25 – Dopravní zpoždění

Michael Šebek

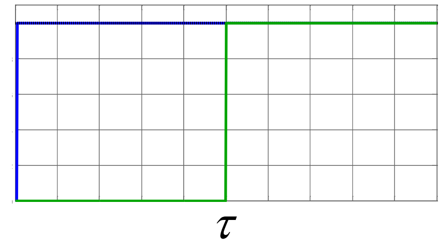
Automatické řízení 2013

Dopravní zpoždění

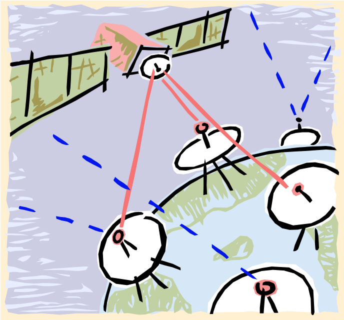
(Time delay, transport delay, dead time, delay-differential systems)

- V reálných systémech se často vyskytuje dopravní zpoždění

$$y(t) = u(t-\tau)$$



- Je to obvykle čas potřebný na přenos informace
Srovnej: pozemní tele-operace, Lunochod, Spirit-Opportunity, Cassini-Huygens



- Nebo čas potřebný na přemístění hmoty

Systémy s dopravním zpožděním

V řídicích systémech se často vyskytuje dopravní zpoždění

- buď v samotném procesu
- anebo při zpracování naměřených signálů

Příklady

- chemické procesy
  - zpoždění reprezentuje čas potřebný k nutné dopravě materiálu potrubím, pásovým dopravníkem,…
- válcování, výroba papíru,…
- vytápění
- řízení na dálku – raketa na Mars
  - velké zpoždění signálu dané konečnou rychlostí světla
  - malé zpoždění při zpracování signálu
- Biologické a biomedicínské systémy

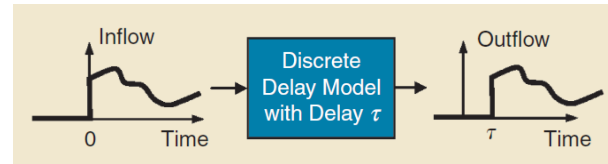
Důsledky

- Dopravní zpoždění vždy zhoršuje stabilitu ZV systému
- Dopravní zpoždění reprezentuje systém nekonečného řádu

Dopravní zpoždění

- Čisté dopravní zpoždění

$$y(t)=u(t-\tau) \quad \Leftrightarrow \quad y(s)=u(s)e^{-\tau s}$$



- Systém s dopravním zpožděním na vstupu a na výstupu

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t)&=\mathbf{A}\mathbf{x}(t)+\mathbf{B}u(t-\tau)\\ y(t)&=\mathbf{C}\mathbf{x}(t)\end{aligned}$$

$$\det\left(s\mathbf{I}-\mathbf{A}\right)$$

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t)&=\mathbf{A}\mathbf{x}(t)+\mathbf{B}u(t)\\ y(t)&=\mathbf{C}\mathbf{x}(t-\tau)\end{aligned}$$

$$H(s,e^{-\tau s})=\mathbf{C}\left(s\mathbf{I}-\mathbf{A}\right)^{-1}\mathbf{B}e^{-\tau s}=G(s)e^{-\tau s}=\frac{b(s)}{a(s)}e^{-\tau s}$$

- Systém s dopravním zpožděním uvnitř

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t)&=\mathbf{A}_0\mathbf{x}(t)+\mathbf{A}_1\mathbf{x}(t-\tau)+\mathbf{B}u(t)\\ y(t)&=\mathbf{C}\mathbf{x}(t)\end{aligned}$$

$$\det\left(s\mathbf{I}-\mathbf{A}_0-\mathbf{A}_1e^{-\tau s}\right)$$

$$H(s,e^{-\tau s})=\mathbf{C}\left(s\mathbf{I}-\mathbf{A}_0-\mathbf{A}_1e^{-\tau s}\right)^{-1}\mathbf{B}=\frac{b(s,e^{-\tau s})}{a(s,e^{-\tau s})}$$

Složitější případy

- Více různých zpoždění (souměřitelné nebo nesouměřitelná)

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_0\mathbf{x}(t) + \sum\nolimits_{i=1}^{N} \mathbf{A}_i\mathbf{x}(t-\tau_i) \qquad \det\left(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_0 - \sum\nolimits_{i=1}^{N} \mathbf{A}_i e^{-\tau_i s}\right)$$

$$H(s, e^{-\tau_1 s}, e^{-\tau_2 s}, \ldots, e^{-\tau_N s}) = \mathbf{C}\left(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_0 - \sum\nolimits_{i=1}^{N} \mathbf{A}_i e^{-\tau_i s}\right)^{-1}\mathbf{B} = \frac{b(s, e^{-\tau_1 s}, e^{-\tau_2 s}, \ldots, e^{-\tau_N s})}{a(s, e^{-\tau_1 s}, e^{-\tau_2 s}, \ldots, e^{-\tau_N s})}$$

- Rozprostřené zpoždění (distributed delay): raketový motor na tekuté palivo, dlouhé vedení, biologické systémy,…

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_0\mathbf{x}(t) + \mathbf{A}_1\mathbf{x}(t-\tau) + \int_0^{\tau} \mathbf{A}_v(v)\mathbf{x}(t-v)dv$$

$$\det\left(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_0 - \mathbf{A}_1 e^{-\tau s} - \mathbf{A}(s)\right)$$

Obecně ne-racionální funkce

$$\mathbf{A}(s) = \int_{0^-}^{\infty} \mathbf{A}(v)e^{-sv}dv = \mathcal{L}_-\left\{\mathbf{A}(t)\right\} = \int_{0^-}^{\tau} \mathbf{A}(v)e^{-sv}dv$$

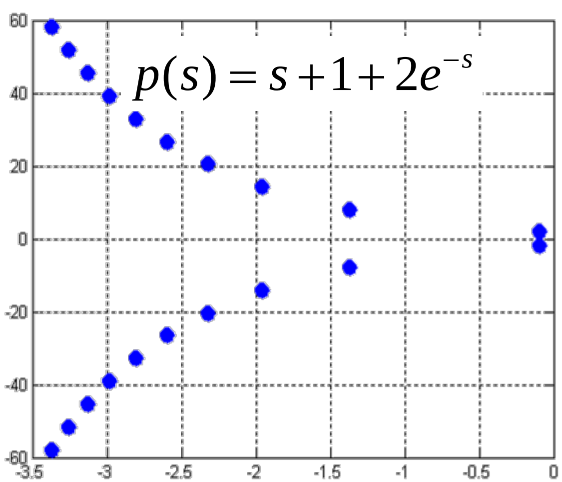
$$H(s, e^{-\tau s}, \mathbf{A}(s)) = \mathbf{C}\left(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_0 - \mathbf{A}_1 e^{-\tau s} - \mathbf{A}(s)\right)^{-1}\mathbf{B} = \frac{b(s, e^{-\tau s}, \mathbf{A}(s))}{a(s, e^{-\tau s}, \mathbf{A}(s))}$$

- Systémy s rozprostřenými parametry – parciální diferenciální rovnice

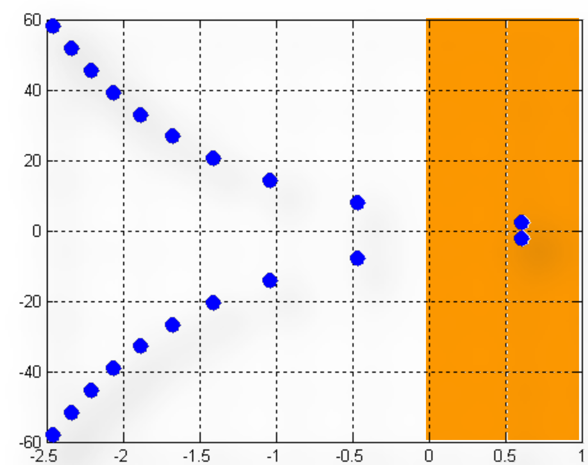
Nuly, póly, stabilita

- Protože exponenciála je v komplexním oboru periodická, má obecně kvazipolynom $p(s,e^{-\tau s})$ nekonečně mnoho oddělených kořenů
- Systém s dopravním zpožděním tedy může mít nekonečně mnoho (oddělených) nul a/nebo pólů
- Je stabilní právě když všechny kořeny charakteristického (kvazi)polynomu leží v otevřené levé polorovině
- Stabilní a nestabilní

$$p(s)=s+1+2e^{-s}$$



$$q(s)=s+1+5e^{-s}$$



- Rozlišujeme stabilitu závislou na zpoždění (stabilní pro dané τ) a stabilitu nezávislou na zpoždění (stabilní pro každé τ) – „iod“

Návrh řízení systému se zpožděním

- Laplaceova transformace
  - OK, ale obrazy nejsou racionální funkce
- Frekvenční metody
  - fungují: Nyquistovo kritérium, PM, GM, …
- Root locus
  - je k ničemu (pólů je nekonečně mnoho),
  - leda snad pro dominantní póly
- Stavové metody
  - Něco, s problémy.
  - Skutečný stavový prostor je totiž nekonečně-dimensionální, užívají se „pseudostavové“ modely
- Polynomiální metody:
  - něco jde pomocí 2-D polynomů

$$d = e^{-\tau s} \qquad H(s, e^{-\tau s}) = \frac{b(s, e^{-\tau s})}{a(s, e^{-\tau s})} \to H(s,d) = \frac{b(s,d)}{a(s,d)}$$

- Fungují některé triky, ad hoc metody apod.

Řízení systému se zpožděním

Aproximace na začátku

- dopravní zpoždění aproximujeme členem konečného řádu
- a pak pokračujeme standardním postupem

Aproximace na konci

- provádíme návrh pro systém se zpožděním
- často vychází regulátor, který také obsahuje zpoždění
- takový regulátor realizujeme aproximací nebo diskrétně

Diskretizace

- Soustavu na začátku diskretizujeme, tím dopravní zpoždění „zmizí“
- pak provedeme diskrétní návrh

Robustní řízení

- zpoždění zahrneme do neurčitosti
- účinné zvlášť při proměnném nebo neznámem zpoždění
- provedeme robustní návrh pro neurčitou soustavu bez zpoždění

Padého aproximace dopravního zpoždění

- chceme aproximovat racionální funkcí exponenciálu $e^{-\tau s}$
- pro jednoduchost nejprve dosadíme $\tau s = s$ a aproximujeme e^{-s}.
  Až aproximaci najdeme, dosadíme do ní zpátky $s = \tau s$
- funkci e^{-s} komplexní proměnné můžeme rozvinout v McLaurinovu řadu (Taylorovu řadu v bodě 0):
  (funkce je holomorfní → rozvoj platí všude)

$$e^{-s} = 1 - s + \frac{s^2}{2!} - \frac{s^3}{3!} + \frac{s^4}{4!} - \cdots$$

Aproximace 1. řádu

- nahradíme e^{-s} přenosem 1. řádu $\dfrac{b_1 s + b_0}{a_1 s + 1}$ tak, aby jejich rozdíl byl malý
- rozvineme i přenos v řadu (dlouhým dělením od nulových mocnin)
- 3 neznámé ➡ porovnáme 3 členy ➡ 3 rovnice

$$e^{-s} = 1 - s + \frac{s^2}{2!} - \frac{s^3}{3!} + \frac{s^4}{4!} - \cdots$$

$$\frac{b_1 s + b_0}{a_1 s + 1} = b_0 + (b_1 - b_0 a_1) s - a_1 (b_1 - b_0 a_1) s^2 + \cdots$$

➡

$$b_0 = 1$$
$$(b_1 - b_0 a_1) = -1$$
$$-a_1 (b_1 - b_0 a_1) = \frac{1}{2}$$

$$\boxed{\begin{aligned} b_0 &= 1 \\ (b_1 - b_0 a_1) &= -1 \\ -a_1(b_1 - b_0 a_1) &= 1/2 \end{aligned}} \Rightarrow \boxed{b_0 = 1, b_1 = -\frac{1}{2}, a_1 = \frac{1}{2}} \Rightarrow \boxed{e^{-s} \approx \frac{1 - s/2}{1 + s/2}} \Rightarrow \boxed{e^{-\tau s} \approx \frac{1 - \tau s/2}{1 + \tau s/2}}$$

Aproximace 2. řádu

- Podobně: nahradíme e^{-s} přenosem 2. řádu $\dfrac{b_1 s^2 + b_1 s + b_0}{a_2 s^2 + a_1 s + 1}$ tak, aby jejich rozdíl byl malý
- rozvineme i přenos v řadu (dlouhým dělením)
- 5 neznámých ➡ porovnáme 5 členů ➡ 5 rovnic

$$e^{-s} \approx \frac{1 - s/2 + s^2/12}{1 + s/2 + s^2/12} \Rightarrow e^{-\tau s} \approx \frac{1 - \tau s/2 + (\tau s)^2/12}{1 + \tau s/2 + (\tau s)^2/12}$$

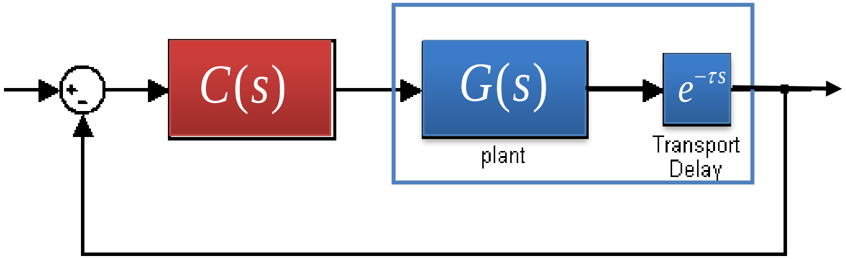
```
pade(T,order)
```

- existují aproximace vyšších řádů, dostaneme je obdobně
- pro velmi malá zpoždění $\tau \in (0,1)$ někdy aproximujeme velmi hrubě členem 1. řádu (lag) - pro něj souhlasí první 2 členy rozvojů

„Přesný“ návrh

- soustava + regulátor

$G(s)e^{-\tau s}$ $C(s)$



- přenos uzavřené smyčky

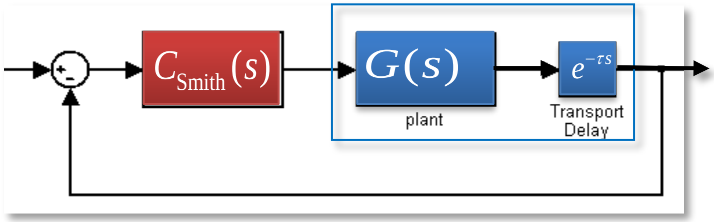
$$T(s)=\frac{C(s)G(s)e^{-\tau s}}{1+C(s)G(s)e^{-\tau s}}$$

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

$$T(s)=\frac{b(s)q(s)e^{-\tau s}}{a(s)p(s)+b(s)q(s)e^{-\tau s}}$$

- charakteristický „polynom“ je kvazipolynom
- má obecně nekonečně mnoho nul (kořenů), protože exponenciála je v komplexním oboru periodická funkce

Řízení bez zpoždění v charakteristickém polynomu



- Jaké by měl být regulátor, aby výsledný přenos byl

$$T(s)=\frac{C(s)G(s)e^{-\tau s}}{1+C(s)G(s)}$$

tj. aby neměl zpoždění ve jmenovateli?

Abychom mohli měnit T návrhem C, musíme použít C_{smith}

- Porovnáme oba přenosy

$$\frac{C(s)G(s)e^{-\tau s}}{1+C(s)G(s)}=T(s)=\frac{C_{\text{Smith}}(s)G(s)e^{-\tau s}}{1+C_{\text{Smith}}(s)G(s)e^{-\tau s}}$$

- a z toho vypočteme

$$\boxed{C_{\text{Smith}}(s)=\frac{C(s)}{1+C(s)\left[G(s)-G(s)e^{-\tau s}\right]}}$$

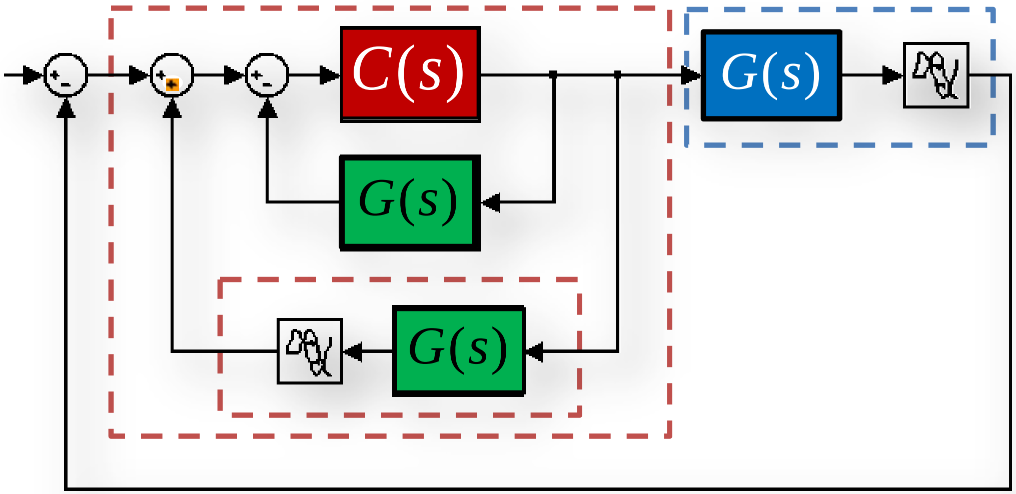
a pro něj opravdu

$$T(s)=\frac{C(s)G(s)e^{-\tau s}}{1+C(s)G(s)}$$

- Smithův prediktor – autor O.J.M. Smith 1958

Smithův prediktor

$$C_{\mathrm{Smith}}(s)=\frac{C(s)}{1+C(s)\left[G(s)-G(s)e^{-\tau s}\right]}$$



- ZV s modelem soustavy v regulátoru vyruší vnější ZV
- pak funguje jen ta vnitřní - bez zpoždění
- Realizace: musíme realizovat čisté zpoždění
  - číslicově není problém
  - analogově obvykle Padého aproximací
- prediktor je užitečný hlavně v případech, kdy je dopravní zpoždění velké ve srovnání s časovými konstantami soustavy
- válcování, výroba papíru, pásový dopravník, …
- citlivé na přesnou znalost délky zpoždění (jinak se vliv neodečte)

25 – Doplněk:
Systémy proměnné v čase

Michael Šebek

Automatické řízení 2012

Systémy proměnné v čase

- Lineární v čase proměnný systém: LTV (linear time-varying)
- koeficienty jsou funkce času
- Stavový model

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t)$$
$$y(t) = \mathbf{C}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}(t)u(t)$$

- Model typu vstup-výstup

$$a_n(t)y^{(n)}(t) + \cdots + a_0(t)y(t) = b_m(t)u^{(m)}(t) + \cdots + b_0(t)u(t)$$

- Pojmy přenos, pól a nula nemají smysl
- Stabilitu nutno zkoumat jinak
- Nastávají nové jevy, které u LTI nejsou
- Např. parametrická rezonance