

8 Syntéza jednorozměrových diskretních regulačních obvodů

Syntézou regulačního obvodu rozumíme návrh struktury regulátoru a jeho parametrů tak, aby byla dosažena požadovaná kvalita regulačního pochodu.

8.1 Malá, střední a velká vzorkovací perioda

Při analýze a syntéze (návrhu regulátoru) diskretních regulačních obvodů vycházíme ze tří přístupů dle velikosti vzorkovací periody.

a) Pro malé vzorkovací periody T

Jak z názvu vyplývá tento přístup je možno uvažovat při malé vzorkovací periodě, převodník bereme jako součást regulátoru.

Malou vzorkovací periodu T můžeme definovat dle vztahů [Balátě, 2003]:

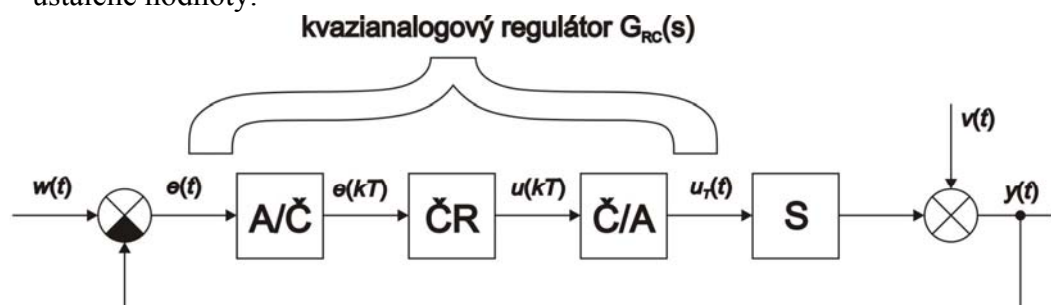
$$T \ll 0,25T_d \quad (8.1)$$

$$T \ll 0,17t_{95} \quad (8.2)$$

kde

T_d – dopravní zpoždění regulované soustavy,

t_{95} – doba, za kterou přechodová charakteristika regulované soustavy dosáhne 95 % ustálené hodnoty.



Obr. 8.1 Blokové schéma regulačního obvodu s kvazianalogovým regulátorem

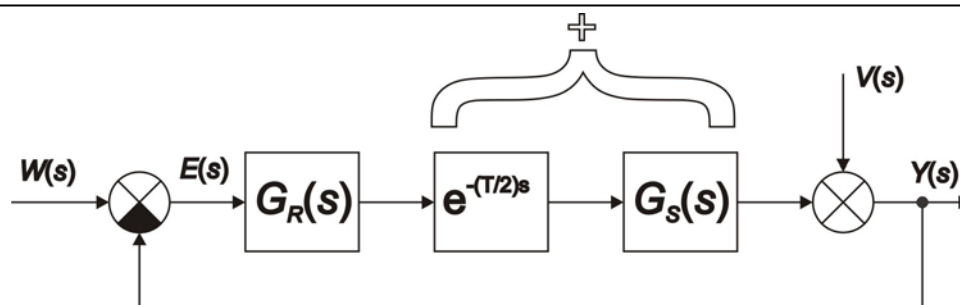
Tento přístup je velice častý a je užívám v 80% případů, kdy diskretní regulační obvod převádíme na spojitý regulační obvod.

Na obr. 1. 2 je vidět, že při malé vzorkovací periodě může být tvarovaná akční veličina $u_T(t)$ nahrazena spojitou akční veličinou $u(t)$, která bude zpožděná o polovinu vzorkovací periody, tzn. $u(t - T/2)$. Toto nahrazení je tedy tím lepší, čím je menší vzorkovací perioda T .

Díky tomuto faktu je možno původní regulační obvod s číslicovým regulátorem na obr. 8. 1 nahradit náhradním blokovým schématem, kdy přenos regulátoru $G_R(s)$ bude obsahovat dopravní zpoždění o velikosti $T/2$, tj.

$$G_{RC}(s) = G_R(s)e^{-\frac{T}{2}s} \quad (8.3)$$

Prakticky se však toto dopravní zpoždění přiřazuje regulované soustavě, viz obr. 8. 2.



Obr. 8. 2 Náhradní blokové schéma regulačního obvodu s číslicovým regulátorem

Jestliže se při analýze nebo syntéze tohoto náhradního regulačního obvodu použije metoda nevhodná pro práci s dopravním zpožděním je možno provést aproximaci (nahrazení přibližnou hodnotou) tohoto dopravního zpoždění dle vztahů

$$e^{-\frac{T}{2}s} \approx \frac{1 - \frac{T}{4}s}{1 + \frac{T}{4}s} \quad (8.4)$$

$$e^{-\frac{T}{2}s} \approx \frac{1}{1 + \frac{T}{2}s} \quad (8.5)$$

Při použití této aproximace je nutné mít na paměti, že se jedná o přibližný přístup.

Příklad 8.1

Navrhněte regulátor pro soustavu danou přenosem $G_s(s) = \frac{2}{5s+1} e^{-6s}$. Regulátor navrhněte nejprve pro vzorkovací periodu $T = 0$ s a poté pro použití s malou vzorkovací periodou $T = 0,5$ s. Syntézu proveďte pomocí metody požadovaného modelu (viz kapitola 8.2). Relativní překmit požadujeme okolo 5 %.

Řešení:

- $T = 0$ s

Nyní navrhne parametry regulátoru pomocí metody požadovaného modelu (tab. 8. 3). Použijeme regulátor typu PI.

$$T_I^* = T_1$$

$$T_I^* = T_1 = 5 \text{ s}$$

Pro překmit 5 % zjistíme parametr $\beta = 1,944$ z tab. 8. 4.

$$a = \frac{1}{\beta T_d} = \frac{1}{1,944 \cdot 6} \doteq 0,086$$

$$k_p = \frac{a T_I}{k_1} = \frac{0,086 \cdot 5}{2} = 0,215$$

- $T = 0,5$ s

Nyní navrhne parametry analogového regulátoru PI pomocí metody požadovaného modelu. Návrh však bude proveden pro malou vzorkovací periodu, tzn. dopravní zpoždění soustavy, zvýšíme o $T/2$. Soustava tedy bude mít tvar

$$G_s(s) = \frac{2}{5s + 1} e^{-6,25s}$$

Nyní vypočteme integrační časovou konstantu.

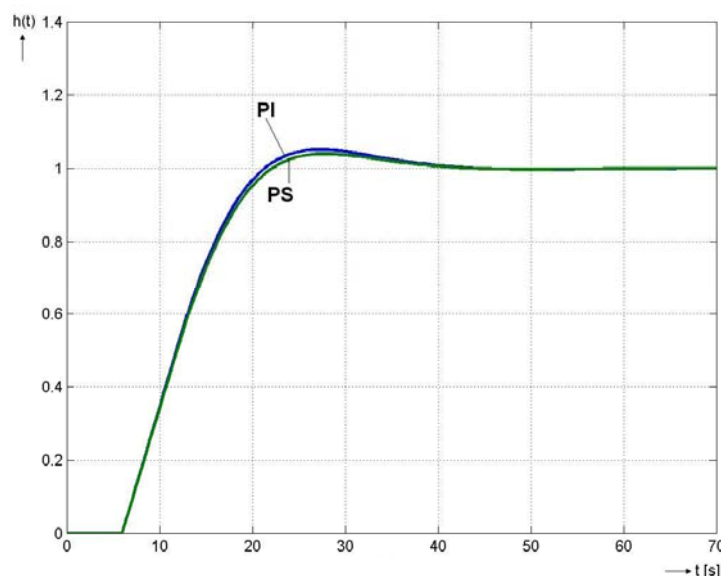
$$T_I^* = T_1$$

$$T_I^* = 5 \text{ s}$$

Pro překmit 5 % opět použijeme parametr $\beta = 1,944$.

$$a = \frac{1}{\beta T_d} = \frac{1}{1,944 \cdot 6,25} \doteq 0,082$$

$$k_p = \frac{a T_I}{k_1} = \frac{0,082 \cdot 5}{2} = 0,205$$



Obr. 8.3 Přechodová charakteristika z příkladu 8.1

Závěr:

Jak je vidět dle obr. 8. 3, že průběh regulace odpovídá požadavkům. Při použití regulátoru PI byl při simulaci určen relativní překmit $\kappa = 5,12 \%$. Při seřizování regulačního obvodu pro použití PS regulátoru jsme stavitelné parametry nastavovali jako pro spojitý PI regulátor, ale soustava měla dopravní zpoždění větší o $T/2$. V regulačním obvodu je poté pro vypočtené hodnoty použit regulátor typu PS. Pokud použijeme regulátor PS je relativní překmit $\kappa = 3,96 \%$.

b) Pro střední vzorkovací periody T

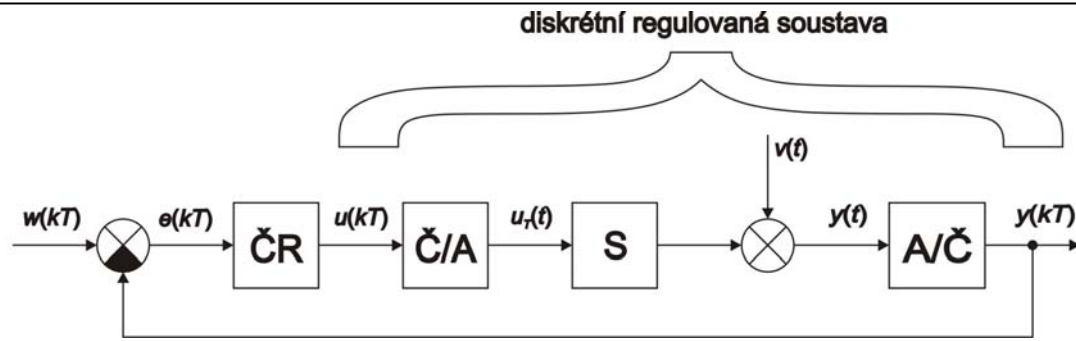
Tento přístup je možno uvažovat při střední vzorkovací periodě, převodníky jsou součástí diskretní regulované soustavy a obvod je tedy považován za diskretní.

Střední vzorkovací periodu T můžeme definovat dle vztahů [Balátě, 2003]:

$$T < 0,25T_d \quad (8.6)$$

$$T < 0,17t_{95} \quad (8.7)$$

V tomto případě využíváme při syntéze Z-transformaci.



Obr. 8. 4 Blokové schéma lineárního diskrétního regulačního obvodu

Pokud chceme provádět analýzu a syntézu takového regulačního obvodu provedeme **diskretizaci přenosu soustavy**. V našem případě mluvíme o přesné diskretizaci, kdy je spojité přenos soustavy $G_S(s)$ převeden na přenos v diskrétním tvaru $G_S(z)$ dle vztahu (při použití vzorkovače a tvarovače 0-tého řádu)

$$G_S(s) \rightarrow G_S(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{G_S(s)}{s} \right\} \Big|_{t=kT} \right\} \quad (8. 8)$$

V případě střední vzorkovací periody se využívají tzv. **transformační vztahy** (8. 9).

$$z = \frac{1 + s \frac{T}{2}}{1 - s \frac{T}{2}}, \text{ resp. } s = \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (8. 9)$$

Diskrétní přenos $G_S(z)$ regulované soustavy transformujeme použitím transformačního vztahu (8. 9) z oblasti komplexní proměnné z do oblasti komplexní proměnné s a získáme náhradní přenos regulované soustavy $G'_S(s)$.

$$G_S(s) \rightarrow G'_S(s) = G_S(z) \Big|_{z = \frac{1+s \frac{T}{2}}{1-s \frac{T}{2}}} \quad (8. 10)$$

Zvolíme typ spojitého regulátoru $G_R(s)$ a dle metod syntézy pro spojitý regulační obvod určíme hodnoty jeho stavitelných parametrů. Získaný přenos regulátoru $G_R(s)$ převedeme dle transformačního vztahu (8. 9) z oblasti komplexní proměnné s do oblasti komplexní proměnné z .

$$G_R(s) \rightarrow G_R(z) = G_R(s) \Big|_{s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}} \quad (8. 11)$$

Příklad 8.2

Pro regulovanou soustavu s přenosem $G_S(s) = \frac{k_1}{T_1 s + 1}$ navrhnete číslicový PI regulátor.

Použijte postup pro seřízení diskrétních regulačních obvodů se střední vzorkovací periodou T .

Řešení:

Nejprve provedeme diskretizaci přenosu zadané soustavy.

$$G_s(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{G_s(s)}{s} \right\} \Big|_{t=kT} \right\}$$

$$G_s(z) = \frac{k_1(1-c)}{z-c}; \quad c = e^{-T/T_1}$$

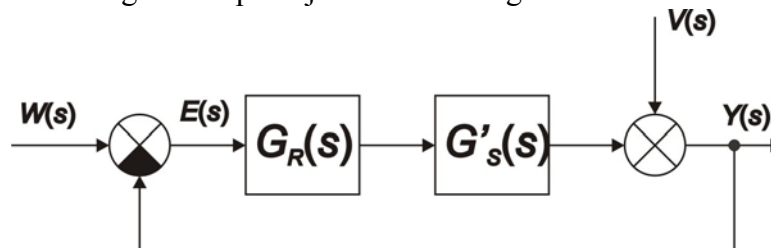
Diskretizovanou soustavu dle pravidel zpětně transformujeme do oblasti komplexní proměnné s na přenos $G'_s(s)$. Použijeme transformaci ve tvaru

$$z = \frac{1 + s \frac{T}{2}}{1 - s \frac{T}{2}}$$

Po úpravě tedy dostaneme transformovaný přenos regulované soustavy ve tvaru

$$G'_s(s) = G_s(z) \Big|_{\substack{z = \frac{1 + s \frac{T}{2}}{1 - s \frac{T}{2}}}} = \frac{k_1 \left(1 - \frac{T}{2} s \right)}{\frac{1+c}{1-c} \cdot \frac{T}{2} s + 1}; \quad c = e^{-T/T_1}$$

Pro návrh a seřízení regulátoru použijeme schéma regulačního obvodu na obr. 8. 5.



Obr. 8. 5 Schéma spojitého regulačního obvodu s analogovým regulátorem pro transformovanou regulovanou soustavu

Transformovaný přenos regulované soustavy $G'_s(s)$ uvažuje již v sobě číslicově analogový převodník (tj. vzorkovač a tvarovač nultého řádu).

V souladu s obr. 8. 5 je přenos otevřeného regulačního obvodu dán vztahem [přenos PI regulátoru je $G_R(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$]

$$G'_o(s) = G_R(s) \cdot G'_s(s) = \frac{k_p k_1 (T_I s + 1) \left(1 - \frac{T}{2} s \right)}{T_I s \left(\frac{1+c}{1-c} \cdot \frac{T}{2} s + 1 \right)}$$

Pro výpočet parametrů regulátoru PI použijeme metodu optimálního modulu. Nejdříve provedeme kompenzaci časových konstant, tj.

$$T_I^* = \frac{1+c}{1-c} \cdot \frac{T}{2}$$

Přenos otevřeného regulačního obvodu potom bude

$$G'_o(s) = \frac{k_p k_1 \left(1 - \frac{T}{2}s\right)}{\frac{1+c}{1-c} \cdot \frac{T}{2}s}$$

Přenos řízení po úpravě je

$$G'_{wy}(s) = \frac{G'_o(s)}{1 + G'_o(s)} = \frac{-\frac{T}{2}k_p k_1 s + k_p k_1}{\left(\frac{1+c}{1-c} \cdot \frac{T}{2} - \frac{T}{2}k_p k_1\right)s + k_p k_1}$$

kde

$$a_0 = b_0 = k_p k_1 \Rightarrow q = 1$$

$$a_1 = \frac{1+c}{1-c} \cdot \frac{T}{2} - \frac{T}{2}k_p k_1 \quad A_1 = a_1^2$$

$$b_1 = -\frac{T}{2}k_p k_1 \quad B_1 = b_1^2$$

Protože $q = 1$ u metody optimálního modulu vycházíme z rovnic

$$A_1 = B_1 \Rightarrow \left(\frac{1+c}{1-c} \cdot \frac{T}{2} - \frac{T}{2}k_p k_1\right)^2 = \frac{T^2}{4}k_p^2 k_1^2$$

$$\left(\frac{1+c}{1-c}\right)^2 \cdot \frac{T^2}{4} - \frac{T^2}{2} \frac{1+c}{1-c} k_p k_1 + \frac{T^2}{4}k_p^2 k_1^2 = \frac{T^2}{4}k_p^2 k_1^2$$

Po úpravě je hodnota zesílení regulátoru

$$k_p^* = \frac{1}{2k_1} \cdot \frac{1+c}{1-c}$$

Dopočtené parametry k_p^* , T_l^* dosadíme přímo do přenosu číslicového PI regulátoru daného vztahem

$$G_R(z) = k_p^* \left(1 + \frac{T}{T_l^*} \cdot \frac{z}{z-1}\right)$$

Závěr:

Na obr. 8. 6 je průběh výstupní veličiny $y(t)$, jako odezva na jednotkový skok žádané veličiny. Byly uvažovány tyto hodnoty konstant:

$$k_1 = 2,$$

$$T_1 = 5 \text{ s},$$

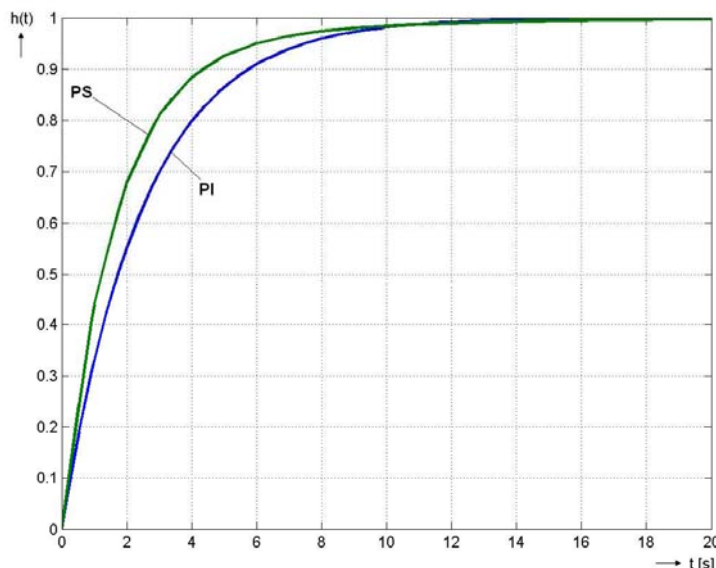
$$T = 1 \text{ s},$$

$$c = e^{-T/T_1} \doteq 0,819,$$

$$T_l^* = \frac{1+c}{1-c} \cdot \frac{T}{2} \doteq 5,025 \text{ s}$$

$$k_p^* = \frac{1}{2k_1} \cdot \frac{1+c}{1-c} \doteq 1,01$$

Pro srovnání je uveden průběh výstupní veličiny při použití analogového regulátoru PI s parametry $k_p^* = 1$, $T_l^* = 5 \text{ s}$. Z průběhu vyplývá, že oba regulační obvody jsou stabilní.



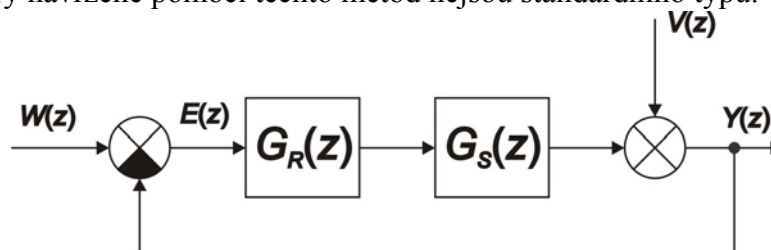
Obr. 8. 6 Průběhy výstupních veličin z příkladu 8.2

c) Pro velké vzorkovací periody T

Za velkou vzorkovací periodou T považujeme takovou periodu T , která nevyhovuje podmínkám (8. 1), (8. 2), (8. 6) a (8. 7).

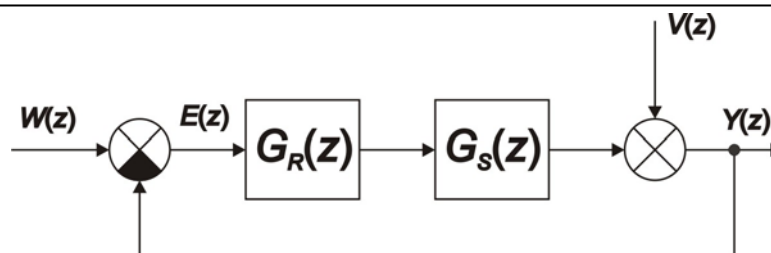
V tomto případě, na rozdíl od předchozích přibližných metod analýzy a syntézy diskretních regulačních obvodů získáme přesné výsledky v okamžicích vzorkování [Balátě, 2003]. Návrhy u diskretního regulačního obvodu se provádí pouze v oblasti komplexní proměnné z , tzn. provedeme diskretizaci soustavy a pracujeme v oblasti komplexní proměnné z . Dále je nutno podotknout, že při zvyšování vzorkovací periody dochází ve větší míře k destabilizaci diskretního regulačního obvodu.

V kapitole 8.4 jsou uvedeny metody (návrh číslicových regulátorů přímou syntézou na konečný počet kroků a Dahlinův regulátor), které jsou vhodné pro libovolnou vzorkovací periodu T , ale z výše uvedených důvodů je lepší dodržet vztahy (8. 6) a (8. 7) pro její volbu. Regulační obvody navržené pomocí těchto metod nejsou standardního typu.


 Obr. 8. 7 Jednorozměrový diskretní lineární regulační obvod pro velkou vzorkovací periodu T

8.2 Metoda požadovaného modelu

Metodou požadovaného modelu (dříve metoda inverze dynamiky) je možné provádět syntézu lineárních regulačních obvodů i s dominantním dopravním zpožděním [Vítečková, 2000]. Seřízení regulátoru touto metodou zaručuje nulovou trvalou regulační odchylku způsobenou skokovou změnou polohy žádané hodnoty w (tudíž také poruchy v působící na výstupu regulované soustavy), což odpovídá blokovému schématu regulačního obvodu podle obr. 8. 8 [Vítečková, 1998].



Obr. 8. 8 Regulační obvod s číslicovým regulátorem a diskretizovanou soustavou

V případě této metody předpokládáme použití konvenčních regulátorů jak pro spojitou, tak i pro diskretní regulaci, viz kapitola 3.1, tab. 8. 1.

Tab. 8. 1 Přenosy konvenčních typů regulátorů

Typ regulátoru	Analogový regulátor (přenos)	Číslicový regulátor (přenos)
P	k_p	k_p
I (S)	$\frac{1}{T_I s}$	$\frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1}$
PI (PS)	$k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s}\right)$	$k_p \left(1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1}\right)$
PD	$k_p (1 + T_D s)$	$k_p \left(1 + \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z}\right)$
PID (PSD)	$k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right)$	$k_p \left(1 + \frac{T}{T_I} \frac{z}{z-1} + \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z}\right)$

Metoda požadovaného modelu umožňuje seřadit regulátor pro danou soustavu, tak aby byl zaručen požadovaný relativní překmit κ v rozsahu 0 až 50 %.

Aby bylo možné metodu požadovaného modelu použít pro seřízení regulátoru, musí být přenos regulované soustavy $G_S(s)$ v jednom ze základních tvarů tab. 8. 3, jinak je nutno přenos upravit dle tab. 8. 2, nebo jiným způsobem [Vítečková, Víteček, 2006].

Zde si uvedeme některé postupy, jak získat přenosy regulovaných soustav ve tvaru vhodném pro metodu požadovaného modelu

$$G_S(s) = \frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_{d1}s} \quad (8. 12)$$

nebo

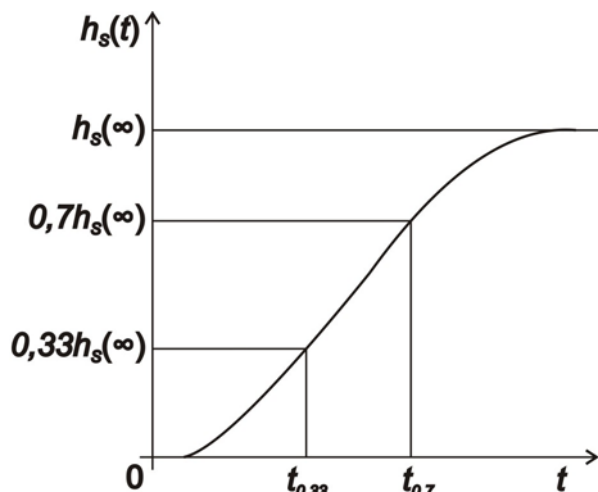
$$G_S(s) = \frac{k_1}{(T_2 s + 1)^2} e^{-T_{d2}s} \quad (8. 13)$$

Dopravní zpoždění T_{d1} , resp. T_{d2} regulované soustavy je buďto přirozené nebo může vzniknout aproximací setrvačnosti vyššího řádu. Koeficient k_1 je dán ustáleným stavem přechodové charakteristiky, tedy

$$k_1 = \frac{h_S(\infty)}{\Delta u} \quad (8. 14)$$

kde Δu je velikost skoku akční veličiny.

Další parametry T_1 , T_2 , T_{d1} , T_{d2} lze určit z přechodové charakteristiky soustavy (obr. 8. 9).



Obr. 8. 9 Přechodová charakteristika soustavy

Parametry určíme dle vztahů

$$\left. \begin{aligned} T_1 &= 1,245(t_{0,7} - t_{0,33}) \\ T_{d1} &= 1,498t_{0,33} - 0,498t_{0,7} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_{d1}s} \quad (8. 15)$$

$$\left. \begin{aligned} T_2 &= 0,794(t_{0,7} - t_{0,33}) \\ T_{d2} &= 1,937t_{0,33} - 0,937t_{0,7} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{k_1}{(T_2 s + 1)^2} e^{-T_{d2}s} \quad (8. 16)$$

Při identifikaci aperiodických soustav např. Strejcovou metodou [Noskiewič, 1992; Švarc, Šeda, Vítěčková, 2007] získáme přenos soustavy ve tvaru

$$G_S(s) = \frac{k_1}{(T_n s + 1)^n} e^{-T_{dn}s} \quad (8. 17)$$

Přenosy soustav vyššího řádu lze převést dle tab. 8. 2 v souladu se schématem

$$\frac{1}{(T_n s + 1)^n} e^{-T_{dn}s} \quad \leftrightarrow \quad \frac{1}{T_1 s + 1} e^{-T_{d1}s} \quad \leftrightarrow \quad \frac{1}{(T_2 s + 1)^2} e^{-T_{d2}s} \quad (8. 18)$$

Tab. 8. 2 Tabulka pro převod přenosů v souladu se schématem (8. 18)

$\frac{1}{(T_n s + 1)^n} e^{T_{dn}s}$	n	1	2	3	4	5	6
$\frac{1}{T_1 s + 1} e^{T_{d1}s}$	$\frac{T_1}{T_n}$	1	1,568	1,98	2,32	2,615	2,881
	$\frac{T_{d1} - T_{dn}}{T_n}$	0	0,552	1,232	1,969	2,741	3,537
$\frac{1}{(T_2 s + 1)^2} e^{T_{d2}s}$	$\frac{T_2}{T_n}$	0,638	1	1,263	1,48	1,668	1,838
	$\frac{T_{d2} - T_{dn}}{T_n}$	*-0,352	0	0,535	1,153	1,821	2,523

$$* T_{d1} \geq 0,352T_1$$

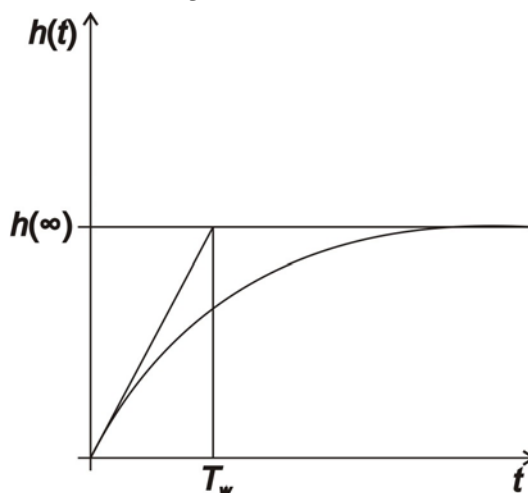
Metoda požadovaného modelu předpokládá, že požadovaný přenos řízení má tvar pro $T_d = 0$ (diskrétní, spojitě)

$$G_{wy}(z) = \frac{1 - c_w}{z - c_w}; \quad c_w = e^{-T/T_w} \quad (8.19)$$

$$G_{wy}(s) = \frac{1}{T_w s + 1}$$

Pro regulovanou soustavu bez dopravního zpoždění $T_d = 0$ je předpokládán průběh přechodové charakteristiky $h(t)$ uzavřeného regulačního obvodu na obr. 8. 10, tedy bez relativního překmitu κ . V případě, že tedy soustava nemá dopravní zpoždění T_d , pak musíme navrhnout časovou konstantu T_w uzavřeného regulačního obvodu. Vzorkovací periodu poté volíme dle vztahu

$$T < \frac{1}{3}T_w \quad (8.20)$$



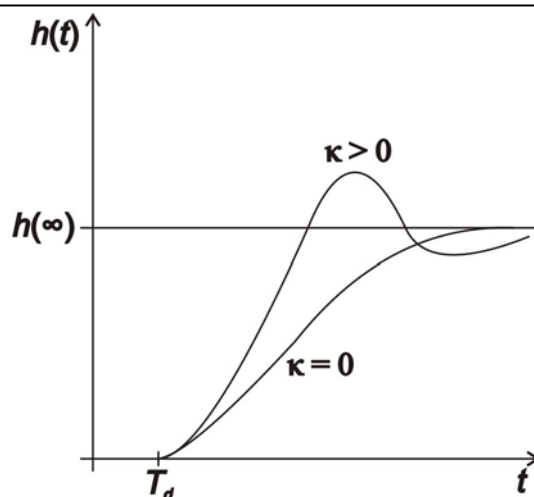
Obr. 8. 10 Přechodová charakteristika uzavřeného regulačního obvodu bez dopravního zpoždění

Metoda požadovaného modelu předpokládá, že požadovaný přenos řízení má tvar pro $T_d > 0$ (diskrétní, spojitě)

$$G_{wy}(z) = \frac{aT}{z - 1 + aTz^{-d}} z^{-d}; \quad d = \frac{T_d}{T} \quad (8.21)$$

$$G_{wy}(s) = \frac{a}{s + ae^{-T_d s}}$$

Pro regulovanou soustavu s dopravním zpožděním $T_d > 0$ je předpokládán průběh přechodové charakteristiky $h(t)$ uzavřeného regulačního obvodu na obr. 8. 11, tedy se zvoleným relativním překmitem κ v rozsahu 0 až 50 %.



Obr. 8. 11 Přechodová charakteristika uzavřeného regulačního obvodu s dopravním zpožděním

Při práci s číslicovými regulátory je nutno určit vzorkovací periodu a to v souladu s jedním z pravidel (8. 22) a (8. 23).

$$T \leq 0,3T_d \quad (8. 22)$$

$$T \leq \left(\frac{1}{15} \div \frac{1}{6} \right) t_{0,95} \quad (8. 23)$$

Tab. 8. 3 Výpočet optimálních hodnot stavitelných parametrů regulátorů metodou požadovaného modelu (MPM)

REGULOVANÁ SOUSTAVA	REGULÁTOR < ANALOGOVÝ $T = 0$ ČÍSLICOVÝ $T > 0$				
	Typ	k_p^*		T_I^*	T_D^*
		$T_d = 0$	$T_d > 0$		
$\frac{k_1}{s} e^{-T_d s}$	P	$\frac{2}{k_1(2T_w + T)}$	$\frac{a}{k_1}$	-	
$\frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s}$	PI	$\frac{2T_I^*}{k_1(2T_w + T)}$	$\frac{aT_I^*}{k_1}$	$T_1 - \frac{T}{2}$	-
$\frac{k_1}{s(T_1 s + 1)} e^{-T_d s}$	PD	$\frac{2}{k_1(2T_w + T)}$	$\frac{a}{k_1}$	-	$T_1 - \frac{T}{2}$
$\frac{k_1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} e^{-T_d s}$ $T_1 \geq T_2$	PID	$\frac{2T_I^*}{k_1(2T_w + T)}$	$\frac{aT_I^*}{k_1}$	$T_1 + T_2 - T$	$\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} - \frac{T}{4}$
$\frac{k_1}{T_0^2 s^2 + 2\xi_0 T_0 s + 1} e^{-T_d s}$ $0,5 < \xi_0 \leq 1$	PID	$\frac{2T_I^*}{k_1(2T_w + T)}$	$\frac{aT_I^*}{k_1}$	$2\xi_0 T_0 - T$	$\frac{T_0}{2\xi_0} - \frac{T}{4}$

Tab. 8. 4 Hodnoty koeficientů α a β pro relativní překmit κ pro MPM

κ	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50
α	1,282	0,984	0,884	0,832	0,763	0,697	0,669	0,640	0,618	0,599	0,577
β	2,718	1,944	1,720	1,561	1,437	1,337	1,248	1,172	1,104	1,045	0,992

Pro parametr a platí vztah

$$a = \frac{1}{\alpha T + \beta T_d} \quad (8. 24)$$

kde α a β jsou dány tab. 8. 4.

Příklad 8.3

Pro soustavu $G_s(s) = \frac{2(2s+1)}{(10s+1)(5s+1)(s+1)} e^{-6s}$ navrhnete číslicový regulátor pomocí metody požadovaného modelu, tak aby byl zajištěn překmit $\kappa = 0,1$ (10 %).

Řešení:

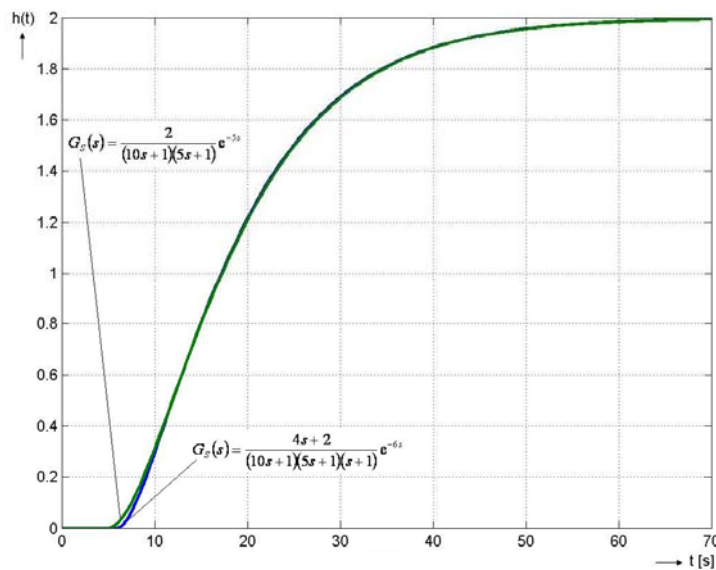
Označme $T_1 = 10$ s, $T_2 = 5$ s, $T_3 = 1$ s, $T_{d1} = 6$ s, $T_{i0} = 2$ a $k_1 = 2$

Zadaný přenos obsahuje ve jmenovateli jeden nedominantní člen $T_3 = 1$ s. Tento přenos můžeme upravit, tak že tento nedominantní člen převedeme do dopravního zpoždění $T_{d2} = T_{d1} + T_3 = 6 + 1 = 7$ s a získáme tvar

$$G_s(s) = \frac{2(2s+1)}{(10s+1)(5s+1)} e^{-7s}$$

a člen v čitateli přenosu opět přesuneme do dopravního zpoždění $T_{d3} = T_{d2} + T_{i0} = 7 + 2 = 9$ s a získáme [Vítečková, Víteček, 2006]

$$G_s(s) = \frac{2}{(10s+1)(5s+1)} e^{-9s}$$



Obr. 8. 12 Přechodová charakteristika zadané a aproximované soustavy

Dle obr. 8. 12 je vidět, že aproximace původní soustavy proběhla zcela v pořádku, neboť obě přechodové charakteristiky soustav jsou téměř totožné.

Z aproximovaného přenosu soustavy vyplývá: $T_1 = 10$ s, $T_2 = 5$ s a $T_d = 5$ s.

Dle tab. 8. 3 vidíme, že pro soustavu s tímto přenosem je vhodné použít PSD regulátor. Nyní můžeme určit vzorkovací periodu T podle vztahu

$$T \leq 0,3T_d$$

$$T \leq 0,3 \cdot 5$$

$$T \leq 1,5 \text{ s}$$

Pro následující kroky zvolíme $T = 0,5$ s.

Vypočteme integrační časovou konstantu regulátoru T_I .

$$T_I^* = T_1 + T_2 - T$$

$$T_I^* = 10 + 5 - 0,5 = 14,5 \text{ s}$$

Vypočteme derivační časovou konstantu regulátoru T_D .

$$T_D^* = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} - \frac{T}{4}$$

$$T_D^* = \frac{10 \cdot 5}{10 + 5} - \frac{0,5}{4} \doteq 3,21 \text{ s}$$

Vypočteme zesílení regulátoru k_p . Pro tento výpočet musíme určit hodnotu a dle tab. 8. 4.

Koeficient α pro požadovaný překmit je $\alpha = 0,884$, koeficient β pro požadovaný překmit je $\beta = 1,720$.

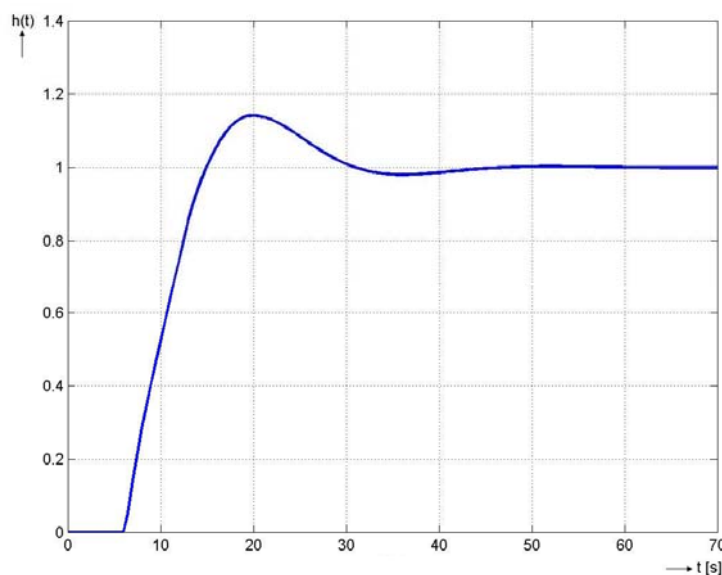
$$a = \frac{1}{\alpha T + \beta T_d}$$

$$a = \frac{1}{0,884 \cdot 0,5 + 1,720 \cdot 5} \doteq 0,11$$

Nyní tedy můžeme vypočítat koeficient k_p .

$$k_p = \frac{a T_I^*}{k_1}$$

$$k_p = \frac{0,11 \cdot 14,5}{2} \doteq 0,8$$



Obr. 8. 13 Přejchodová charakteristika uzavřeného regulačního obvodu z příkladu 8.3

Závěr:

Jak je vidět dle obr. 8. 13 získali jsme regulační pochod, u kterého je relativní překmit vyšší než byl požadavek $\kappa = 14,9 \%$.

Příklad 8.4

Pro regulovanou soustavu s dopravním zpožděním $G_s(s) = \frac{3}{(6s+1)^4} e^{-12s}$ navrhnete číslcový regulátor PS a PSD pomocí metody požadovaného modelu, tak aby byl zajištěn překmit $\kappa = 0,1$ (10 %) pro vzorkovací periodu $T = 2$ s.

Řešení:

Vzhledem k tomu, že se jedná o soustavu vyššího řádu, musíme určit náhradní přenosy ve tvaru (8. 12) a (8. 13) za použití tab. 8. 2.

Ze zadaného přenosu regulované soustavy můžeme určit: $n = 4$, $k_1 = 3$, $T_4 = 6$ s, $T_{d4} = 12$ s.

• PS regulátor

Pro přenos ve tvaru $G_s(s) = \frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_{d1}s}$ z tab. 8. 2 získáme hodnoty:

$$\frac{T_1}{T_4} = 2,320 \Rightarrow T_1 = 2,320 \cdot 6 = 13,92 \text{ s}$$

$$\frac{T_{d1} - T_{d4}}{T_4} = 1,969 \Rightarrow T_{d1} = 1,969 \cdot 6 + 12 = 23,814 \text{ s}$$

Získáváme tedy aproximaci původní soustavy ve tvaru $G_s(s) \approx \frac{3}{13,92s + 1} e^{-23,814s}$

zobrazenou s původní soustavou na obr. 8. 14.

Pro nově získanou soustavu z tab. 8. 3 a tab. 8. 4 získáme:

$$a = \frac{1}{\alpha T + \beta T_d}$$

$$a = \frac{1}{0,884 \cdot 2 + 1,720 \cdot 23,814} \doteq 0,023$$

$$T_I^* = T_1 - \frac{T}{2}$$

$$T_I^* = 13,92 - \frac{2}{2} = 12,92 \text{ s}$$

$$k_P^* = \frac{a T_I^*}{k_1} = \frac{0,023 \cdot 12,92}{3} \doteq 0,099$$

Průběh regulace je zobrazen na obr. 8. 15.

- **PSD regulátor**

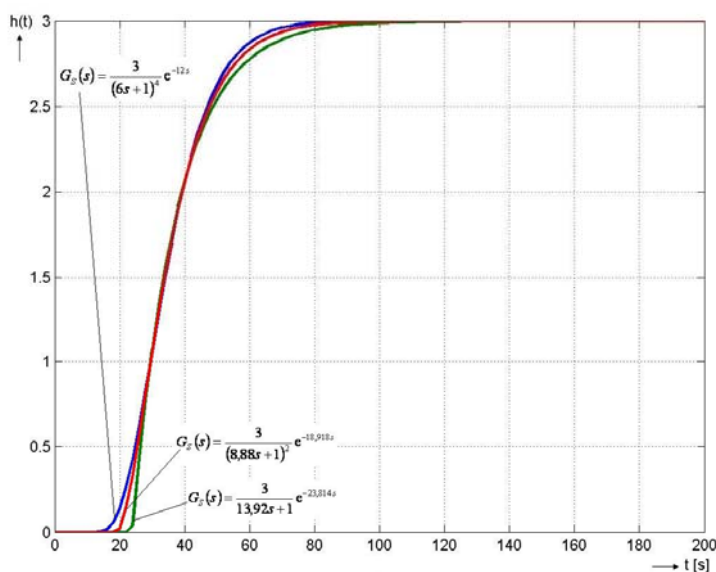
Pro přenos ve tvaru $G_S(s) = \frac{k_1}{(T_2 s + 1)^2} e^{-T_{d2}s}$ z tab. 8. 2 získáme hodnoty:

$$\frac{T_2}{T_4} = 1,480 \Rightarrow T_2 = 1,480 \cdot 6 = 8,88 \text{ s}$$

$$\frac{T_{d2} - T_{d4}}{T_4} = 1,153 \Rightarrow T_{d2} = 1,153 \cdot 6 + 12 = 18,918 \text{ s}$$

Získáváme tedy aproximaci původní soustavy ve tvaru $G_S(s) \approx \frac{3}{(8,88s + 1)^2} e^{-18,918s}$

zobrazenou s původní soustavou na obr. 8. 14.



Obr. 8. 14 Přechodová charakteristika zadané soustavy a aproximovaných soustav

Pro nově získanou soustavu z tab. 8. 3 a tab. 8. 4 získáme:

$$a = \frac{1}{\alpha T + \beta T_d}$$

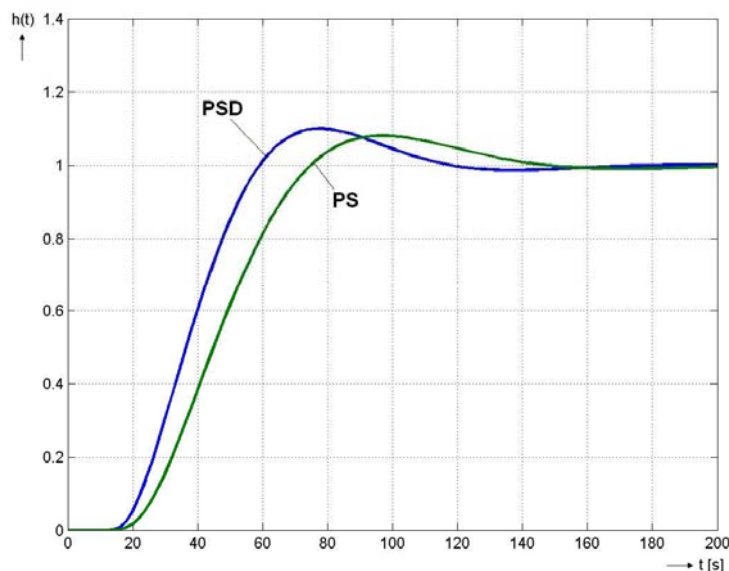
$$a = \frac{1}{0,884 \cdot 2 + 1,720 \cdot 18,918} \doteq 0,029$$

$$T_I^* = T_1 + T_2 - \frac{T}{2} = 8,88 + 8,88 - \frac{2}{2} = 16,76 \text{ s}$$

$$T_D^* = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} - \frac{T}{4} = \frac{8,88^2}{8,88 + 8,88} - \frac{2}{4} = 3,94 \text{ s}$$

$$k_p^* = \frac{a T_I^*}{k_1} = \frac{0,029 \cdot 16,76}{3} \doteq 0,16$$

Průběh regulace je zobrazen na obr. 8. 15.



Obr. 8. 15 Přechodová charakteristika z příkladu 8.4

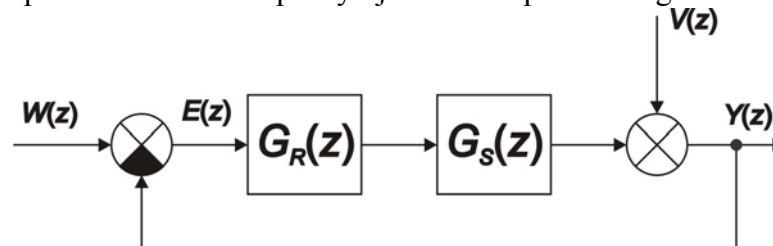
Závěr:

Jak je vidět na průběhu regulace (obr. 8. 15) metoda požadovaného modelu dává velmi kvalitní výsledky a zároveň je dodržen požadovaný překmit 10 %. V případě PS regulátoru jsme získali relativní překmit $\kappa = 8,12 \%$ a při použití PSD regulátoru je $\kappa = 10,08 \%$.

8.3 Metoda optimálního modulu

Metodou optimálního modulu je možné provádět syntézu lineárních regulačních obvodů, které neobsahují dopravní zpoždění. Metoda je užívána jak pro spojité, tak i pro diskretní regulační obvody. V případě diskretních regulačních obvodů můžeme uvažovat regulační obvod dle obr. 8. 16 [Vítečková, Víteček, 2006].

Metoda optimálního modulu se používá v případě, když stupeň statismu je $q \leq 1$, nejčastěji však v případech kdy $q = 1$. Metoda je často používána pro regulaci elektrických pohonů. Metoda optimálního modulu poskytuje relativní překmit regulované veličiny 5 %.



Obr. 8. 16 Regulační obvod s číslicovým regulátorem a diskretizovanou soustavou

Metodou optimálního modulu stejně jako metodou požadovaného modelu seřizujeme diskrétní regulátory konvenčního typu (tab. 8. 1).

Pro vybrané regulované soustavy je sestavena tab. 8. 5.

Tab. 8. 5 Hodnoty stavitelných parametrů pro metodu optimálního modulu

Regulovaná soustava		Regulátor: Analogový ($T = 0$), Číslicový ($T > 0$)			
		TYP	k_p^*	T_I^*	T_D^*
1	$\frac{k_1}{T_1 s + 1}$	I	-	$2k_1(T_1 - 0,5T)$	-
2	$\frac{k_1}{s(T_1 s + 1)}$	P	$\frac{1}{2k_1 T_1}$	-	-
3	$\frac{k_1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$	PI	$\frac{T_I^*}{2k_1 T_2}$	$T_1 - 0,5T$	-
4	$\frac{k_1}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$	PD	$\frac{1}{2k_1(T_2 + 0,5T)}$	-	$T_1 - 0,5T$
5	$\frac{k_1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)}$ $T_1 \geq T_2 \geq T_3$	PID	$\frac{T_I^*}{2k_1(T_3 + 0,5T)}$	$T_1 + T_2 - T$	$\frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} - \frac{T}{4}$

Při seřizování pomocí metody optimálního modulu se využívá tzv. **kompensace časových konstant**, která je založena na vykrácení jednoho nebo dvou stabilních dvojčlenů regulované soustavy jedním dvojčlenem u regulátoru PI a PD nebo dvěma dvojčleny u regulátoru PID [Vítečková, Víteček, 2006].

Příklad 8.5

Pro regulovanou soustavu popsanou přenosem $G_s(s) = \frac{2}{5s + 1}$ navrhnete číslicový regulátor pomocí metody optimálního modulu, který zajistí nulovou trvalou regulační odchylku pro skokovou změnu žádané w i poruchové veličiny v . Poruchová veličina v vstupuje za soustavou (obr. 8. 16).

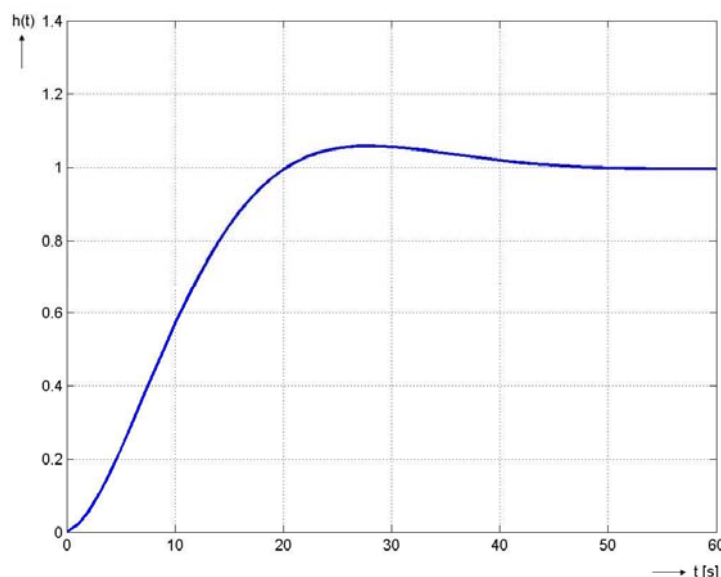
Řešení:

Viz tab. 8. 5 (1.řádek) je doporučeno použít diskrétní I regulátor. Vzorkovací periodu zvolíme $T = 1$ s.

$$T_I^* = 2k_1(T_1 - 0,5T)$$

$$T_I^* = 2 \cdot 2(5 - 0,5 \cdot 1)$$

$$T_I^* = 18 \text{ s}$$



Obr. 8. 17 Přejchodové charakteristika regulačního obvodu seřízeného pomocí metody optimálního modulu z příkladu 8.5

Závěr:

Jak je vidět dle průběhu přechodové charakteristiky, získali jsme regulační pochod požadované kvality, tedy s relativním překmitem okolo 5 %.

Příklad 8.6

Pro regulovanou soustavu popsanou přenosem $G_s(s) = \frac{2}{(5s+1)(3s+1)}$ navrhnete číslicový regulátor pomocí metody optimálního modulu, který zajistí nulovou trvalou regulační odchylku pro skokovou změnu žádané w i poruchové veličiny v . Poruchová veličina vstupuje za soustavou v .

Řešení:

Viz tab. 8. 5 (3.řádek) je doporučeno použít diskretní PI regulátor. Vzorkovací periodu zvolíme $T = 1$ s.

Nyní vypočteme integrační časovou konstantu dle vztahu

$$T_I^* = T_1 - 0,5T$$

$$T_I^* = 5 - 0,5 \cdot 1$$

$$T_I^* = 4,5 \text{ s}$$

Dále vypočteme zesílení regulátoru k_p^*

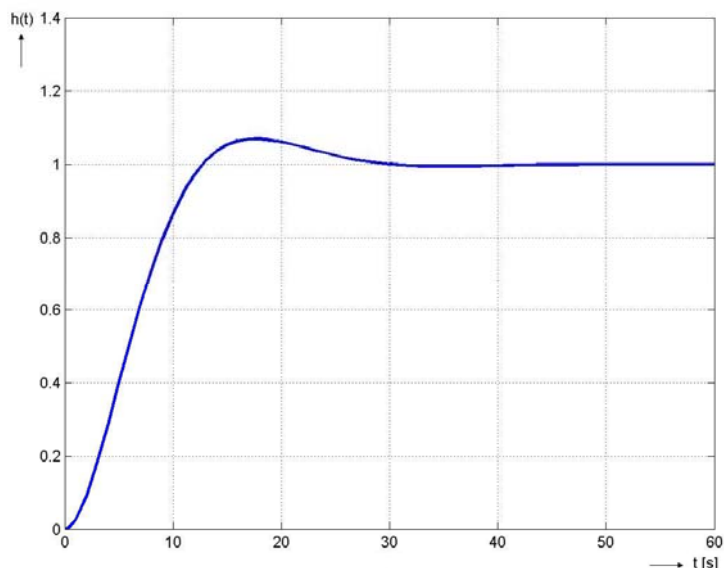
$$k_p^* = \frac{T_I^*}{2k_1T_2}$$

$$k_p^* = \frac{4,5}{2 \cdot 2 \cdot 3}$$

$$k_p^* = 0,375$$

Závěr:

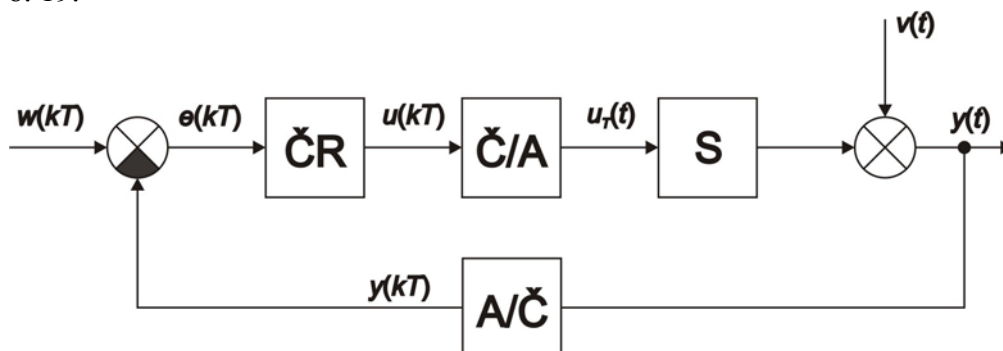
Jak je vidět dle průběhu přechodové charakteristiky obr. 8. 18, získali jsme regulační pochod požadované kvality, tedy s relativním překmitem okolo 5 %.



Obr. 8. 18 Přejchodové charakteristika regulačního obvodu seřízeného pomocí metody optimálního modulu z příkladu 8.6

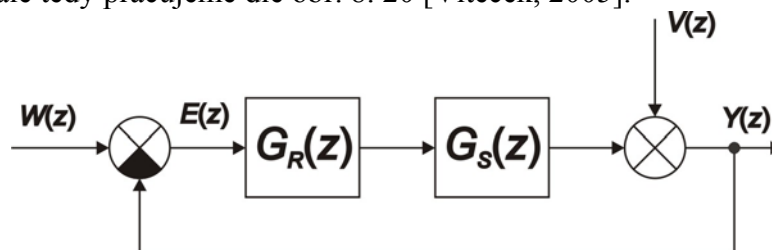
8.4 Návrh číslicového regulátoru přímou syntézou

Při přímém návrhu regulátoru vycházíme ze schématu pro číslicový regulační obvod dle obr. 8. 19.



Obr. 8. 19 Blokové schéma regulačního obvodu s číslicovým regulátorem

V tomto případě uvažujeme, že Č/A převodník má vlastnosti vzorkovače a tvarovače nultého řádu a dále tedy pracujeme dle obr. 8. 20 [Víteček, 2005].



Obr. 8. 20 Blokové schéma náhradního regulačního obvodu

Z-přenos regulované soustavy bude tedy mít tvar

$$G_S(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{G_S(s)}{s} \right\} \Big|_{t=kT} \right\} \quad (8. 25)$$

Pro regulovanou soustavu popsanou přenosem

$$G_S(s) = \frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s} \quad (8.26)$$

pro

$$d = \frac{T_d}{T} \quad (8.27)$$

získáme

$$G_S(z) = \frac{(1-c)k_1}{z-c} z^{-d}; \quad c = e^{-\frac{T}{T_1}} \quad (8.28)$$

resp.

$$G_S(z) = \frac{(1-c)k_1}{1-cz^{-1}} z^{-(d+1)} \quad (8.29)$$

Z-přenos reálné soustavy má vždy zpoždění nejméně o jednu vzorkovací periodu T , viz (8.29).

Přenos řízení diskrétního regulačního obvodu dle obr. 8.20 je

$$G_{wy}(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} = \frac{G_R(z)G_S(z)}{1 + G_R(z)G_S(z)} \quad (8.30)$$

Z tohoto přenosu jsme schopni určit přenos regulátoru $G_R(z)$, který má tvar

$$G_R(z) = \frac{1}{G_S(z)} \cdot \frac{G_{wy}(z)}{1 - G_{wy}(z)} \quad (8.31)$$

který zajistí požadovaný přenos řízení (8.30) pro regulovanou soustavu $G_S(z)$.

Můžeme tedy říci, že pokud požadujeme přenos řízení ve tvaru

$$G_{wy}^*(z) = \frac{Y(z)}{W(z)} \quad (8.32)$$

zajistí jej regulátor daný přenosem

$$G_R^*(z) = \frac{1}{G_S(z)} \cdot \frac{G_{wy}^*(z)}{1 - G_{wy}^*(z)} \quad (8.33)$$

Rovnice (8.33) se nazývá **rovnice syntézy** (synthesis equation).

V závislosti na požadovaném přenosu řízení $G_{wy}^*(z)$ obdržíme různé regulátory. Dva z těchto regulátorů jsou:

- regulátor na konečný počet kroků (dead-beat controller),
- Dahlinův regulátor (Dahlin controller).

8.4.1 Regulátor na konečný počet kroků

Tento typ regulátoru umožňuje při skokové změně žádané veličiny $w(kT)$ ukončit přechodový děj za dobu $(d+1)T$. Pro regulovanou soustavu (8.26) to tedy znamená ukončení procesu za $(d+1)$ kroků.

Tento požadavek je tedy definován přenosem řízení ve tvaru

$$G_{wy}^*(z) = z^{-(d+1)} \quad (8.34)$$

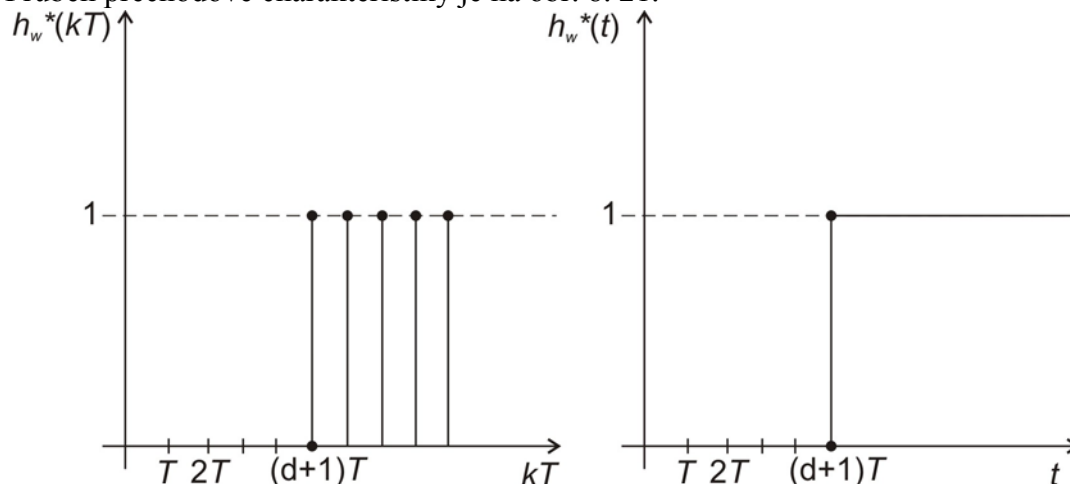
Pokud tedy uvažujeme vztahy (8.29) a (8.33) získáme přenos regulátoru na konečný počet kroků daný vztahem

$$G_R^*(z) = \frac{1 - cz^{-1}}{(1-c)k_1 z^{-(d+1)}} \cdot \frac{z^{-(d+1)}}{1 - z^{-(d+1)}} \quad (8.35)$$

resp.

$$G_R^*(z) = \frac{1}{(1-c)k_1} \cdot \frac{1 - cz^{-1}}{1 - z^{-(d+1)}} \quad (8.36)$$

Průběh přechodové charakteristiky je na obr. 8. 21.

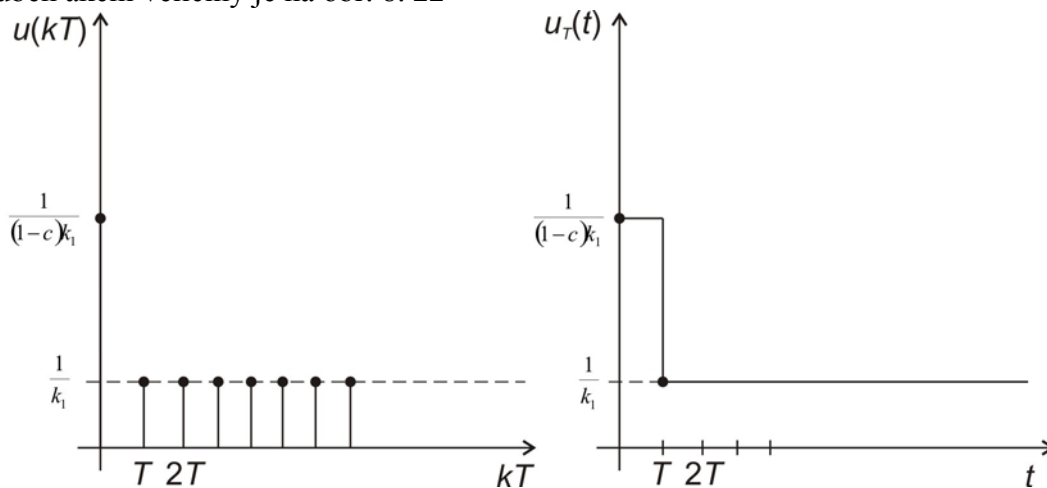


Obr. 8. 21 Přechodová charakteristika pro regulaci na konečný počet kroků

Průběh akční veličiny získáme dle

$$\frac{U(z)}{W(z)} = \frac{G_R^*(z)}{1 + G_R^*(z)G_S(z)} = \frac{1 - cz^{-1}}{(1-c)k_1} = \frac{1}{(1-c)k_1} - \frac{c}{(1-c)k_1} z^{-1} \quad (8.37)$$

Průběh akční veličiny je na obr. 8. 22



Obr. 8. 22 Průběh akční veličiny pro regulaci na konečný počet kroků

Přechodová charakteristika má zjevně ideální průběh, ale nevýhodou této metody je, že je málo robustní vůči změnám hodnoty dopravního zpoždění T_d .

Příklad 8.7

Pro regulovanou soustavu popsanou přenosem $G_S(s) = \frac{2}{5s+1} e^{-6s}$ navrhnete číslicový regulátor na konečný počet kroků pro vzorkovací periodu $T = 2$ s.

Řešení:

Ze zadání můžeme určit: $k_1 = 2$, $T_1 = 2$ s a $T_d = 6$ s.

Nejdříve je nutné provést diskretizaci zadané soustavy.

$$G_s(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{G_s(s)}{s} \right\} \right\}_{t=kT}$$

Získáme diskretizovaný přenos ve tvaru

$$G_s(z) = \frac{(1-c)k_1}{z-c} z^{-d}; \quad c = e^{-\frac{T}{T_1}}$$

resp.

$$G_s(z) = \frac{(1-c)k_1}{1-cz^{-1}} z^{-(d+1)}$$

kde

$$d = \frac{T_d}{T} = \frac{6}{2} = 3$$

a

$$c = e^{-\frac{T}{T_1}}$$

$$c = e^{-(2/5)} \doteq 0,67$$

Podle výpočtu by měla být regulace ukončena za $(d+1)$ kroků, tedy po 4 krocích.

Dosadíme zadané hodnoty a získáme diskretizovaný přenos ve tvaru

$$G_s(z) = \frac{(1-0,67) \cdot 2}{1-0,67z^{-1}} z^{-4}$$

$$G_s(z) = \frac{0,66z^{-4}}{1-0,67z^{-1}}$$

a po úpravě vhodné k simulaci v prostředí MATLAB-Simulink a získáme

$$G_s(z) = \frac{0,66}{z^4 - 0,67z^3}$$

Nyní můžeme navrhnout regulátor dle

$$G_R^*(z) = \frac{1}{G_s(z)} \cdot \frac{G_{wy}^*(z)}{1 - G_{wy}^*(z)}$$

kde dosadíme

$$G_{wy}^*(z) = z^{-(d+1)} = z^{-4}$$

a získáme

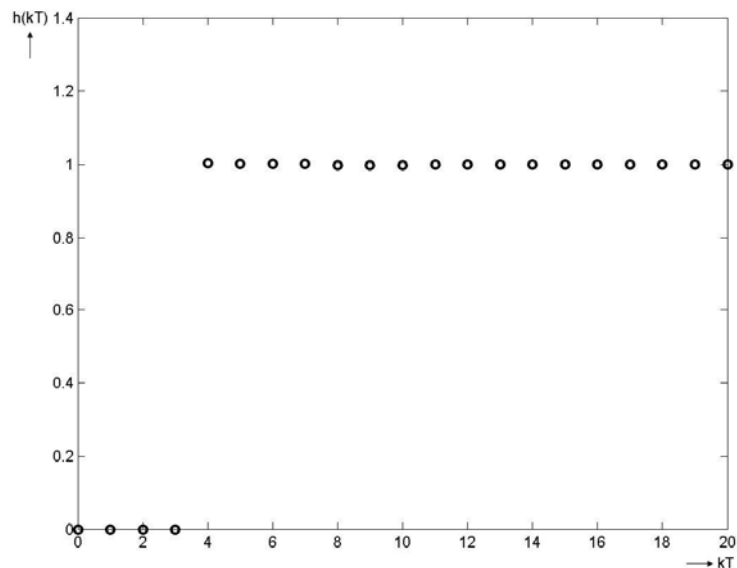
$$G_R^*(z) = \frac{1 - cz^{-1}}{(1-c)k_1 z^{-(d+1)}} \cdot \frac{z^{-(d+1)}}{1 - z^{-(d+1)}} = \frac{1}{(1-c)k_1} \cdot \frac{1 - cz^{-1}}{1 - z^{-(d+1)}}$$

$$G_R^*(z) = \frac{1}{(1-0,67) \cdot 2} \cdot \frac{1 - 0,67z^{-1}}{1 - z^{-4}}$$

Po úpravě získáme přenos

$$G_R^*(z) = \frac{1,52z^4 - 1,02z^3}{z^4 - 1}$$

Přechodová charakteristika získaná simulací je zobrazena na obr. 8. 23.



Obr. 8. 23 Přejchodové charakteristika regulačního obvodu seřizného metodou regulace na konečný počet kroků příkladu 8.7

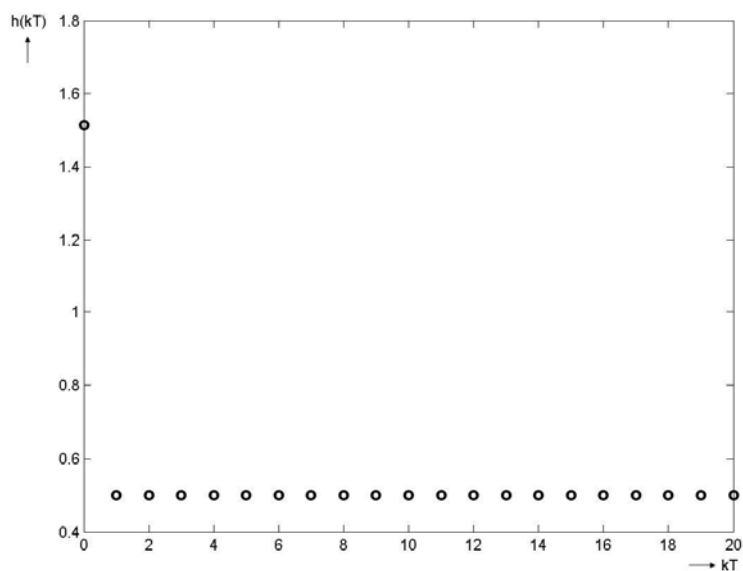
Můžeme dále určit průběh akční veličiny $u(kT)$ dle vztahu

$$\frac{U(z)}{W(z)} = \frac{G_R^*(z)}{1 + G_R^*(z)G_S(z)}$$

$$\frac{U(z)}{W(z)} = \frac{1 - cz^{-1}}{(1-c)k_1} = \frac{1}{(1-c)k_1} - \frac{c}{(1-c)k_1} z^{-1}$$

získáme tedy

$$\frac{U(z)}{W(z)} = \frac{1}{(1-0,67) \cdot 2} - \frac{0,67}{(1-0,67) \cdot 2} z^{-1} = \frac{z - 0,67}{0,66z}$$



Obr. 8. 24 Průběh akční veličiny z příkladu 8.7

8.4.2 Dahlinův regulátor

V případě Dahlinova regulátoru předpokládáme, že požadovaný Z-přenos řízení má tvar

$$G_{wy}^*(z) = \frac{1 - c_w}{z - c_w} z^{-d} = \frac{1 - c_w}{z - c_w z^{-1}} z^{-(d+1)}; \quad c_w = e^{-\frac{T}{T_w}} \quad (8.38)$$

Tento přenos řízení odpovídá požadovanému L-přenosu řízení

$$G_{wy}^*(s) = \frac{1}{T_w s + 1} e^{-T_d s} \quad (8.39)$$

Uvažujeme-li regulovanou soustavu popsanou přenosem

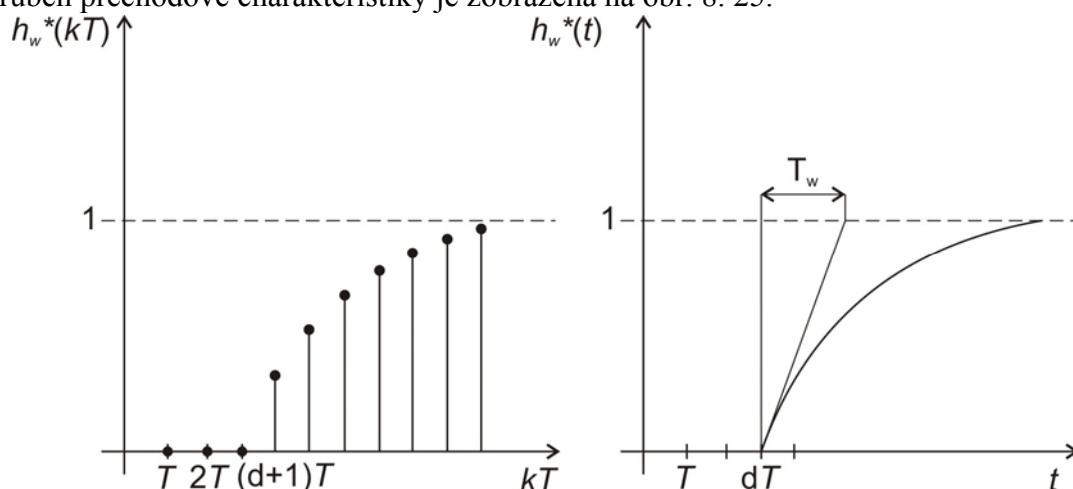
$$G_s(s) = \frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s} \quad (8.40)$$

a přenos řízení (8.38), můžeme dle rovnice syntézy (8.33) s uvažováním vztahu (8.29) psát

$$G_R^*(z) = \frac{1 - cz^{-1}}{(1-c)k_1 z^{-(d+1)}} \cdot \frac{1 - c_w z^{-1}}{1 - \frac{1 - c_w}{1 - c_w z^{-1}} z^{-(d+1)}} \Rightarrow \quad (8.41)$$

$$G_R^*(z) = \frac{1 - c_w}{(1-c)k_1} \cdot \frac{1 - cz^{-1}}{1 - c_w z^{-1} - (1 - c_w)z^{-(d+1)}}$$

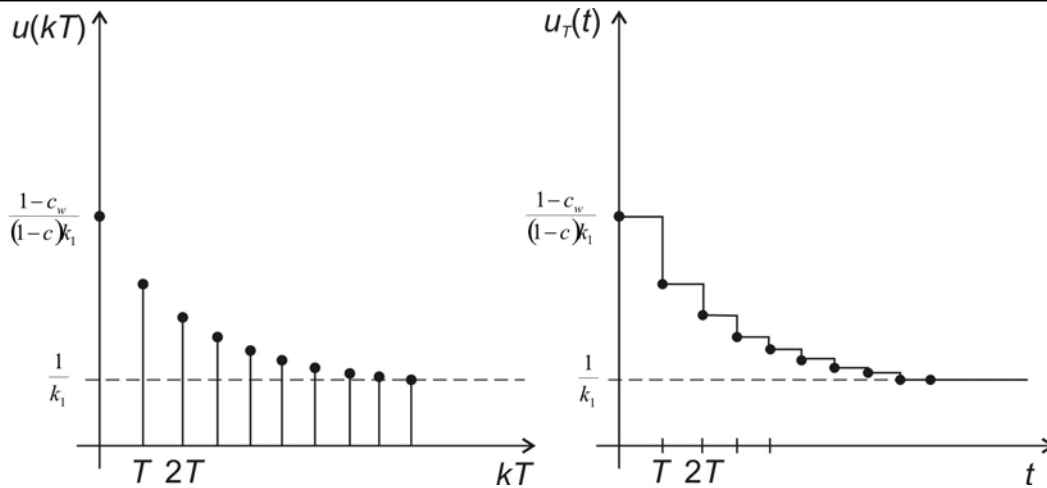
Průběh přechodové charakteristiky je zobrazena na obr. 8.25.



Obr. 8.25 Přechodová charakteristika pro regulaci pomocí Dahlinova regulátoru

Průběh akční veličiny (obr. 8.26) získáme dle vztahu

$$\frac{U(z)}{W(z)} = \frac{G_R^*(z)}{1 + G_R^*(z)G_s(z)} = \frac{1 - c_w}{(1-c)k_1} \cdot \frac{1 - cz^{-1}}{1 - c_w z^{-1}} \quad (8.42)$$



Obr. 8. 26 Průběh akční veličiny pro Dahlinův regulátor

Výhodou této metody je, že oproti metodě návrhu regulátoru na konečný počet kroků je Dahlinův regulátor mnohem více robustní vůči změnám T_d .

Nepříjemným jevem je tzv. **zvonění** (klepání) akční veličiny $u(kT)$, resp. $u_T(kT)$. Tento jev je způsoben záporným pólem regulátoru blízkým -1 v komplexní rovině z . Tento bod označujeme jako **uzel zvonění**.

U Dahlinova regulátoru je toto zvonění způsobeno nevhodnou volbou časové konstanty regulačního obvodu T_w při dané vzorkovací periodě T . Rovnice syntézy pak má tvar

$$\begin{aligned} G_R(z) &= \frac{1}{G_S(z)} \cdot \frac{(1-c_w)z^{-(d+1)}}{1-c_wz^{-1}-(1-c_w)z^{-(d+1)}} = \\ &= \frac{1}{G_S(z)} \cdot \frac{(1-c_w)z^{-(d+1)}}{(1-z^{-1})[1+(1-c_w)z^{-1}+(1-c_w)z^{-2}+\dots+(1-c_w)z^{-d}]} \end{aligned} \quad (8.43)$$

kde

$$c_w = e^{-T/T_w}$$

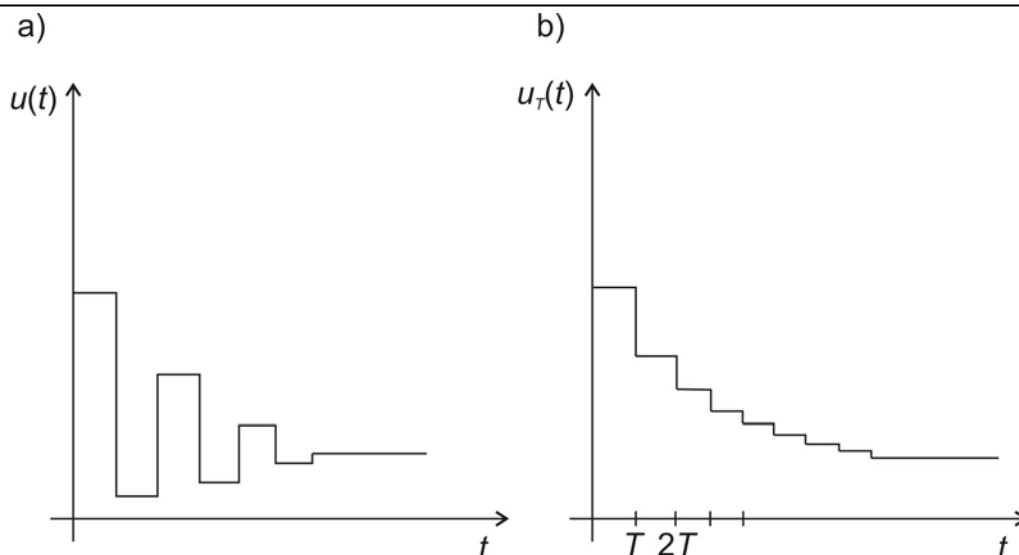
Například pro $d=1$ a $\frac{T}{T_w} \doteq 4,6 \Rightarrow c_w \doteq 0,01$ získáme

$$G_R(z) = \frac{1}{G_S(z)} \cdot \frac{0,99z^{-2}}{1-0,01z^{-1}-0,99z^{-2}} = \frac{1}{G_S(z)} \cdot \frac{0,99z^{-2}}{(1-z^{-1})(1+0,99z^{-1})} \quad (8.44)$$

Pól regulátoru $z = -0,99$ způsobuje zmíněné zvonění (obr. 8. 27a), které se však na průběhu nemusí projevit.

Tento tzv. zvonící pól $z = p^*$ může způsobit rychlejší opotřebení akčního orgánu. Odstraněn může být dosazením do dvojčlenu $(1+p^*z^{-1})$ za $z=1$, tzn. zastoupením vztahu $(1+p^*z^{-1})$ jeho ustálenou hodnotou. Např. pro (8. 44) získáme (obr. 8. 27b)

$$G_R(z) = \frac{1}{G_S(z)} \cdot \frac{0,99z^{-2}}{1,99(1-z^{-1})} \quad (8.45)$$



Obr. 8.27 Průběh akční veličiny a) zatížený zvoněním, b) kompenzované zvonění

Příklad 8.8

Pro regulovanou soustavu popsanou přenosem jako v příkladu 8.7, tedy $G_s(s) = \frac{2}{5s+1} e^{-6s}$ navrhnete Dahlinův číslicový regulátor pro vzorkovací periodu $T = 2$ s. Pomocí simulace byla zjištěna konstanta T_w pro danou soustavu a to $T_w = 3$ s.

Řešení:

Ze zadání můžeme určit: $k_1 = 2$, $T_1 = 2$ s, $T_w = 3$ s a $T_d = 6$ s.

V příkladu 8.7 jsme získali diskretizovaný přenos ve tvar

$$G_s(z) = \frac{(1-c)k_1}{z-c} z^{-d}; \quad c = e^{-\frac{T}{T_1}}$$

resp.

$$G_s(z) = \frac{(1-c)k_1}{1-cz^{-1}} z^{-(d+1)}$$

Dále jsme určili potřebné konstanty

$$d = \frac{T_d}{T} = \frac{6}{2} = 3$$

a

$$c = e^{-\frac{T}{T_1}}$$

$$c = e^{-(2/5)} \doteq 0,67$$

Nyní vypočteme hodnotu konstanty c_w , tedy

$$c_w = e^{-\frac{T}{T_w}}$$

$$c_w = e^{-(2/3)} \doteq 0,51$$

Podle výpočtu by měla být regulace ukončena za $(d+1)$ kroků, tedy po 4 krocích.

Dosadíme zadané hodnoty a získáme diskretizovaný přenos ve tvaru

$$G_S(z) = \frac{(1 - 0,67) \cdot 2}{1 - 0,67z^{-1}} z^{-4}$$

$$G_S(z) = \frac{0,66z^{-4}}{1 - 0,67z^{-1}}$$

a po úpravě vhodné k simulaci v prostředí MATLAB-Simulink a získáme

$$G_S(z) = \frac{0,66}{z^4 - 0,67z^3}$$

Nyní můžeme navrhnout regulátor dle

$$G_R^*(z) = \frac{1}{G_S(z)} \cdot \frac{G_{wy}^*(z)}{1 - G_{wy}^*(z)}$$

kde dosadíme

$$G_{wy}^*(z) = \frac{1 - c_w}{z - c_w z^{-1}} z^{-(d+1)}$$

a získáme

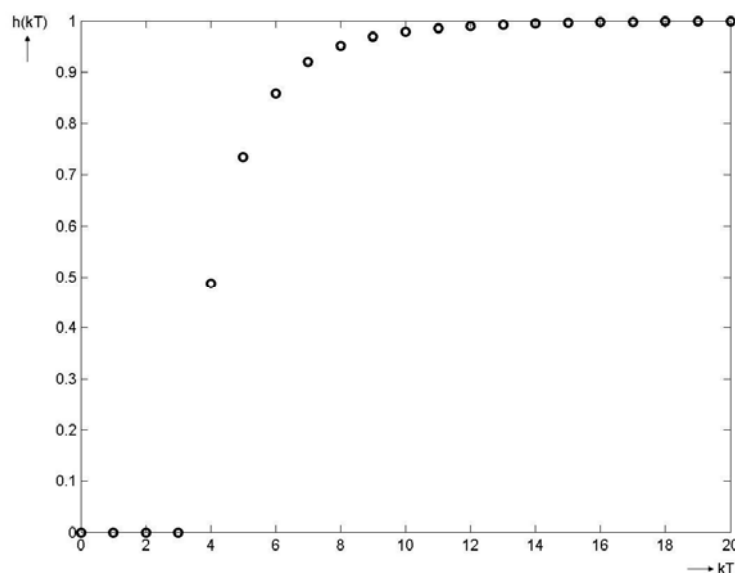
$$G_R^*(z) = \frac{1 - c_w}{(1 - c)k_1} \cdot \frac{1 - cz^{-1}}{1 - c_w z^{-1} - (1 - c_w)z^{-(d+1)}}$$

$$G_R^*(z) = \frac{1 - 0,51}{(1 - 0,67) \cdot 2} \cdot \frac{1 - 0,67z^{-1}}{1 - 0,51z^{-1} - (1 - 0,51)z^{-4}}$$

Po úpravě získáme přenos

$$G_R^*(z) = \frac{0,74z^4 - 0,5z^3}{z^4 - 0,51z^3 - 0,49}$$

Přechodová charakteristika získaná simulací je zobrazena na obr. 8. 28.



Obr. 8. 28 Přechodové charakteristika regulačního obvodu seřízeného pomocí Dahlinova regulátoru z příkladu 8.8

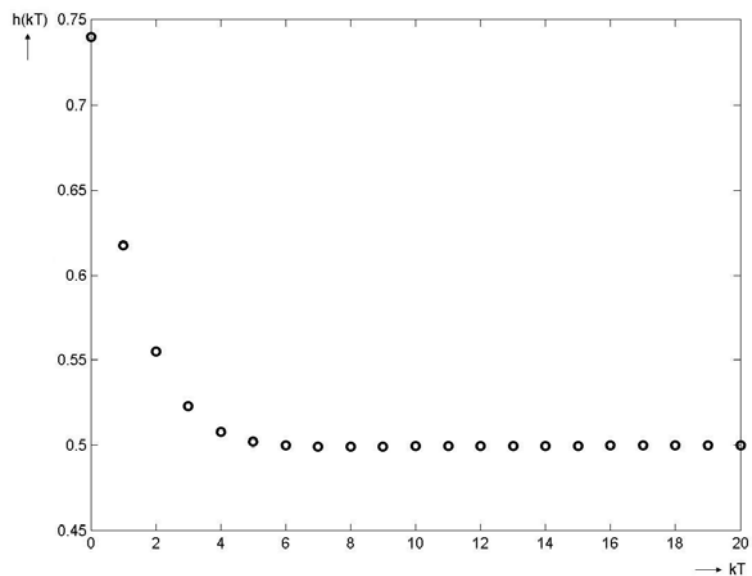
Může dále určit průběh akční veličiny $u(kT)$ dle vztahu

$$\frac{U(z)}{W(z)} = \frac{G_R^*(z)}{1 + G_R^*(z)G_S(z)} = \frac{1 - c_w}{(1 - c)k_1} \cdot \frac{1 - cz^{-1}}{1 - c_w z^{-1}}$$

$$\frac{U(z)}{W(z)} = \frac{1 - 0,51}{(1 - 0,67) \cdot 2} \cdot \frac{1 - 0,67z^{-1}}{1 - 0,51z^{-1}}$$

získáme tedy

$$\frac{U(z)}{W(z)} = \frac{0,74z - 0,5}{z - 0,51}$$



Obr. 8. 29 Průběh akční veličiny z příkladu 8.8