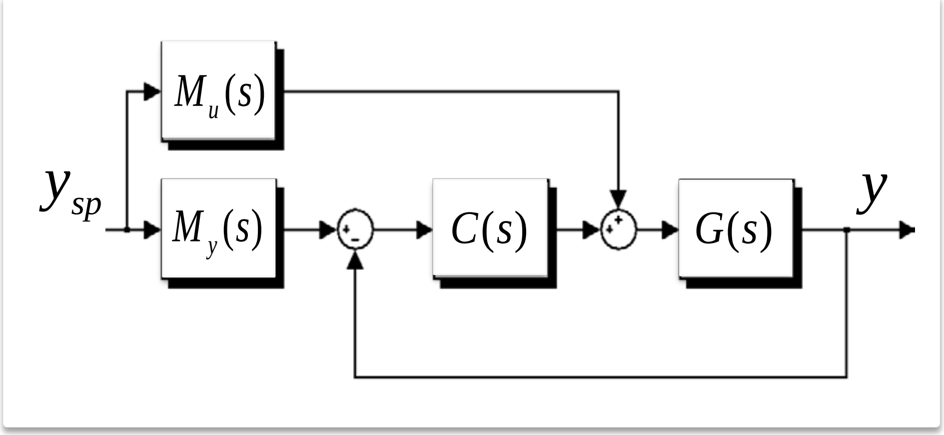
10 - Přímá vazba, Feedforward

Michael Šebek

Automatické řízení 2013

Motivace (FF podle Astroma)

- Už máme navrženu zpětnovazební část $C(s)$
- Chceme zajistit přenos reference rovný $M_y(s)$
  Hledáme $M_u(s)$
- Celkový přenos je



$$T_{yy_{sp}} = \frac{G\left(CM_y + M_u\right)}{1+GC} = M_y + \frac{GM_u - M_y}{1+GC}$$

- Jak zajistit, aby $T_{yy_{sp}} \cong M_y$? Dvě možnosti:

1. $1+GC$ velké ➡ $T_{yy_{sp}} \approx M_y$
2. $GM_u = M_y$ ➡ $T_{yy_{sp}} = M_y$

   Potřebujeme inverzi přenosu soustavy $\boxed{M_u = G^{-1}M_y}$

Inverze přenosu soustavy

- Inverzi přenosu soustavy $M_u = G^{-1} M_y$ často nelze použít přímo
- Příklad

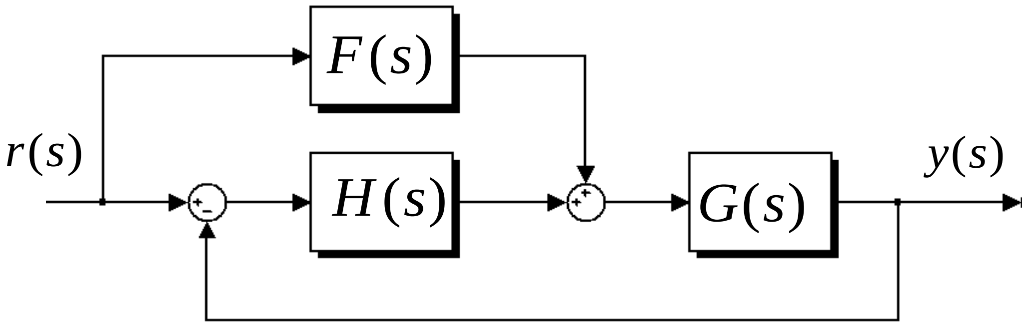
$$G(s) = \frac{s-1}{s^2+4s+4} e^{-hs} \Rightarrow G^{-1}(s) = \frac{s^2+4s+4}{s-1} e^{hs}$$

což je nestabilní, neryzí a nekauzální

- Jmenovatel $M_u = G^{-1} M_y$ je v charakteristickém polynomu výsledného systému. Proto může obsahovat jen stabilní a dostatečně rychlé módy
- Vlastně nerealizujeme přímo inverzi G^{-1}, ale až součin $G^{-1} M_y$
- Potížím se vyhneme i vhodnou volbou M_y, aby mělo přesně stejné nestabilní nuly jako G, stejný nebo větší relativní řád, a stejné nebo delší dopravní zpoždění
- Když to nejde, užíváme „přibližnou inverzi“ $\boxed{G^{\dagger}}$ = nejbližší stabilní, ryzí, kauzální přenos

Podobná struktura:

- Podobně ve struktuře



- je

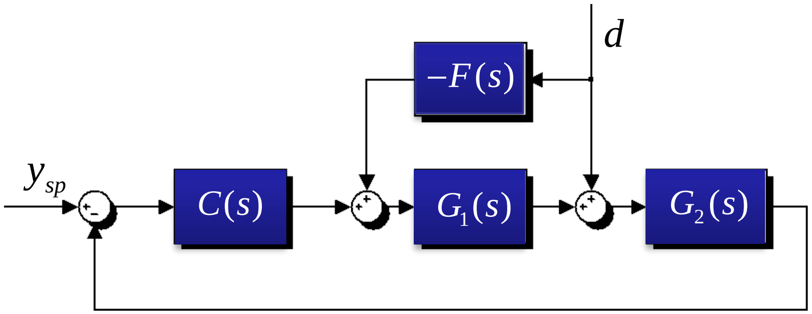
$$y(s) = \frac{GH + GF}{1 + GH} r(s)$$

$$e(s) = r(s) - y(s) = \frac{1 - GF}{1 + GH} r(s)$$

- a zřejmě pro $F(s) = G(s)^{-1}$ je $e(s) = 0 \;\; \forall r(s)$

- Někdy opravdu dokážeme zajistit $F(s) = G(s)^{-1}$
a tím dokonalé sledování reference

Přímá vazba od poruchy



- Přímou vazbu můžeme použít i při potlačení poruchy
- Když ji můžeme přímo měřit
- Přenos poruchy na výstup je

$$T_{yd}(s) = \frac{G_2\left(1 - G_1 F\right)}{1 + G_1 G_2 C} = G_2\left(1 - G_1 F\right) S$$

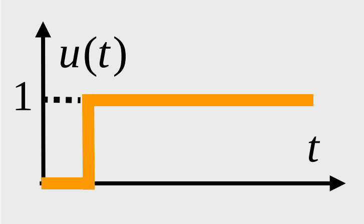
- Vliv poruchy můžeme v této struktuře redukovat dvěma způsoby:
- Standardně: malým $S(s)$ tj. velkým $L(s) = G_1(s) G_2(s) C(s)$
- A tady navíc malým $1 - G_1(s) F(s)$ (což je zřejmě citlivější)
- Ideálně

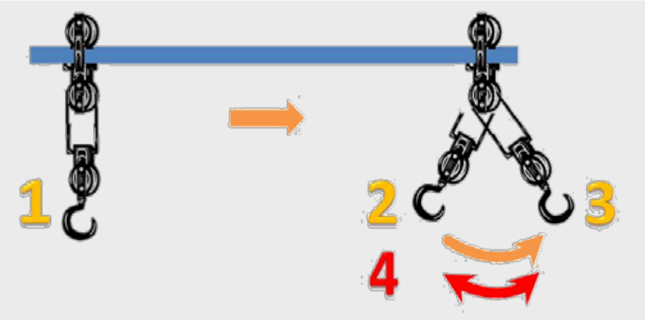
$$F(s) = G_1^{-1}(s) \Longrightarrow 1 - G_1(s) F(s) = 0$$

- Pokud není inverze realizovatelná, použijeme aproximaci
- Čím dříve porucha vstupuje do systému, tím snáze ji eliminujeme pomocí FF – ideálně to jde pro $G_1 = 1, G_2 = G$
- Užívá se v případě více procesů v sérii (destilační kolona, válcovací stolice, …)

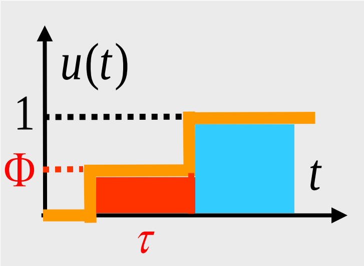
Tvarování vstupního signálu

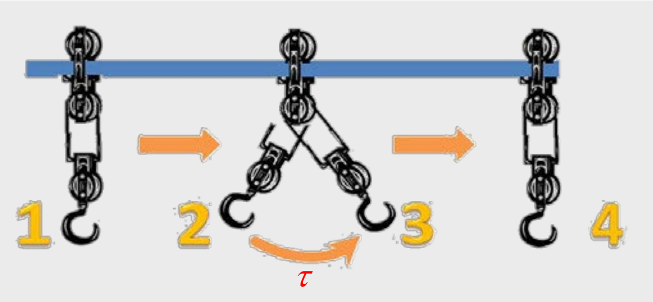
- Častým důvodem pro zavedení přímé vazby je tvarování vstupního signálu, tzv. input shaping
- Skok není často nejvhodnějším vstupem, protože může vyvolat vlastní oscilace soustavy
- Motivace: Jak nejrychleji přemístit jeřábem břemeno a nerozkývat ho?
- rychlé přemístění





- vs. přemístění s přestávkou zvané „posicast“





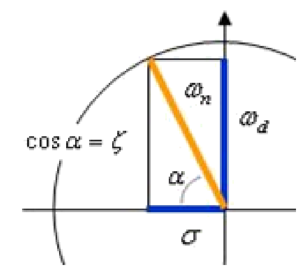
Návrh FF pro posicast

- Tvarování vstupu zajistíme FF filtrem $F(s)=\Phi+(1-\Phi)e^{-\tau s},\quad \Phi\in[0,1]$
- Pro soustavu 2. řádu s přenosem , která má dva lehce tlumené kmitavé póly

$$G(s)=\frac{\omega_n^2}{s^2+2\omega_n\zeta s+\omega_n^2}\qquad s_{1,2}=-\zeta\omega_n\pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$$

- Aby výsledný systém nekmital, musí je filtr přesně „vykrátit,“ tedy musíme zařídit, aby

$$F(s_{1,2})=F(-\zeta\omega_n\pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2})=0$$



- To je komplexní vztah, takže musí být současně

$$\operatorname{Re} f(s_{1,2})=\Phi+(1-\Phi)e^{\tau\zeta\omega_n}\cos\left(\tau\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\right)=0$$

$$\operatorname{Im} f(s_{1,2})=\quad\pm(1-\Phi)e^{\tau\zeta\omega_n}\sin\left(\tau\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\right)=0$$

- Sinus je nulový pro argument = celočíselnému násobku π, takže $\tau\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}=n\pi$
- Aby $\Phi>0$, musí být $\cos(.)<0$, tedy násobek π lichý vezmeme tedy $n=1$, z čehož $\tau\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}=\pi$ a tedy

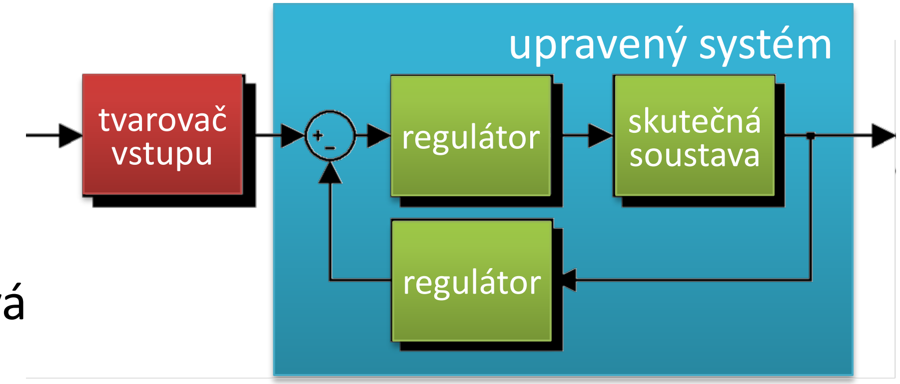
$$\boxed{\tau=\frac{\pi}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}}}$$

- Protože $\cos\pi=-1$, má první rovnice tvar $\Phi-(1-\Phi)e^{\tau\zeta\omega_n}=0$ a z toho

$$\boxed{\Phi=\frac{1}{1+e^{-\tau\zeta\omega_n}}=\frac{1}{1+e^{-\frac{\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}\zeta}}}$$

Posicast pro těleso na pružině

- Princip vymyslel Otto J. M. Smith, 1957
- Vypadá to hezky, ale je to citlivé na přesné nastavení, vždyť není požita ZV
- Je-li v soustavě neurčitost, nefunguje to dobře. Proto se nastavuje jinak
- nebo se kombinuje s ZV – 2DOF: nejprve se navrhne FB, pak FF filtr
- MIT, Georgia Tech, komerčně Convolve, Inc., www.convolve.com - video



- Obecněji se tvarování vstupu používá k omezení vibrací
- při manévrování pružných systémů
- jeřábů (portálový jeřáb viz. (viz Franklin 4ed-s38, 5ed-s56)
- formací (satelitů)
- Letadel - projekt ACFA

Posicast via krácení nul a pólů

- Soustava má kmitavé módy s póly

$$G(s)=\frac{\omega_n^2}{s^2+2\omega_n\zeta s+\omega_n^2}$$

$$s_{1,2}=-\zeta\omega_n\pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$$

- Kompenzátor má (jen) nuly

$$\Phi+(1-\Phi)e^{-\tau s}=0\rightarrow(\Phi-1)e^{-\tau s}=\Phi\rightarrow e^{-\tau s}=\frac{\Phi}{(\Phi-1)}$$

- Ale hledáme řešení komplexní $s=\alpha+j\beta$,navíc $\Phi\in[0,1]\rightarrow\Phi/(\Phi-1)<0$

$$e^{-\tau(\alpha+j\beta)}=e^{-\tau\alpha-j\tau\beta}=\frac{\Phi}{(\Phi-1)}=-\left|\frac{\Phi}{(\Phi-1)}\right|=-\frac{\Phi}{1-\Phi}<0$$

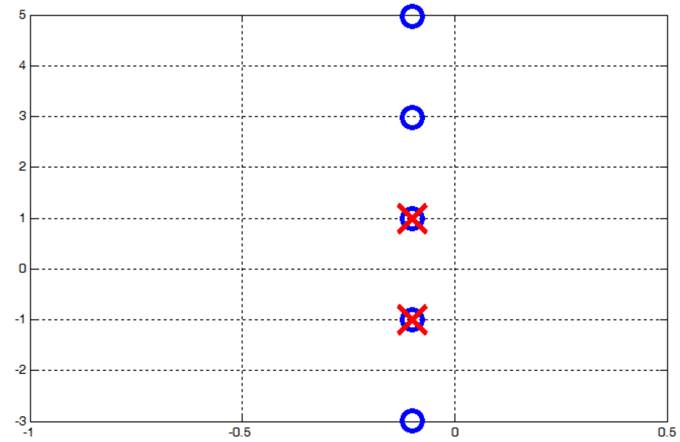
$$e^{-\tau\alpha}=\frac{\Phi}{1-\Phi}>0\rightarrow\alpha=-\frac{1}{\tau}\ln\frac{\Phi}{1-\Phi}$$

$$e^{-j\tau\beta}=-1\rightarrow\beta=\frac{(2k+1)\pi}{\tau}$$

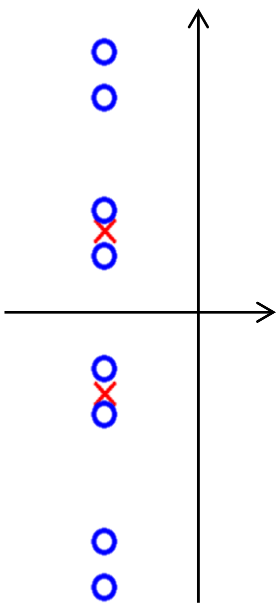
- A po dosazení $\alpha=-\zeta\omega_n,\beta=(2k+1)\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$, tedy dvě z nul krátí póly soustavy

Posicat: Vysvětlení pomocí nul a pólů a vylepšení

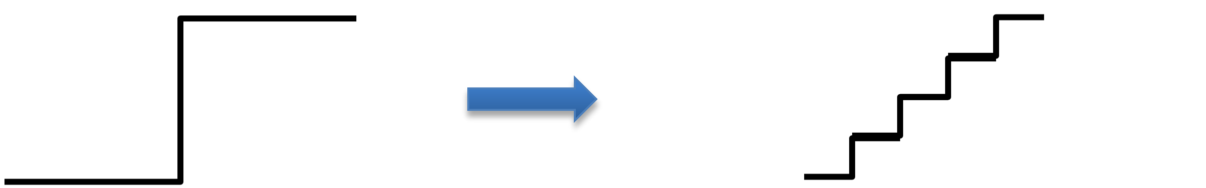
- Obrázek pro data z modelu: póly soustavy × , nuly kompenzátoru o



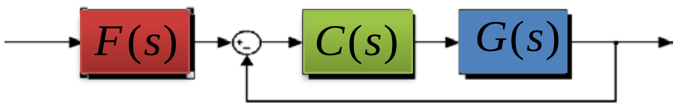
- Pochopitelně je to citlivé na přesné krácení
- Možné (přímobvazební) vylepšení

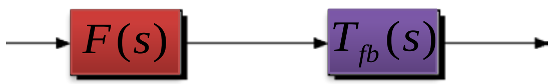


- Kolem pólů se umístí více nul, aby došlo k částečnému „vykrácení“ i v případě, že je pól trochu jinde
- Užije se kompenzátor vyššího řádu
- Tvarující skok na „schody“



Předfiltr





- Předfiltr kompenzující nuly uzavřené smyčky
- Přenos uzavřené smyčky

$$T_{fb}(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} = \frac{b(s)q(s)}{a(s)p(s) + b(s)q(s)}$$

$$G(s) = \frac{b(s)}{a(s)}, C(s) = \frac{q(s)}{p(s)}, F(s) = \frac{r(s)}{t(s)}$$

- Je často navrhován na požadovaný charakteristický polynom dle specifikací (T_s, T_r, $\%OS$)

$$c(s) = a(s)p(s) + b(s)q(s)$$

- ale výsledné chování „kazí“ nuly čitatele $b(s)q(s)$
- Pokud jsou stabilní, může je vykrátit předfiltrem kde konstantou k_F nastavím celkové DC zesílení 1

$$F(s) = \frac{k_F}{b(s)q(s)}$$

- Pak je celkový přenos

$$T(s) = \frac{C(s)G(s)F(s)}{1 + C(s)G(s)} = \frac{k_F}{a(s)p(s) + b(s)q(s)}$$

- Pokud stabilní nejsou, můžeme alespoň vykrátit ty stabilní z nich

$$F(s) = \frac{k_F}{b_{stab}(s)q_{stab}(s)}$$

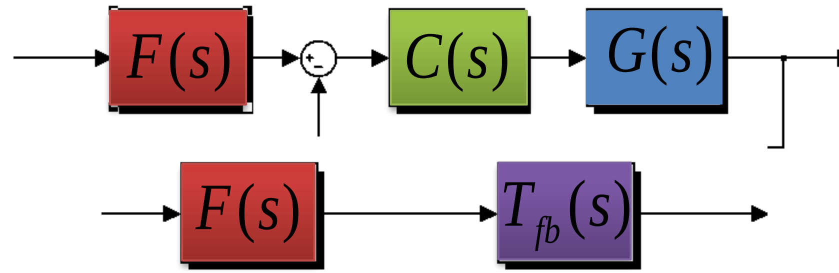
Příklad: Předfiltr

- Pro soustavu s přenosem $G(s)=\dfrac{1}{s}$ a specifikace $T_{s,2\%}=0{,}5$ s a $OS=4\%$ navrhneme PI regulátor

$$C(s)=16+\frac{128}{s}=\frac{16(s+8)}{s}$$

který zajistí CL charakteristický polynom

$$c(s)=s^2+16s+128$$



- Jenomže přenos uzavřené smyčky

$$T_{fb}(s)=\frac{16(s+8)}{s^2+16s+128}$$

má kvůli nule nevyhovující skokovou odezvu

- Zařazení předfiltru změní celkový přenos na

$$F(s)=\frac{8}{s+8}$$

$$T_{fb}(s)=\frac{128}{s^2+16s+128}$$ s lepší odezvou