_{02}^{-2}+T_I\Omega_{02}^{-2}$
Regulator stanja	$a_2=(K_{\omega 1}+K_{\omega 2})^{-1}T_I T_{M\Sigma}+2\zeta_2 T_I\Omega_{02}^{-1}+(K_{\omega 1}+K_{\omega 2})^{-1}K_{\Delta\alpha}T_I T_B^{-1}\Omega_{02}^{-2}$ $a_3=(K_{\omega 1}+K_{\omega 2})^{-1}T_I T_{M\Sigma}(T_\Sigma+2\zeta\Omega_0^{-1})+(K_{\omega 1}+K_{\omega 2})^{-1}K_{\omega 1}T_I\Omega_{02}^{-2}$

Tab. 4.1.

dok za ostale koeficijente a_1, a_4 i a_5 vrijede sljedeći izrazi neovisni o tipu regulatora:

$$\boxed{a_1 = T_I + 2\zeta_2 \Omega_{02}^{-1}} \tag{4-3}$$

$$\boxed{a_4 = K_r^{-1} T_I T_{M\Sigma} (2\zeta \Omega_0^{-1} T_\Sigma + \Omega_0^{-2})} \tag{4-4}$$

$$\boxed{a_5 = K_r^{-1} T_I T_{M\Sigma} T_\Sigma \Omega_0^{-2}} \tag{4-5}$$

- Pojačanje regulatora K_r određeno kao:

$$\boxed{K_r = \begin{cases} K_{\omega 1}\,, & \text{za PI, } \mathrm{PI_m} \text{ i } \mathrm{PI}_{\Delta\omega} \text{ regulator} \\ K_{\omega 1} + K_{\omega 2}\,, & \text{za regulator stanja punog reda} \end{cases}} \tag{4-6}$$

- Karakteristični polinom u prijenosnoj funkciji zatvorenog kruga, reda $n = 5$, može se zapisati u obliku karakterističnom za optimum dvostrukog odnosa:

$$\boxed{A(s) = D_5 D_4^2 D_3^3 D_2^4 T_e^5 s^5 + D_4 D_3^2 D_2^3 T_e^4 s^4 + D_3 D_2^2 T_e^3 s^3 + D_2 T_e^2 s^2 + T_e s + 1} \qquad (4\text{-}7)$$

- Izjednačenjem nižih (dominantnih) koeficijenata $a_1, \ldots, a_{l+1}$ (l - broj parametara regulatora) prijenosne funkcije zatvorenog kruga (4-2) s odgovarajućim koeficijentima karakterističnog polinoma dvostrukog odnosa dobiju se:
  - izrazi za $l-1$ pojačanja različitih tipova regulatora,
  - jednadžbe za računanje nadomjesne vremenske konstante zatvorenog regulacijskog kruga T_e (Tab. 4.3.),
  - zajednički izraz za integralnu vremensku konstantu T_I svih regulatora (prema (4-3) i (4-7)):

$$\boxed{T_I = T_e - 2\zeta_2 \Omega_{02}^{-1}} \qquad (4\text{-}8)$$

- Optimalni parametri regulatora računaju se uvrštenjem optimalnog iznosa 0,5 dominantnih karakterističnih odnosa

$$\boxed{D_2 = \ldots = D_{l+1} = 0{,}5}$$

- Neovisno o tipu regulatora dobiju se sljedeći izrazi za nedominantne karakteristične odnose:

$$\boxed{D_4 = \frac{1}{K_r}\frac{T_{M\Sigma}T_I(1+2\zeta T_\Sigma \Omega_0)}{D_3^2 D_2^3 T_e^4 \Omega_0^2}} \qquad (4\text{-}9)$$

$$\boxed{D_5 = \frac{1}{K_r}\frac{T_{M\Sigma}T_\Sigma T_I}{D_4^2 D_3^3 D_2^4 T_e^5 \Omega_0^2} = K_r \frac{D_3 D_2^2 T_e^3 T_\Sigma \Omega_0^2}{T_{M\Sigma}T_I(1+2\zeta T_\Sigma \Omega_0)^2}} \qquad (4\text{-}10)$$

- Veza između nadomjesnih vremenskih konstanti T_e i T_Σ dana je kao (slijedi iz (4-9) i (4-10)):

$$\boxed{T_e = \frac{T_\Sigma}{D_5 D_4 D_3 D_2 (1+2\zeta T_\Sigma \Omega_0)}} \qquad (4\text{-}11)$$

- Izrazi za pojačanja PI i PIm regulatora:

PI:

$$K_{\omega}=\frac{T_I T_{M\Sigma}\Omega_{02}^2}{D_2 T_e^2\Omega_{02}^2-2\zeta_2(T_e\Omega_{02}-2\zeta_2)-1}$$

PIm:

$$K_{\omega}=\frac{T_I T_{M\Sigma}(1+2\zeta T_{\Sigma}\Omega_0)}{D_4 D_3^2 D_2^3 T_e^4\Omega_0^2}$$

$$K_m=\frac{D_2 T_e^2\Omega_{02}^2-K_{\omega 1}^{-1}T_{M\Sigma}T_I\Omega_{02}^2-2\zeta_2(T_e\Omega_{02}-2\zeta_2)-1}{K_{\omega 1}^{-1}T_{M2}T_I\Omega_{02}^2}$$

- Izrazi za pojačanja PIΔω regulatora i regulatora stanja punog reda:

PIΔω:

$$K_{\omega} = \frac{T_I T_{M\Sigma}\Omega_{02}^2}{D_2 T_e^2 \Omega_{02}^2 - 2\zeta_2 (T_e \Omega_{02} - 2\zeta_2) - 1}$$

$$K_{\Delta\omega} = \frac{D_3 D_2^2 T_e^3 \Omega_0 \Omega_{02}^3 - K_{\omega 1}^{-1} T_{M\Sigma} T_I \Omega_{02}^3 (T_\Sigma \Omega_0 + 2\zeta) - \Omega_0 (T_e \Omega_{02} - 2\zeta_2)}{K_{\omega 1}^{-1} T_I \Omega_0 \Omega_{02}}$$

Regulator stanja punog reda:

$$K_{\omega 1} = \frac{T_{M\Sigma}\Omega_{02}^2}{\Omega_0}\left(\frac{1 + 2\zeta T_\Sigma \Omega_0}{D_4 D_3 D_2 T_e \Omega_0} - T_\Sigma \Omega_0 - 2\zeta\right)$$

$$K_{\omega 2} = \frac{T_I T_{M\Sigma}(1 + 2\zeta T_\Sigma \Omega_0)}{D_4 D_3^2 D_2^3 T_e^4 \Omega_0^2} - K_{\omega 1}$$

$$K_{\Delta\alpha} = \frac{D_2 T_e^2 \Omega_{02}^2 - (K_{\omega 1} + K_{\omega 2})^{-1} T_{M\Sigma} T_I \Omega_{02}^2 - 2\zeta_2 (T_e \Omega_{02} - 2\zeta_2)}{(K_{\omega 1} + K_{\omega 2})^{-1} T_B^{-1} T_I}$$

- Jednadžbe za računanje nadomjesne vremenske konstante T_e zatvorenog regulacijskog kruga brzine vrtnje uz primjenu PI regulatora i različitih tipova regulatora stanja:

PI	$D_3 D_2^2 \Omega_0 \Omega_{02}^3 T_e^3 - D_2 (T_\Sigma \Omega_0 + 2\zeta)\Omega_{02}^3 T_e^2 - \left[\Omega_0 \Omega_{02} - 2\zeta_2 (2\varsigma + T_\Sigma \Omega_0)\Omega_{02}^2\right] T_e - -(4\zeta^2 - 1)(T_\Sigma \Omega_0 + 2\zeta)\Omega_{02} + 2\zeta_2 \Omega_0 = 0$
PIm	$D_4 D_3^2 D_2^3 \Omega_0 \Omega_{02}^2 (T_\Sigma \Omega_0 \Omega_{02} + 2\zeta\Omega_{02} - 2\zeta_2 \Omega_0)(1 + 2\zeta T_\Sigma \Omega_0)^{-1} T_e^4 - D_3 D_2^2 \Omega_{02}^3 T_e^3 + 2 D_2 \zeta_2 \Omega_{02}^2 T_e^2 + +(1 - 4\zeta_2^2)\Omega_{02} T_e + 4\zeta_2 (2\zeta_2^2 - 1) = 0$
PIΔω	$D_4 D_3^2 D_2^3 \Omega_0^2 \Omega_{02}^2 (1 + 2\zeta T_\Sigma \Omega_0)^{-1} T_e^4 - D_2 \Omega_{02}^2 T_e^2 + 2\zeta_2 \Omega_{02} T_e + 1 - 4\zeta_2^2 = 0$
Reg. stanja	$T_e = \dfrac{T_\Sigma}{D_5 D_4 D_3 D_2 (1 + 2\zeta T_\Sigma \Omega_0)}$

Tab. 4.2.

- Postupak optimiranja regulacijskog kruga brzine vrtnje razrađuje se nadalje pojedinačno za svaki tip regulatora.

- Postupak se pojednostavljuje polazeći od realne pretpostavke, prema kojoj se zanemaruju relativni koeficijenti prigušenja mehaničkog sustava ζ, ζ_1 i ζ_2.

PI regulator

- Uz $\zeta=\zeta_1=\zeta_2=0$ te uvrštenjem optimalnog iznosa dominantnih karakterističnih odnosa $D_2 = D_3 = 0{,}5$, izraz za računanje nadomjesne vremenske konstante T_e (Tab. 4.3.) prelazi u:

$$\boxed{P(T_e) = T_e^3 - 4T_\Sigma T_e^2 - 8\Omega_{02}^{-2}T_e + 8\Omega_{02}^{-2}T_\Sigma = 0} \qquad (4\text{-}12)$$

- Pokazuje se da je jedno od rješenja kubne jednadžbe približno jednako T_Σ, što je nerealno mala vrijednost nadomjesne vremenske konstante T_e.
- Stoga se polinom $P(T_e)$ dijeli s $T_e - T_\Sigma$, što daje kvadratnu jednadžbu:

$$\boxed{P(T_e)/(T_e - T_\Sigma) \approx T_e^2 - 3T_\Sigma T_e - (3T_\Sigma^2 + 8\Omega_{02}^{-2}) = 0} \qquad (4\text{-}13)$$

sa sljedećim fizikalno prihvatljivim rješenjem:

$$\boxed{T_e \approx \frac{3}{2}T_\Sigma + \sqrt{\frac{21}{4}T_\Sigma^2 + 8\Omega_{02}^{-2}}} \qquad (4\text{-}14)$$

- Nadomjesna vremenska konstanta T_e, određena prema (4-14), mijenja se u funkciji parametara procesa T_Σ i Ω_{02} između sljedeće dvije krajnje vrijednosti:

- "meka veza", $T_\Sigma \Omega_{02} < r_{EM} = T_\Sigma \Omega_0 << 1$:

$$\boxed{T_e = \frac{2\sqrt{2}}{\Omega_{02}} = \frac{2\sqrt{2}\sqrt{1+r_M}}{\Omega_0}} \qquad (4\text{-}15)$$

- "kruta veza", $T_\Sigma \Omega_{02} >> 1$, $r_{EM} >> 1$:

$$\boxed{T_e = 3{,}8 T_\Sigma \approx 4 T_\Sigma} \qquad (4\text{-}16)$$

- U slučaju "meke veze" vrijeme odziva ovisi samo o vlastitoj frekvenciji tereta Ω_{02}, tj. raste s povećanjem odnosa inercija r_M.
- U slučaju "krute veze" dobije se rezultat u skladu sa simetričnim optimumom, kao specijalnim slučajem optimuma dvostrukog odnosa.

- Među dva pogona s jednakom nadomjesnom vremenskom konstantom procesa $T_{\Sigma} = T_{ei} + T$ brži odziv (manji T_e) ima pogon s krućim prijenosnim mehanizmom, tj. s većom vlastitom frekvencijom mehaničkog sustava Ω_0.

PIm regulator

- Uz $\zeta = \zeta_1 = \zeta_2 = 0$ i uvrštenjem optimalnog iznosa dominantnih karakterističnih odnosa $D_2 = D_3 = 0{,}5$, jednadžba za računanje nadomjesne vremenske konstante T_e (Tab. 4.3.) prelazi u:

$$\boxed{\frac{1}{32} D_4 \Omega_0^2 \Omega_{02}^2 T_\Sigma T_e^3 - \frac{1}{8} \Omega_{02}^2 T_e^2 + 1 = 0} \qquad (4\text{-}17)$$

- Analiza kubne jednadžbe pokazuje da je jedno od rješenja uvijek negativno, dok je među ostala dva rješenja fizikalno prihvatljivo ono nižeg iznosa:

$$\boxed{T_e = 2\rho \cos\left(\frac{\varphi + \pi}{3}\right) + \rho} \qquad (4\text{-}18)$$

gdje je:

$$\boxed{\varphi = \arccos\left(\frac{27 D_4^2 T_\Sigma^2 \Omega_0^4}{4\Omega_{02}^2} - 1\right)} \tag{4-19}$$

$$\boxed{\rho = \frac{4}{3 D_4 T_\Sigma \Omega_0^2}} \tag{4-20}$$

PIΔω regulator

- Uz $\zeta=\zeta_1=\zeta_2=0$ i uvrštenjem optimalnog iznosa dominantnih karakterističnih odnosa $D_2 = D_3 = 0{,}5$, jednadžba za računanje nadomjesne vremenske konstante T_e (Tab. 4.3.), prelazi u:

$$\boxed{\frac{1}{32} D_4 \Omega_0^2 \Omega_{02}^2 T_e^4 - \frac{1}{2}\Omega_{02}^2 T_e^2 + 1 = 0} \qquad (4\text{-}21)$$

- Fizikalno prihvatljivo (realno) rješenje bikvadratne jednadžbe (4-23) je:

$$\boxed{T_e = \sqrt{\frac{1+\sqrt{1-0{,}5 D_4 (1+r_M)}}{1/8 \cdot D_4 \Omega_0^2}}} \qquad (4\text{-}22)$$

Regulator stanja punog reda

- Uvrštenjem optimalnog iznosa dominantnih karakterističnih odnosa $D_2 = D_3 = 0{,}5$, izraz za nadomjesnu vremensku konstantu T_e, prelazi u:

$$\boxed{T_e = \frac{4T_\Sigma}{D_5 D_4 (1 + 2\zeta T_\Sigma \Omega_0)}} \qquad (4\text{-}23)$$

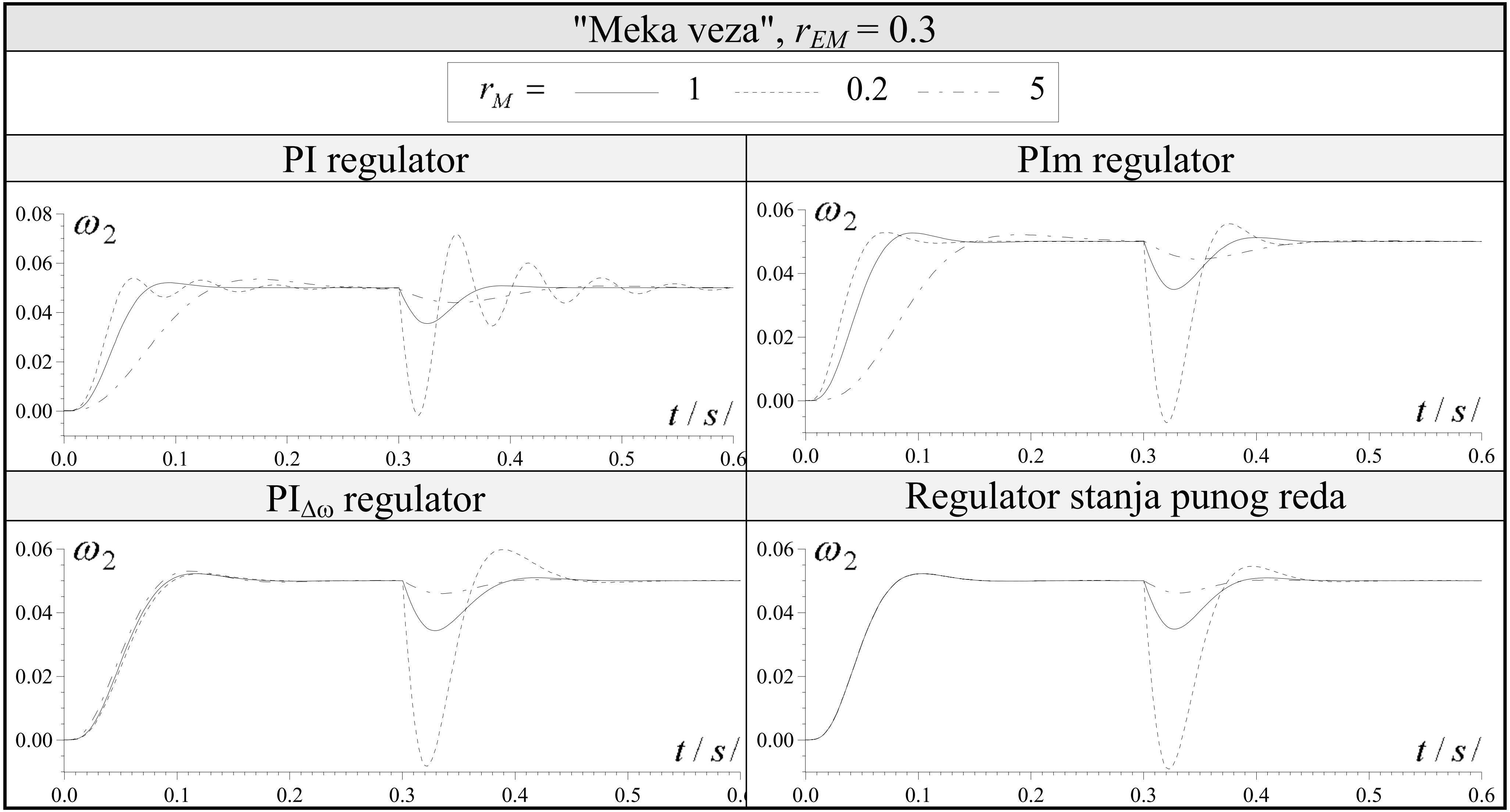
- Budući da regulator ima 4 slobodna parametra, osim dominantnih karakterističnih odnosa D_2 i D_3 mogu se i nedominantni odnosi D_4 i D_5 postaviti na proizvoljne iznose.
- Uz optimalan izbor nedominantnih karakterističnih odnosa $D_4 = D_5 = 0{,}5$ i uz zanemarenje relativnog koeficijenta prigušenja dobije se:

$$\boxed{T_e = 16 T_\Sigma} \qquad (4\text{-}24)$$

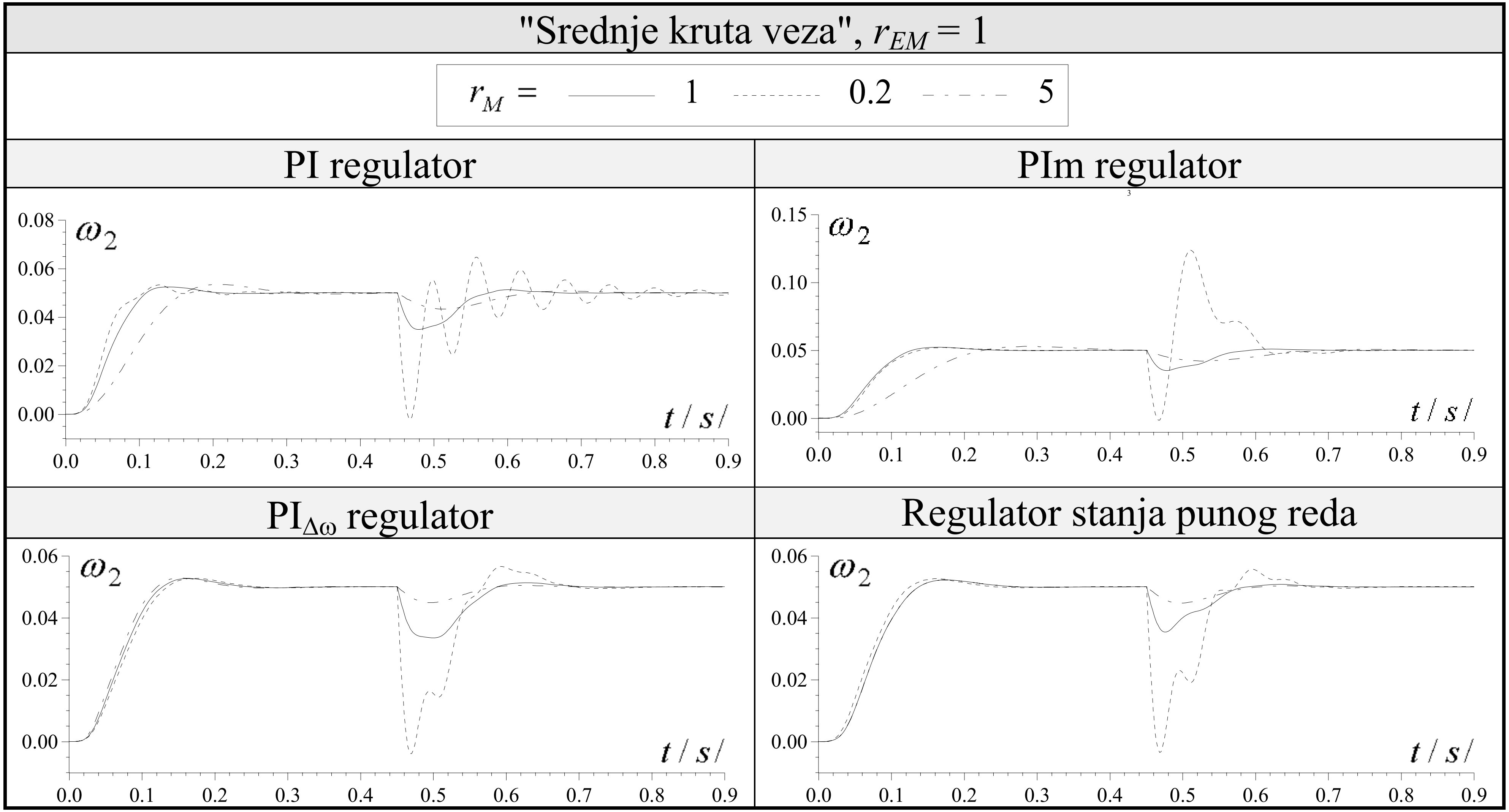
- Nadomjesna vremenska konstanta $T_e \neq f(\Omega_0)$

Rezultati simulacije

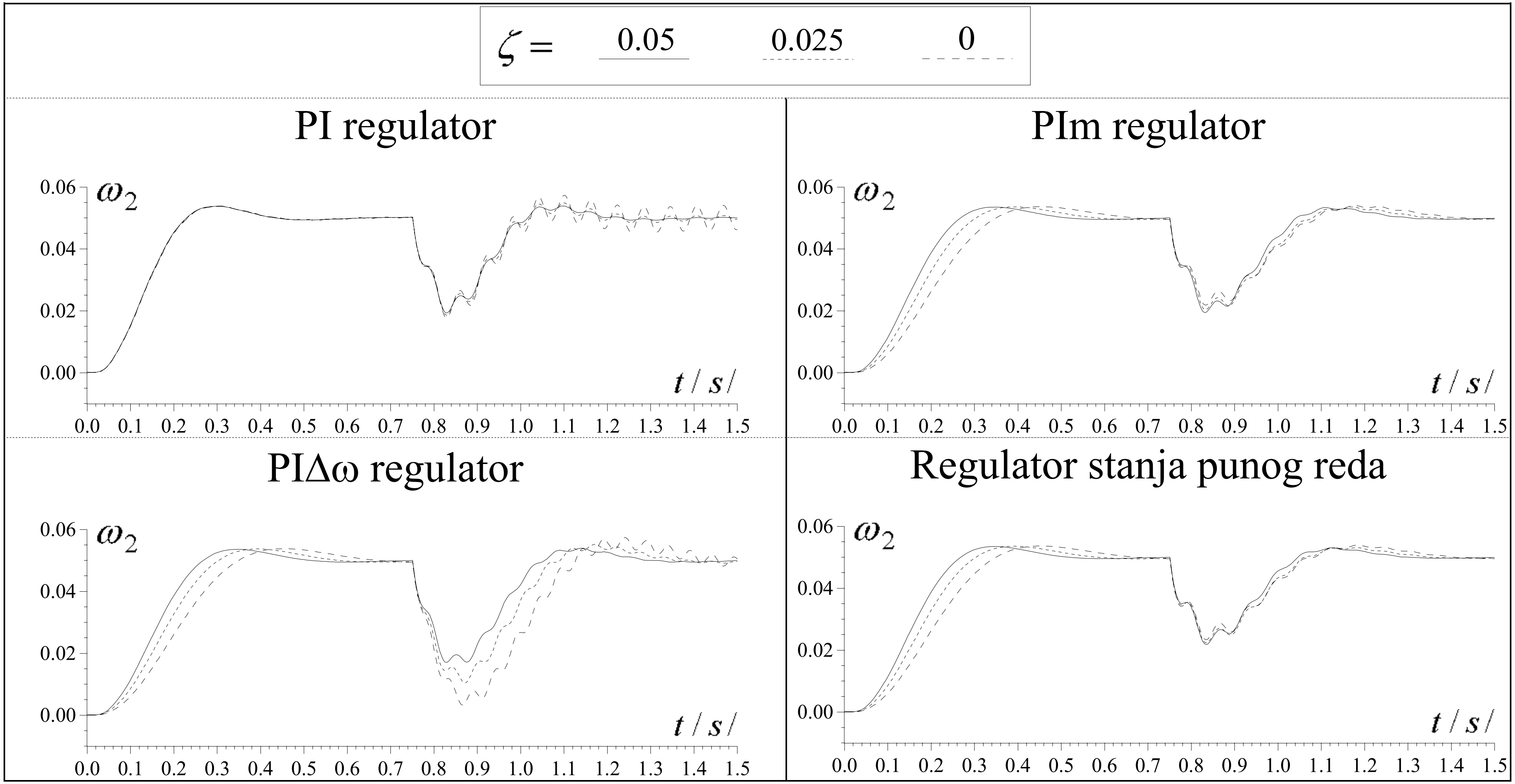
- Vladanje optimiranog regulacijskog kruga brzine vrtnje ispituje se simulacijom na računalu.
- Ispitni signali su skokovita promjena referentne veličine ω_R i skokovita promjena poremećajne veličine - momenta tereta m_2 (udarno opterećenje).
- Vrijeme uzorkovanja T postavlja se na $T = 1/(5\Omega_0) = 2$ ms.
- Uz tako nizak iznos vremena uzorkovanja zanemarive su razlike u vladanju stvarnog diskretnog i optimiranog nadomjesnog kontinuiranog regulacijskog kruga.
- Prikazuju se usporedni odzivi za različite tipove regulatora.


"Meka veza", $r_{EM} = 0.3$
r_M = 1 0.2 5
PI regulator
PIm regulator
$\mathrm{PI}_{\Delta\omega}$ regulator
Regulator stanja punog reda
ω_2
t / s /
0.08
0.06
0.04
0.02
0.00
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6

Sl. 4.3.


"Srednje kruta veza", $r_{EM} = 1$
$r_M =$ 1 0.2 5
PI regulator
PIm regulator
$\mathrm{PI}_{\Delta\omega}$ regulator
Regulator stanja punog reda
ω_2
t / s /
0.00
0.02
0.04
0.06
0.08
0.05
0.10
0.15
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9

Sl. 4.4.



Sl. 4.5. Usporedni odzivi optimiranog regulacijskog kruga brzine vrtnje s PI regulatorom i različitim tipovima regulatora stanja za slučaj "krute veze" ($r_{EM} = 3$) i različite iznose relativnog koeficijenta prigušenja mehaničkog sustava ζ ($r_M = 1$).

PI regulator

- U slučaju "meke veze", PI regulator osigurava povoljan, dobro prigušen odziv regulacijskog kruga samo za odnose inercija $r_M \geq 1$.
- Vrijeme odziva raste, a propad brzine vrtnje uslijed udarnog opterećenja pada s povećanjem odnosa inercija r_M.
- Kvalitativno slično vladanje regulacijskog kruga dobije se i za slučaj "srednje krute veze" - relativno male oscilacije odziva uočljive i uz odnos inercija $r_M = 1$.
- Oscilacije su izraženije u odzivu na udarno opterećenje.
- Ovaj se učinak javlja kao posljedica derivacijskog djelovanja nula prijenosne funkcije s obzirom na moment tereta.
- Oscilacije odziva na udarno opterećenje pojavljuju se i kod pogona s "krutom vezom".
- Amplituda ovih oscilacija veća je i prigušenje slabije uz niže iznose relativnog koeficijenta prigušenja mehaničkog sustava ζ.

PIm regulator

- Prednost uvođenja dodatne povratne veze po prijenosnom momentu m dolazi do izražaja kod pogona s malim odnosom inercija $r_M < 1$.
- Tako se u slučaju "meke veze" potpuno prigušuju oscilacije odziva karakteristične za regulacijski krug s PI regulatorom.
- Kod "srednje-krute veze" dolazi do značajnog prigušenja oscilacija odziva u odnosu na sustav s PI regulatorom.
- No, pritom se javlja negativni učinak velikog prebačaja brzine vrtnje tereta ω_2 u odzivu na udarno opterećenje.
- Bolje prigušenje visokofrekvencijskih oscilacija odziva na udarno opterećenje pogona s "krutom vezom".
- Uz $\zeta \approx 0$ usporava se odziv regulacijskog kruga s PIm regulatorom – izbjegnute su oscilacije karakteristične za PI regulator.

PIΔω regulator

- PIΔω regulator ima nekoliko bitnih prednosti u odnosu na PIm regulator:
    - odziv je dobro prigušen,
    - nema izraženog prebačaja brzine vrtnje u odzivu na udarno opterećenje pogona sa "srednje-krutom vezom",
    - vrijeme odziva pogona s velikim odnosom inercija $r_M >> 1$ je manje.
- Nedostaci PIΔω regulatora su:
    - veći propad brzine vrtnje tereta ω_2 u odzivu na udarno opterećenje pogona s "krutom vezom" i vrlo slabo prigušenim mehaničkim sustavom,
    - sporiji odziv pogona s malim odnosom inercija.

Regulator stanja punog reda

- Usporedni odzivi pokazuju da regulator stanja punog reda objedinjuje sva dobra svojstva regulatora nižeg reda.
- K tome, ovaj regulator postiže brže odzive i bolju kompenzaciju poremećaja za slučaj "izrazito meke veze" uz $D_5 = 0{,}5$.
- Posljedica je izraženo forsiranje referentne veličine momenta motora m_{1R} i povećanjem vršne vrijednosti kuta uvijanja prijenosnog mehanizma $\Delta\alpha \approx m / c$.
- Proizvoljnim smanjenjem karakterističnog odnosa $D_5 = D_{5\min} > \hat{D}_5$ ispod optimalne vrijednosti 0,5 smanjuje se regulacijsko forsiranje pod cijenu usporenja odziva.
- Isto se tako u slučaju "meke veze" povećanjem odnosa $D_5 = D_{5\min} > \hat{D}_5$ iznad optimalne vrijednosti 0,5 može smanjiti vrijeme odziva uz popratno povećanje regulacijskog forsiranja.

4.1.2. Utjecaj izbora vremena uzorkovanja na stabilnost regulacijskog sustava

- U prethodnom razmatranju izabrana je relativno mala vrijednost vremena uzorkovanja.
- S praktičnog je stanovišta važno analizirati do koje se granice može povećavati vrijeme uzorkovanja, a da se značajno ne naruši stabilnost regulacijskog kruga.
- Analiza se provodi za PI regulator i regulator stanja punog reda.

- Izbor vremena uzorkovanja *T* povezan je s recipročnom vrijednošću vlastite frekvencije mehaničkog sustava Ω_0 ($T = \frac{1}{\Omega_0}$, (3-43)).
- Stoga je pogodno uvesti bezdimenzionalni **faktor uzorkovanja**.

$$\boxed{K_s = \Omega_0 T} \tag{4-25}$$

koji će se mijenjati od iznosa 0,2 do 1.

- Povećanjem vremena uzorkovanja raste nadomjesna vremenska konstanta T_Σ, i omjer frekvencija

$$\boxed{r_{EM} = \Omega_0 T_\Sigma = \Omega_0 (T_{ei} + T) = \Omega_0 T_{ei} + K_s} \qquad (4\text{-}26)$$

- Najmanja moguća vrijednost omjera frekvencija r_{EM} dobije se uz $T_{ei} \to 0$:

$$\boxed{r_{EM\,\min} = \Omega_0 T = K_s} \qquad (4\text{-}27)$$

PI regulator

- Prijenosna funkcija zatvorenog diskretnog regulacijskog kruga je

$$G(z)=\frac{\omega_{1m}(z)}{\omega_R(z)}=\frac{B(z)}{A(z)}=\frac{K_{\omega 1}T_I^{-1}TzB_p(z)}{(z-1)A_p(z)+K_{\omega 1}\left[(1+T_I^{-1}T)z-1\right]B_p(z)} \tag{4-28}$$

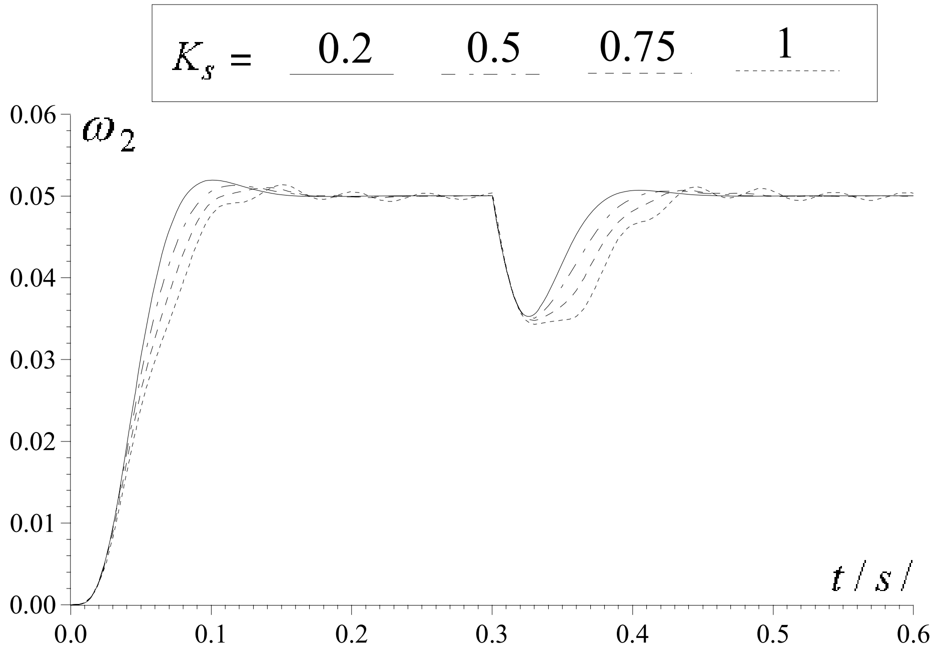
- $A_p(z)$ i $B_p(z)$ su polinomi u nazivniku i brojniku prijenosne funkcije procesa

$$G_p(z)=\frac{\omega_{1m}(z)}{m_{1Rd}(z)}=\frac{B_p(z)}{A_p(z)}=G_{m\omega}(z)\cdot G_E G_{ei} G_{11} G_{\alpha\omega}(z) \tag{4-29}$$

- Zatvoreni diskretni regulacijski krug brzine vrtnje je stabilan ako se svi polovi prijenosne funkcije (4-28) nalaze unutar jedinične kružnice kompleksne *z*-ravnine.
-

Iz prikazanih odziva (Sl.4.6) može se uočiti negativni učinak povećanja vremena (faktora) uzorkovanja:

- Usporenje odziva regulacijskog kruga. Povećanjem faktora uzorkovanja povećava se i odnos frekvencija r_{EM}, odnosno T_{Σ}.



Sl. 4.6. *Odzivi regulacijskog kruga s PI regulatorom (r_M = 1).*

Regulator stanja punog reda

- Prijenosna funkcija diskretnog regulacijskog kruga brzine vrtnje s regulatorom stanja punog reda (Sl. 4.1.d) je:

$$G(z)=\frac{\omega_{2m}(z)}{\omega_R(z)}=\frac{B(z)}{A(z)}=$$

$$\frac{(K_{\omega 1}+K_{\omega 2})T_I^{-1}TzB_{p\omega 2}(z)}{\left[A_p(z)+K_{\omega 1}B_{p\omega 1}(z)+K_{\omega 2}B_{p\omega 2}(z)+K_{\Delta\alpha}B_{p\Delta\alpha}(z)\right](z-1)+(K_{\omega 1}+K_{\omega 2})T_I^{-1}TzB_{p\omega 2}(z)} \tag{4-30}$$

gdje je:

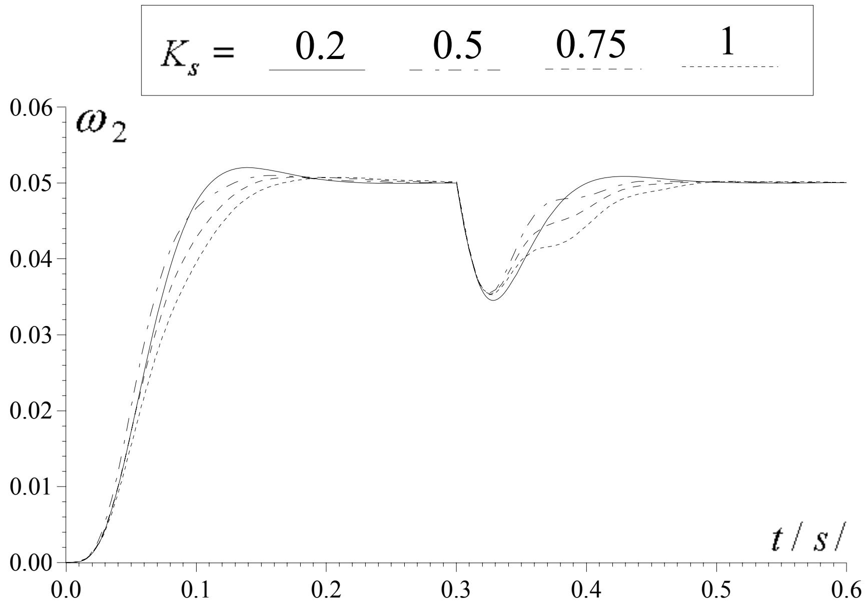
- $A_p(z)$ polinom u nazivniku,
- $B_{p\omega 1}(z)$, $B_{p\omega 2}(z)$ i $B_{p\Delta\alpha}(z)$ polinomi u brojniku sljedećih prijenosnih funkcija:

$$G_{p\omega 1}(z)=\frac{\omega_{1m}(z)}{m_{1Rd}(z)}=\frac{B_{p\omega 1}(z)}{A_p(z)}=G_{m\omega}(z)\cdot G_E G_{ei} G_{11} G_{\alpha\omega}(z) \tag{4-31}$$

$$G_{p\omega 2}(z) = \frac{\omega_{2m}(z)}{m_{1Rd}(z)} = \frac{B_{p\omega 2}(z)}{A_p(z)} = G_{m\omega}(z) \cdot G_E G_{ei} G_{21} G_{\alpha\omega}(z) \tag{4-32}$$

$$G_{p\Delta\alpha}(z) = \frac{\Delta\alpha(z)}{m_{1Rd}(z)} = G_E G_{ei} G_{\Delta\alpha}(z) = \frac{B'_{p\Delta\alpha}(z)}{\dfrac{A_p(z)}{z(z-1)}} = \frac{B_{p\Delta\alpha}(z)}{A_p(z)} \tag{4-33}$$

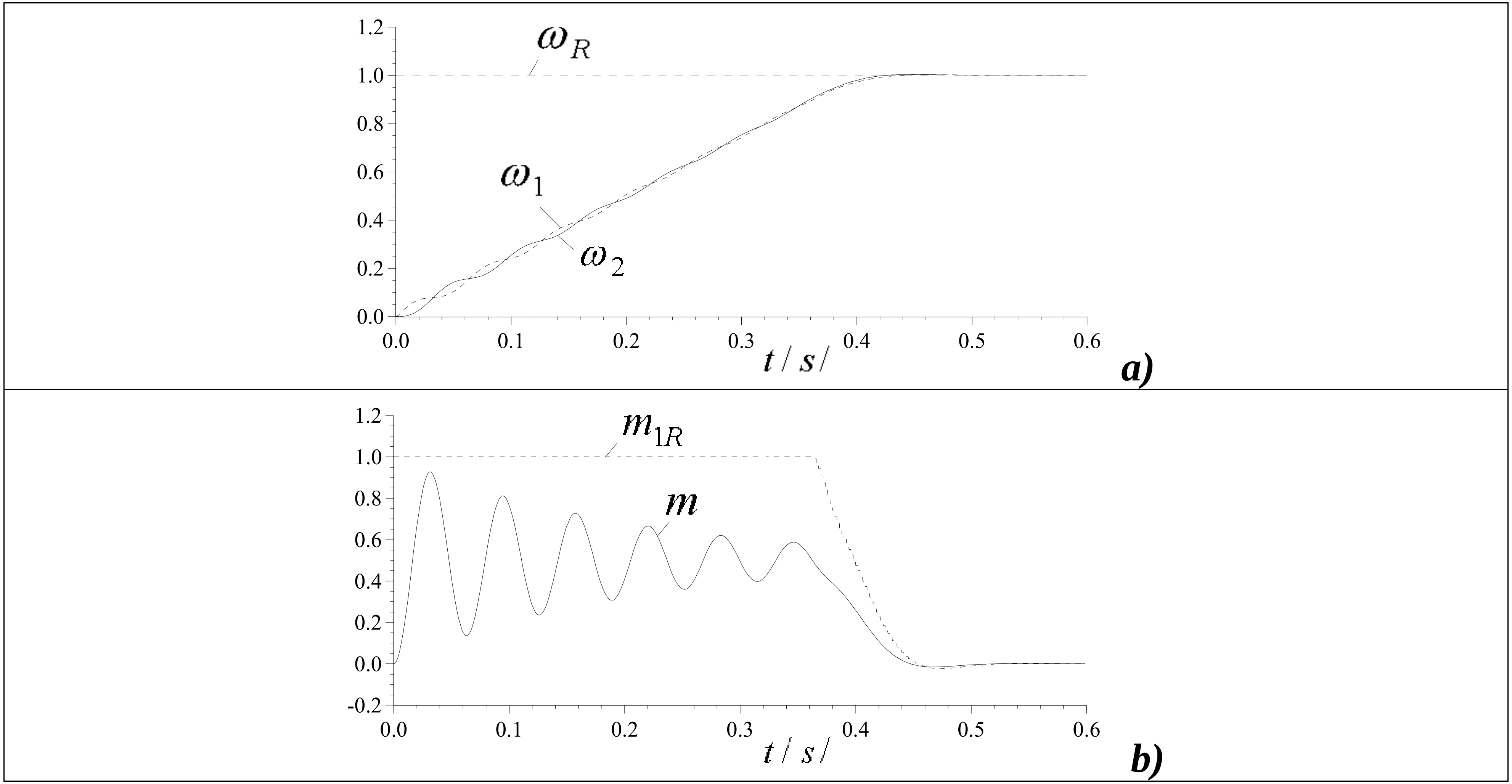
- Numeričko ispitivanje pokazuje da je regulacijski krug brzine vrtnje s regulatorom stanja stabilan za sve iznose faktora uzorkovanja $K_s \leq 1$.
- Izbor vremena uzorkovanja nije kritičan za razliku od sustava s PI regulatorom.



Sl. 4.7. Odzivi regulacijskog kruga s regulatorom stanja punog reda ($r_M = 1$)

4.1.3. Zasićenje regulatora brzine vrtnje

- Kod naglih promjena referentne veličine ω_R regulator brzine vrtnje ulazi u zasićenje, tj. izlazna veličina regulatora poprima granični iznos $M_{1\mathrm{lim}}$.
- Za vrijeme zasićenja regulatora, izlazna vrijednost integralnog člana regulatora bi nekontrolirano rasla.
- To dovodi do zakašnjelog izlaska regulatora iz zasićenja, te vrlo velikog nadvišenja brzine vrtnje (tzv. *windup* učinak).
- Pojava *windup* učinka izbjegava se tako da se istodobno s ograničenjem izlazne veličine regulatora ograniči i izlazna veličina integratora.
- Učinkovitost prikazanog algoritma ilustrira se na primjeru dugog zaleta pogona (Sl. 4.8).
  - regulator izlazi iz zasićenja i odziv se smiruje bez naglašenog nadvišenja i oscilacija brzine vrtnje,
  - za vrijeme zasićenja regulatora, zalet pogona odvija se s konstantnim momentom motora $M_{1\mathrm{lim}}$, regulacijski krug je faktički otvoren, te do izražaja dolazi slabo prigušeni konjugirano – kompleksni par polova.



Sl. 4.8. Odziv dugog zaleta pogona uz primjenu regulatora stanja punog reda s uključenim algoritmom zasićenja integratora ($r_M = 1$; $r_{EM} = 0{,}3$*).*