3. 10. 2012
(Nedeljković, Nastran)
(RT)

E-mail: davidn@fe.uni-lj.si

http://lrtme.fe.uni-lj.si

gov. ure: sreda, 10.15

P: - sreda, P7 (8.30 - 10.00)
petek, P15a (8.30 - 10.00)

LV: - od 15.10. dalje ; 11 vaj

- gradivo je na spl. strani
- čistopis → urejeni zapiski v poročilo, A4 mapa ...
- poročila (s komentarji, itd) so gradivo za izpit
- sprotno oddajanje, urejanje poročil
- poročilo je potrebno prinesti na ustni izpit

IZPIT: - vsakič pred LES, 9.00 ; če ni drugače najavljeni
- prijava v e-študentu

- kolokviji: 1. kolokvij (petek 30.11.2012)
2. kolokvij (petek 18.01.2013)

- na izpitu dobimo list z enačbami (objavljen je tudi na spl. strani)

v terminu predavanj

- redni izpitni roki - ustni izpit je še isti dan,

LITERATURA: R. Cajhen: Regulacije, UL, FER
⋮

E-mail: davidm@fe.uni-lj.si

http://lrtme.fe.uni-lj.si

gov. ure: sreda, 10.15

3. 10. 2012.
(Nedeljković, Nastran)
(RT)

P: - sreda, P7 (8.30 - 10.00)
petek, P15a (8.30 - 10.00)

LV: - od 15.10. dalje ; 11 vaj

- gradivo je na spl. strani

- čistopis → urejeni zapiski v poročilo, A4 mapa ...
- poročila (s komentarji, itd) so gradivo za izpit
- sprotno oddajanje, urejanje poročil
- poročilo je potrebno prinesti na ustni izpit

IZPIT: - vsakič pred LES, 9.00; če ni drugače najavljeni
- prijava v e-studentu

- kolokviji: {1. kolokvij, (petek 30.11.2012)
2. kolokvij, (petek, 18.01.2013)}

v terminu predavanj

- na izpitu dobimo list z enačbami (objavljen je tudi na spl. strani)

- redni izpitni roki - ustni izpit je še isti dan,

LITERATURA: R. Cajhen: Regulacije, UL, FER
⋮ ⋮

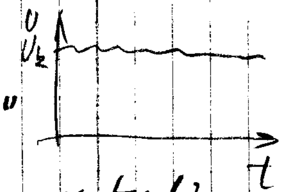
5.10.2012

→ Krmiljenje in regulacija ; zgled: ENOSMERNI GENERATOR (EG)

- z AM s KS priključenim na omrežno frekvenco ne moremo regulirati vrtilne hitrosti (≈ slip)
- višja hitrost AM → na EG je višja ind. nap.
- vplivamo na magnetilno polje ; spreminjamo napetost

$\underline{E} = k \Phi_{Iv} \underline{\underline{\omega}}$ ω = konst.; AS s KS priključen na omrežje

- Φ se spreminja zaradi toka
- če EG obremenimo, notranja upornost pade, breme občuti manjšo E.
- tok povečamo preko višje napetosti
- stroji imajo relativno dolge mehanske odzivne čase → čas, da stroj spravimo v gibanje (vrtenje)
- z elk. vezjem ugotovimo kolikšna je nap. na enosmernem delu (ohmski delilnik, $\underbrace{\text{filter RC značaja}}_{\text{kompenzira motnje v signalu}}$, ...)

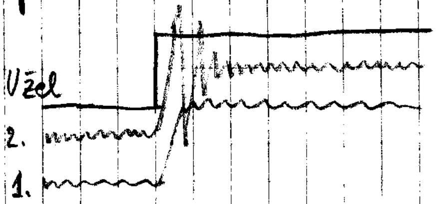


ščetke so na komutatorju ; nap. kotve lahko "pleše"

- pri filtrih moramo upoštevati frek. kor., da ne filtriramo tudi uporabnega signala → sprejemamo kompromise
- v vezju moramo imeti negativno povratno zanko
- če ne bi bilo povr. zanke, bi imeli krmilnik ; ob spremembi obremenitve stvar ne bi več delovala

→ zahteve regulacije

- Statični pogrešek → želimo, da je čim manjši ; potrebujemo dobro merilec
- dinamični pogrešek → sprememba vrednosti ⇒ pride do prehoda, nato pa se vrednost ustali



- v primeru 2. bi npr.: žarnica tako odpovedala
- sproži se varovalka → sistem se ustavi

⇒ različni tipi problemov → kompromisi ; nastavljamo parametre regulatorja

- regulacijski čas → čas ustalitve, konca preh. pojava
- vpliv želene vrednosti ; s stikali in vezji kompenziramo vrednosti ob prehodnih pojavih (višamo/nižamo E, ...)

5.10.2012

→ Krmiljenje in regulacija ; zgled: ENOSMERNI GENERATOR (EG)

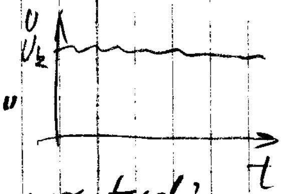
- z AM s KS priključenim na omrežno frekvenco ne moremo regulirati vrtilne hitrosti ($\approx$ slip)
- višja hitrost AM → na EG je višja ind. nap.
- vplivamo na magnetilno polje ; spreminjamo napetost

$\underline{E} = k\,\Phi\,\underline{\underline{\omega}}$ ω = konst. ; AS s KS priključen na omrežje

- Φ se spreminja zaradi toka
- Če EG obremenimo, notranja upornost pade, breme občuti manjšo E.
- tok povečamo preko višje napetosti
- stroji imajo relativno dolge mehanske odzivne čase → čas, da stroj spravimo v gibanje (vrtenje)
- z elk. vezjem ugotovimo kolikšna je nap. na enosmernem delu (ohmski delilnik, filter RC značaja, ...)

kompenzira motnje v signalu

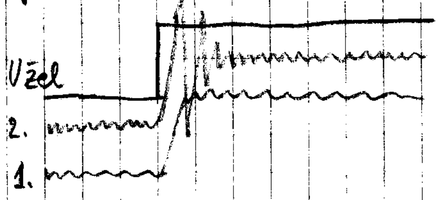
ščetke so na komutatorju ; nap. kotve lahko "pleše"



- pri filtrih moramo upoštevati frek. kor., da ne filtriramo tudi uporabnega signala → sprejemamo kompromise
- v vezju moramo imeti negativno povratno zanko
- če ne bi bilo povr. zanke, bi imeli krmilnik ; ob spremembi obremenitve stvar ne bi več delovala

→ zahteve regulacije

- Statični pogrešek → želimo, da je čim manjši ; potrebujemo dobro merilo
- dinamični pogrešek → sprememba vrednosti ⇒ pride do prehoda, nato pa se vrednost ustali



- v primeru 2. bi npr.: žarnica tako odgovorila
- sproži se varovalka → sistem se ustavi

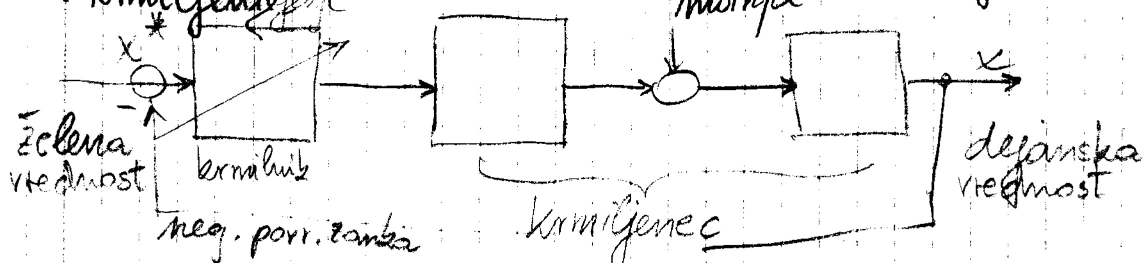
⇒ različni tipi problemov → kompromisi ; nastavljamo parametre regulatorja

- regulacijski čas → čas ustalitve, konca preh. pojava
- vpliv želene vrednosti ; s stikali in vezji kompenziramo vrednosti ob prehodnih pojavih (višamo/nižamo E, ...)

Torek : 12:00 - 14:00 v LRTME — cikel 4c /(K-M)
14:00 - 16:00 -//- -//- 3c /(D.-J.)

10.10.2012
(RT)

→ Krmiljenje



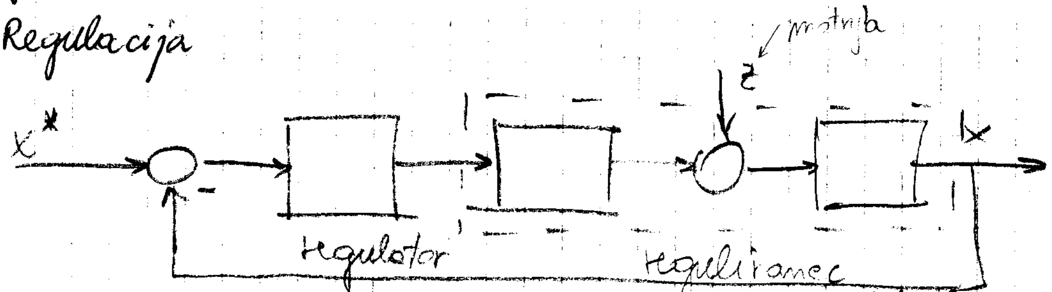
- regulator na podlagi pogreška določi spremembo v regulaciji
- neg. povr. zanka; da je razlika med dejansko in želeno vrednostjo še bolj očitna.
- poz. povr. zanka bi sistem poslala v nasičenje

→ VRSTE REGULACIJ

- električne, pnevmatske, mehanske
  ↳ sile so lahko velike, za enak učinek bi potrebovali bistveno več električnih /elektronskih členov

- Analogne, digitalne
- linearne, nelinearne
- zvezne, nezvezne ⟹ v smislu karakteristik regulacij (bimetal; primer nezveznosti)

→ Regulacija

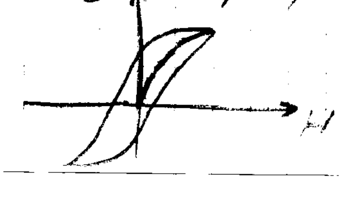


- vodene regulacije, regulacije s konstantno želeno vrednostjo
  ↳ želimo čim krajše reg. čase, čim manjše prenihaje

- procesne regulacije ⟹ tlaki, pretoki, temp.; časovne konstante so precej daljše

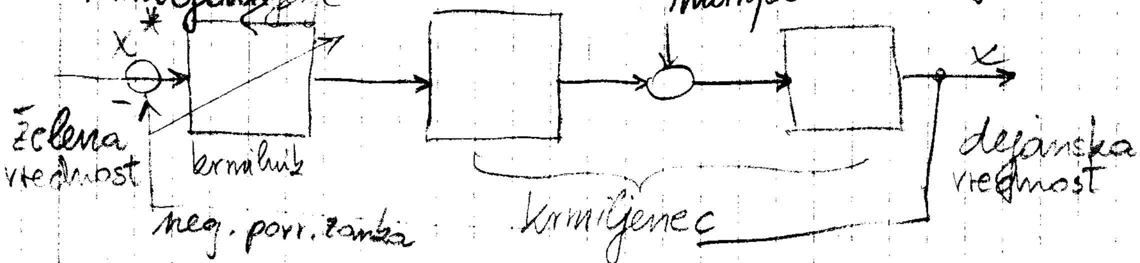
- večzančne regulacije
  → kaskadne regulacije (primarni + več podrejenih nivojev)

- Adaptivne regulacije ⟹ nastavljanje regulatorja na konkretne vrednosti reguliranca, da se bo sistem hitro in gladko odzval
  → v praksi vrednosti reguliranca niso konstantne (segrevanje, → dvig upornosti, ... pri indukcijskih motorjih)
  → tekom obratovanja zaznavamo spremembe (razlike v tlaku, gostoti zraka ...)



Torek : 12:00 - 14:00 v LRTME — cikel 4c /(K-M) 10.10.2012 (RT)
14:00 - 16:00 -//- -//- 3c /(D.-J)

→ Krmiljenje



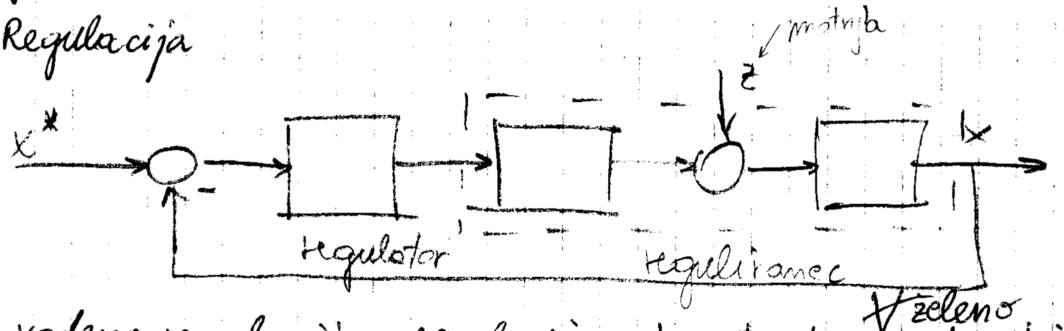
- regulator na podlagi pogreška določi spremembo v regulaciji
- neg. povr. zanka; da je razlika med dejansko in željeno vrednostjo še bolj očitna.
- poz. povr. zanka bi sistem poslala v nasičenje

→ VRSTE REGULACIJ

- električne, pnevmatske, mehanske
  ↳ sile so lahko velike, za enak učinek bi potrebovali bistveno več električnih/elektronskih členov

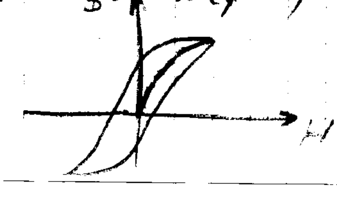
- Analogne, digitalne
- linearne, nelinearne
- zvezne, nezvezne ⟹ v smislu karakteristik regulacij (bimetal; primer nezveznosti)

→ Regulacija

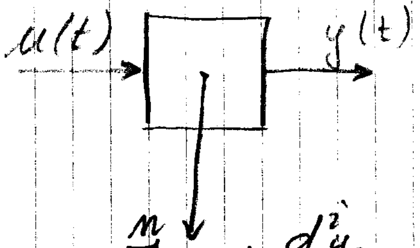


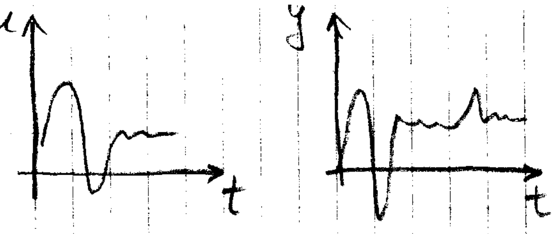
- vodene regulacije, regulacije s konstantno vrednostjo
  ↳ želimo čim krajše reg. čase, čim manjše prenihaje
- procesne regulacije ⟹ tlaki, pretoki, temp.; časovne konstante so precej daljše
- večzančne regulacije
  → kaskadne regulacije (primarni + več podrejenih nivojev)

- Adaptivne regulacije ⟹ nastavljanje regulatorja na konkretne vrednosti reguliranca, da se bo sistem hitro in gladko odzval
  → v praksi vrednosti reguliranca niso konstantne (segrevanje, → dvig upornosti, ... pri indukcijskih motorjih)
  → tekom obratovanja zaznavamo spremembe (razlike v tlaku, gostoti zraka ...)



→ **Linearni sistemi**





$$\sum_{i=0}^{n} a_i \frac{d^i y}{dt^i} = u(t)$$; lin. de. n-tega reda

- velja princip superpozicije
- odziv sistema lahko zapišemo kot konvolucijo vh. signala z odzivom na enotni impulz

1.) * superpozicija:

vhod. signal $\left\{ \begin{matrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{matrix} \right.$ . . . . $\left. \begin{matrix} y_1(t) \\ y_2(t) \end{matrix} \right\}$ odziv

$$u(t) = u_1(t) \cdot a_1 + u_2(t) \cdot a_2$$
$$y(t) = a_1 y_1(t) + a_2 y_2(t)$$

velja samo za lin. sisteme

- večji kot je vzbujalni signal, večji je odziv

* normiranje:

$$u(t) = \frac{U(t)}{U_n}$$

dejanska vrednost

normirana vrednost

* linearizirane:

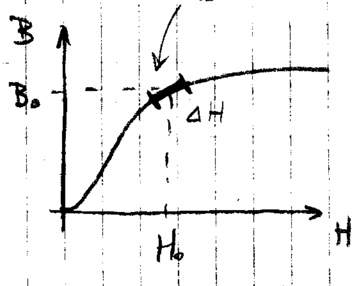
$$U(t) = U_0 + \Delta U(t)$$

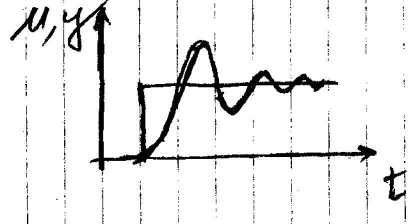
npr.: izhodiščna napetost

delovna točka

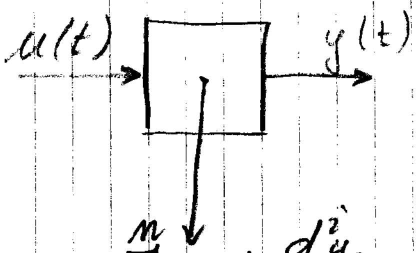
$$\underbrace{u(t) = \frac{\Delta U(t)}{U_n}}$$

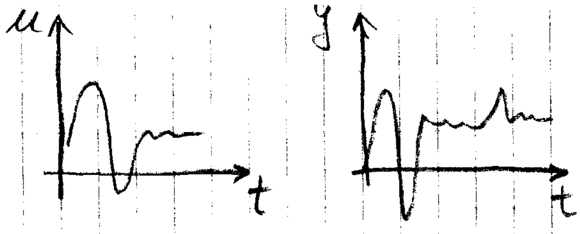
lineariziramo





→ **Linearni sistemi**





$$\sum_{i=0}^{n} a_i \frac{d^i y}{dt^i} = u(t)$$; lin. de. n-tega reda

- velja princip superpozicije
- odziv sistema lahko zapišemo kot konvolucijo vh. signala z odzivom na enotni impulz

1.) * **superpozicija**:

vhod. signal $\begin{cases} u_1(t) \\ u_2(t) \end{cases}$ . . . . . . $\begin{rcases} y_1(t) \\ y_2(t) \end{rcases}$ odziv

$$u(t) = u_1(t) \cdot a_1 + u_2(t) \cdot a_2$$
$$y(t) = a_1 y_1(t) + a_2 y_2(t)$$

velja samo za lin. sisteme

- večji kot je vzbujalni signal, večji je odziv

* **normiranje**:

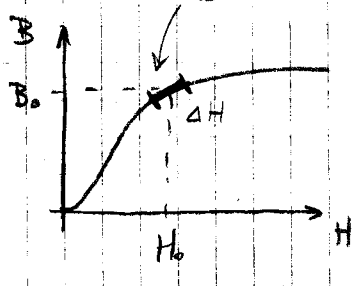
$$u(t) = \frac{U(t)}{U_n}$$

dejanska vrednost

normirana vrednost

* **lineariziranje**:

lineariziramo



$$U(t) = U_0 + \Delta U(t)$$

npr.: izhodiščna napetost

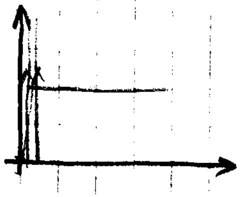
delovna točka

$$\underbrace{u(t) = \frac{\Delta U(t)}{U_n}}$$

2.) * <u>konvolucija</u>:

$\delta(t)$ ... Diracov impulz (teoretični signal; neskončno visok, neskončen čas)

→ odvod enotine stopnice



$u(t)$ ... zvezen v trenutku: $t=\tau$ $\Longrightarrow$

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau)\cdot\delta(t-\tau)\,d\tau$$ → vsota impulzov za vsak trenutek

- če se sistem na $\delta(t)$ odziva z $h(t,\tau)$; na $h(t)$ je potem odziv:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau)h(t,\tau)\,d\tau \Longrightarrow$$ superpozicijski integral

- upoštevamo še, da je sistem konstanten (časovno nespremenljiv); odziv na $\delta(t)$ bi bil:

$$\delta(t) \ldots h(t-\tau)$$

→ sledi:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)\cdot h(t-\tau)\,d\tau$$

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t-\tau)h(\tau)\,d\tau$$ → konvolucijski integral

---

$$u(t) = e^{st}$$

(upoštevamo) $$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{s(t-\tau)}h(\tau)\,d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{e^{st}}_{\text{konst.}} e^{-s\tau} h(\tau)\,d\tau =$$

$$= e^{st}\int_{-\infty}^{\infty} e^{-s\tau}h(\tau)\,d\tau$$

$$\longrightarrow \quad y(t) = u(t)\int_{-\infty}^{\infty} e^{-s\tau}h(\tau)\,d\tau$$

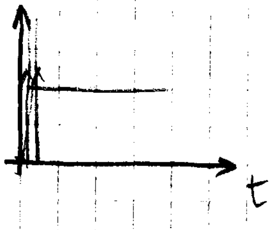
$\{ s = \sigma + j\omega \}$ kompl. št.

σ ↑ realna komp.; $j\omega$ ↑ imag. komp.

2.) * <u>konvolucija</u>:

$\delta(t)$ … <u>Diracov impulz</u> (teoretični signal; neskončno visok, neskončen čas)

→ odvod enotine stopnice



$u(t)$ … zvezen v trenutku: $t = \tau$ $\Longrightarrow$

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau)\cdot\delta(t-\tau)\,d\tau$$ → vsota impulzov za vsak trenutek

– če se sistem na $\delta(t)$ odziva z $h(t,\tau)$; na $h(t)$ je potem odziv:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(\tau)h(t,\tau)\,d\tau$$ $\Longrightarrow$ superpozicijski integral

– upoštevamo še, da je sistem konstanten (časovno nespremenljiv); odziv na $\delta(t)$ bi bil:

$$\delta(t) \ldots h(t-\tau)$$

→ sledi:
$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)\cdot h(t-\tau)\,d\tau$$
$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t-\tau)h(\tau)\,d\tau$$ → konvolucijski integral

---

$$u(t) = e^{st}$$

(upoštevamo) $$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{s(t-\tau)}h(\tau)\,d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{e^{st}}_{\text{konst.}} e^{-s\tau} h(\tau)\,d\tau =$$

$$= e^{st}\int_{-\infty}^{\infty} e^{-s\tau}h(\tau)\,d\tau$$

$$\longrightarrow \quad y(t) = u(t)\int_{-\infty}^{\infty} e^{-s\tau}h(\tau)\,d\tau$$

$\{ s = \sigma + j\omega \}$ kompl. št.

σ … realna komp.

$j\omega$ … img. komp.

$$\Longrightarrow \quad \underline{y(t) = u(t) \cdot F(s)}$$

$$\underline{F(s) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-s\tau} h(\tau)\, d\tau}$$

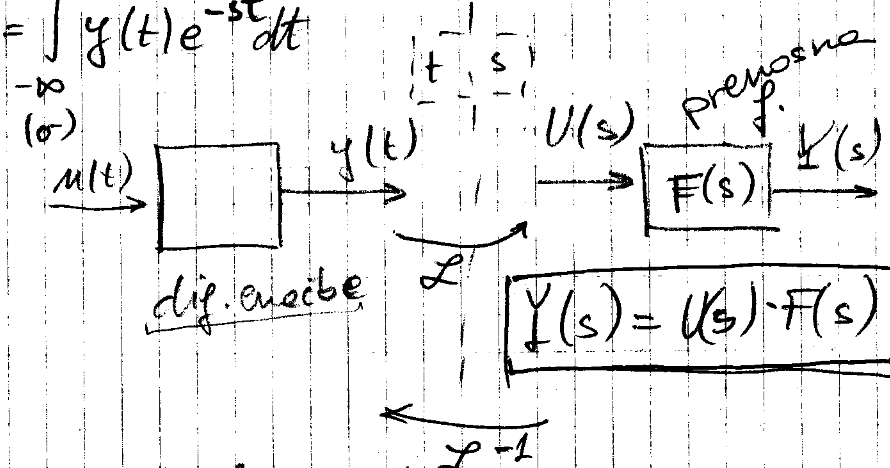
$F(s)$ = prenosna funkcija (kompl. št.)

→ **Laplace-ove transformacija**

s; kompl. frekvenca

$$\mathcal{L}[y(t)] = Y(s)$$

$$Y(s) = \int_{-\infty\,(\sigma)}^{\infty} y(t)\, e^{-st}\, dt$$



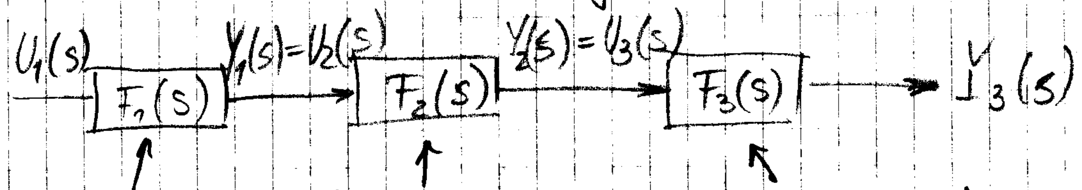
$$\boxed{Y(s) = U(s) \cdot F(s)}$$

→ inverzna Laplaceova tr.:

$$\boxed{y(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma_c - j\infty}^{\sigma_c + j\infty} Y(s) \cdot e^{st}\, ds}$$

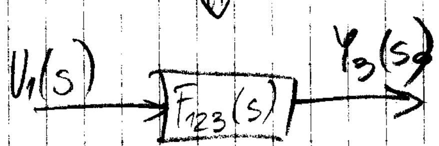
12.10.2012

• Če imamo več blokov ⇒ serija blokov



hitro ugotovimo nadomestno prenosno funkcijo

⇓



$$\underline{F_{123}(s) = F_1(s) \cdot F_2(s) \cdot F_3(s)}$$

$$\underline{F_{123}(s) = \frac{Y_3(s)}{U_1(s)}}$$

$\Longrightarrow \underline{y(t) = u(t)\cdot F(s)}$

$$F(s) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-s\tau} h(\tau)\, d\tau$$

$F(s)$ = prenosna funkcija (kompl. št.)

→ **Laplace-ova transformacija**

s; kompl. frekvenca

$$\mathcal{L}[y(t)] = Y(s)$$

$$Y(s) = \int_{-\infty\ (0)}^{\infty} y(t)\, e^{-st}\, dt$$

$$u(t) \longrightarrow \boxed{} \longrightarrow y(t) \quad \xrightarrow{\mathcal{L}} \quad U(s) \longrightarrow \boxed{F(s)} \longrightarrow Y(s)$$

t | s

dif. enačbe

prenosna f.

$$\boxed{Y(s) = U(s)\cdot F(s)}$$

$\mathcal{L}^{-1}$

→ inverzna Laplaceova tr.:

$$\boxed{y(t) = \frac{1}{2\pi j}\int_{\sigma_c - j\infty}^{\sigma_c + j\infty} Y(s)\cdot e^{st}\, ds}$$

12.10.2012

- Če imamo več blokov ⇒ serija blokov

$$U_1(s) \longrightarrow \boxed{F_1(s)} \xrightarrow{Y_1(s)=U_2(s)} \boxed{F_2(s)} \xrightarrow{Y_2(s)=U_3(s)} \boxed{F_3(s)} \longrightarrow Y_3(s)$$

hitro ugotovimo nadomestno prenosno funkcijo

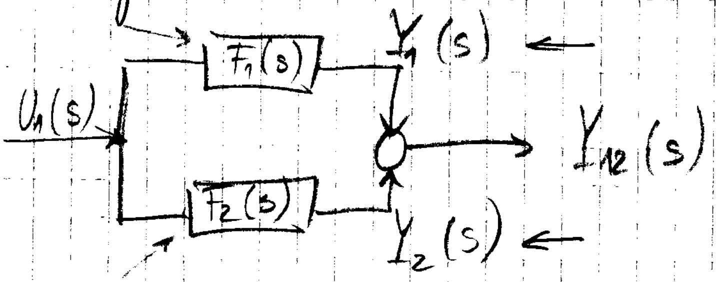
⇓

$$U_1(s) \longrightarrow \boxed{F_{123}(s)} \longrightarrow Y_3(s)$$

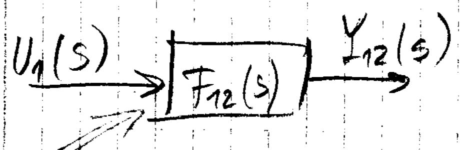
$$F_{123}(s) = F_1(s)\cdot F_2(s)\cdot F_3(s)$$

$$F_{123}(s) = \frac{Y_3(s)}{U_1(s)}$$

• Če imamo paralelno več blokov



$$\underline{Y_{12}(s) = Y_1(s) - Y_2(s)}$$



$$\underline{F_{12}(s) = F_1(s) + F_2(s)}$$

LASTNOSTI LAPLACE-ove TR.

$y(t) \rightarrow Y(s)$

1.) superpozicija:

$$\mathcal{L}[a_1 y_1(t) + a_2 y_2(t)] = a_1 Y_1(s) + a_2 Y_2(s)$$

2.) časovni premik:

$$\mathcal{L}[y(\underset{\substack{\uparrow \\ \text{zakasnjen za } T}}{t-T})] = e^{-sT} Y(s)$$

3.) časovno skaliranje: (arg. y -t je pomnožen s skalarjem)

$$\mathcal{L}[y(a \cdot t)] = \frac{1}{|a|} Y\left(\frac{s}{a}\right)$$

4.) frekvenčni premik:

$$\mathcal{L}[e^{-at} y(t)] = Y(s+a)$$

5.) odvajanje:

$$\underline{\mathcal{L}\left[\frac{dy}{dt}\right] = -y(\underbrace{t=0^-}_{\text{začetek opazovanja}}) + s\,Y(s)}$$

zač. vrednost

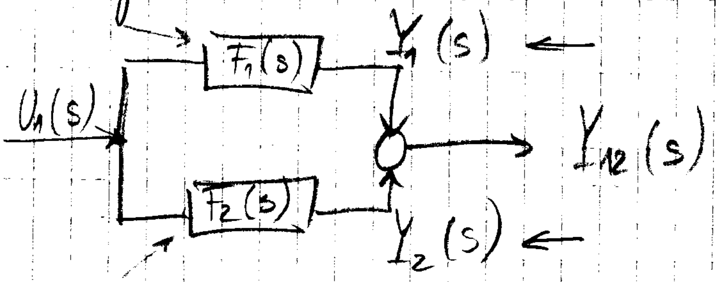
$$\underline{\mathcal{L}\left[\frac{d^n y}{dt^n}\right] = s^n Y(s) - s^{n-1} y(t=0^-) - s^{n-2} \frac{dy}{dt}(t=0^-) - \dots - \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}}(t=0^-)}$$

6.) integriranje:

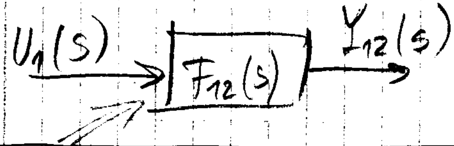
$$\mathcal{L}\left[\int_0^t y(\tau)\,d\tau\right] = \frac{1}{s} Y(s)$$

7.) množenje s časom: $\mathcal{L}[t \cdot y(t)] = -\frac{dY(s)}{ds}$

• Če imamo paralelno več blokov



$$\underline{Y_{12}(s) = Y_1(s) - Y_2(s)}$$



$$\underline{F_{12}(s) = F_1(s) + F_2(s)}$$

LASTNOSTI LAPLACE-ove TR.

$y(t) \rightarrow Y(s)$

1.) superpozicija:

$$\mathcal{L}[a_1 y_1(t) + a_2 y_2(t)] = a_1 Y_1(s) + a_2 Y_2(s)$$

2.) časovni premik:

$$\mathcal{L}[y(\underset{\substack{\uparrow \\ \text{zakasnjen za T}}}{t-T})] = e^{-sT} Y(s)$$

3.) časovno skaliranje: (arg. y-t je pomnožen s skalarjem)

$$\mathcal{L}[y(a \cdot t)] = \frac{1}{|a|} Y\left(\frac{s}{a}\right)$$

4.) frekvenčni premik:

$$\mathcal{L}[e^{-at} y(t)] = Y(s+a)$$

5.) odvajanje:

$$\underline{\mathcal{L}\left[\frac{dy}{dt}\right] = -y(\underbrace{t=0^-}_{\text{začetek opazovanja}}) + s Y(s)}$$

zač. vrednost

$$\underline{\mathcal{L}\left[\frac{d^n y}{dt^n}\right] = s^n Y(s) - s^{n-1} y(t=0^-) - s^{n-2} \frac{dy}{dt}(t=0^-) - \dots - \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}}(t=0^-)}$$

6.) integriranje:

$$\mathcal{L}\left[\int_0^t y(\tau) d\tau\right] = \frac{1}{s} Y(s)$$

7.) množenje s časom: $\mathcal{L}[t \cdot y(t)] = -\frac{dY(s)}{ds}$

- Izrek o končni vrednosti funkcije:
  → če izraz $s \cdot Y(s)$ nima polov z realnimi deli Re^+, velja: (ničle imenovalca)

$$\underbrace{\lim_{t\to\infty}[y(t)]}_{\text{vrednost signala po koncu vseh preh. pojavov}} = \lim_{s\to 0}[s \cdot Y(s)]$$ upoštevamo, da velja enakost

- Izrek o končni vrednosti funkcije:

$$\lim_{t\to 0}[y(t)] = \lim_{s\to\infty}[s \cdot Y(s)] \quad ; \quad Y(s) = \mathcal{L}[y(t)]$$

→ ni posebnega veljavnostnega pogoja

AV1

1.) Za podano d.e. zapiši prenosno funkcijo $F(s) = \frac{X(s)}{Y(s)}$ in določi $x(t=\infty)$, če sistem vzbujamo z enotino stopnico.

Upoštevamo: $x(0) = \dot{x}(0) = \ddot{x}(0) = 0$
$y(0) = \dot{y}(0) = 0$

$$\xrightarrow[y(t)]{Y(s)} \boxed{F(s)} \xrightarrow[x(t)]{X(s)}$$

$$\boxed{F(s) = \frac{izhod}{vhod} = \frac{X(s)}{Y(s)}}$$

Vzbujanje: enotina stopnica: $Y(s) = \frac{1}{s}$

a) $\frac{d^2(x)}{dt^2} + 3\left(2\frac{dx}{dt} - \frac{dy}{dt}\right) + 25x = 9 \cdot y \quad / \mathcal{L}$

$s^2 X(s) + 6 \cdot sX(s) - 3sY(s) + 25X(s) = 9Y(s) \quad / X(s)$ skupaj

$X(s)[s^2 + 6s + 25] = Y(s)(3s + 9)$

$$F(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{3s+9}{s^2+6s+25}$$

→ končna vr.:

$X(s) = Y(s)F(s); \quad Y(s) = \frac{1}{s}$

$$X(s) = \frac{1}{s}\,\frac{3s+9}{s^2+6s+25} \longrightarrow x(t)$$

izrek o končni vrednosti:

$$\lim_{t\to\infty}[x(t)] = \lim_{s\to 0}[s \cdot X(s)]$$

- Izrek o končni vrednosti funkcije: $\to$ ničle imenovalca
  - $\to$ če izraz $s \cdot Y(s)$ nima polov z realnimi deli Re^+, velja:

$$\underbrace{\lim_{t\to\infty} [y(t)]}_{\text{vrednost signala po koncu vseh preh. pojavov}} = \lim_{s\to 0} [s \cdot Y(s)]$$

upoštevamo, da velja enakost

- Izrek o končni vrednosti funkcije:

$$\lim_{t\to 0} [y(t)] = \lim_{s\to\infty} [s \cdot Y(s)] \quad ; \quad Y(s) = \mathcal{L}[y(t)]$$

$\to$ ni posebnega veljavnostnega pogoja

AV1

1.) Za podano d.e. zapiši prenosno funkcijo $F(s) = \frac{X(s)}{Y(s)}$ in določi $x(t=\infty)$, če sistem vzbujamo z enotino stopnico.

Upoštevamo: $x(0) = \dot{x}(0) = \ddot{x}(0) = 0$
$y(0) = \dot{y}(0) = 0$

$$\xrightarrow[y(t)]{Y(s)} \boxed{F(s)} \xrightarrow[x(t)]{X(s)} \qquad \boxed{F(s) = \frac{\text{izhod}}{\text{vhod}} = \frac{X(s)}{Y(s)}}$$

Vzbujanje: enotina stopnica: $Y(s) = \frac{1}{s}$

a) $\frac{d^2(x)}{dt^2} + 3\left(2\frac{dx}{dt} - \frac{dy}{dt}\right) + 25x = 9 \cdot y \quad / \mathcal{L}$

$s^2 X(s) + 6 \cdot sX(s) - 3sY(s) + 25X(s) = 9Y(s) \quad / X(s)$ skupaj

$X(s)[s^2 + 6s + 25] = Y(s)(3s+9)$

$$F(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{3s+9}{s^2+6s+25}$$

$\to$ končna vr.:

$X(s) = Y(s) F(s); \; Y(s) = \frac{1}{s}$

$$X(s) = \frac{1}{s} \frac{3s+9}{s^2+6s+25} \longrightarrow x(t)$$

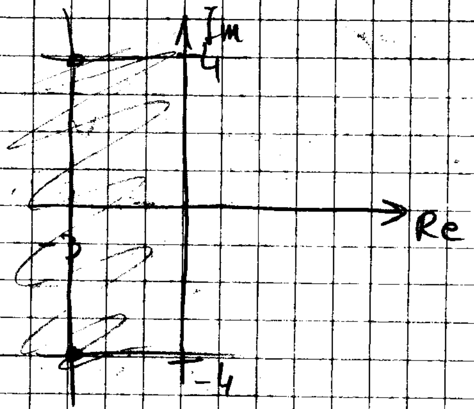
izrek o končni vrednosti:

$$\lim_{t\to\infty} [x(t)] = \lim_{s\to 0} [s \cdot X(s)]$$

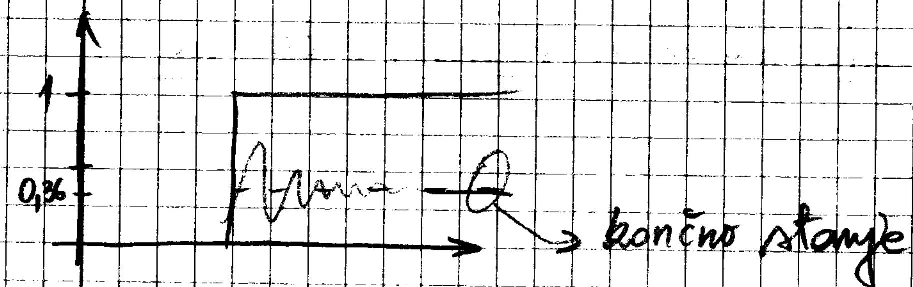
$$\lim_{t\to\infty}[x(t)] = \lim_{s\to 0}\left[s\,\frac{1}{s}\,\frac{3s+9}{s^2+6s+25}\right]$$

$$s^2+6s+25=0$$

$$s_{1,2}=-3\pm j4$$



$$x(t=\infty)=0{,}36$$



b) $2x+3y=\frac{dx}{dt}$ / $\mathcal{L}$

$$2X(s)+3Y(s)=sX(s)$$

$$3Y(s)=X(s)(s-2)$$

$$\boxed{F(s)=\frac{izh}{vh}=\frac{X(s)}{Y(s)}=\frac{3}{s-2}}$$ ⟹ prenosna funkcija

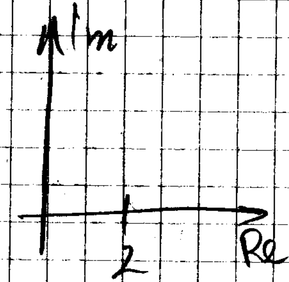
končno vr.:

$$X(s)=Y(s)F(s)=\frac{1}{s}\left(\frac{3}{s-2}\right)$$ ⟹ $x(t)$

izrek o k. vr.:

$$\lim_{t\to\infty}[x(t)]=\lim_{s\to 0}[sX(s)]$$

$$\lim_{t\to\infty}[x(t)]=\lim_{s\to 0}\left[\cancel{s}\,\frac{1}{\cancel{s}}\cdot\frac{3}{s-2}\right]$$; $\underline{s_1=+2}$

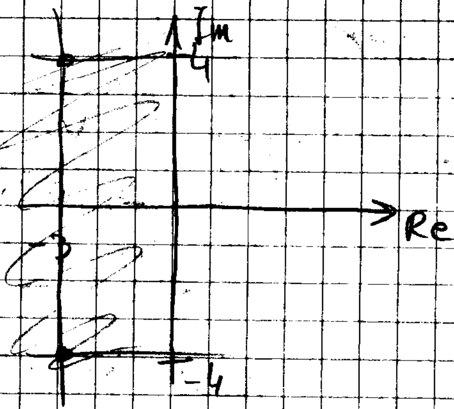


Izrek ne velja, ker imamo realen pol.

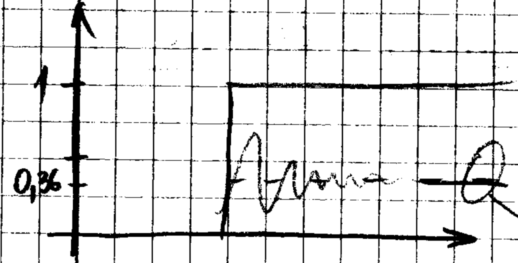
$$\lim_{t\to\infty}[x(t)] = \lim_{s\to 0}\left[s\,\frac{1}{s}\,\frac{3s+9}{s^2+6s+25}\right]$$

$$s^2+6s+25=0$$

$$s_{1,2}=-3\pm j4$$



$$x(t=\infty)=0{,}36$$



b) $2x+3y=\frac{dx}{dt}$ / $\mathcal{L}$

$$2X(s)+3Y(s)=sX(s)$$

$$3Y(s)=X(s)(s-2)$$

$$\boxed{F(s)=\frac{izh}{vh}=\frac{X(s)}{Y(s)}=\frac{3}{s-2}}\Rightarrow \text{prenosna funkcija}$$

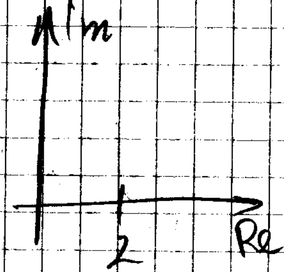
~~končno vr.:~~

$$X(s)=Y(s)F(s)=\frac{1}{s}\left(\frac{3}{s-2}\right)\Rightarrow x(t)$$

izrek o k. vr.:

$$\lim_{t\to\infty}[x(t)]=\lim_{s\to 0}[sX(s)]$$

$$\lim_{t\to\infty}[x(t)]=\lim_{s\to 0}\left[\cancel{s}\,\frac{1}{\cancel{s}}\,\frac{3}{s-2}\right]\quad ;\ s_1=+2$$



Izrek ne velja, ker imamo realen pol.

17.10.2012

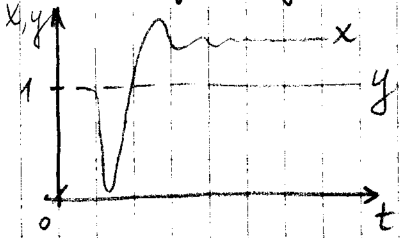
POPIS lin. sistemov:

- D.E. $\rightarrow$ prenosna funkcija [v $\mathcal{L}$ prostoru]
  (t)

$$Y(s) \rightarrow \boxed{F(s)} \rightarrow X(s)$$

$$X(s) = Y(s) \cdot F(s)$$

- Prehodna funkcija (odziv na enotino stopnico, v prostoru t)



a) $F(s) = \frac{3s+9}{s^2+6s+25}$; $Y(s) = \frac{1}{s}$ $\Longrightarrow$ $X(s) = Y(s) \cdot F(s) = \underbrace{\frac{1}{s} \cdot \frac{3s+9}{s^2+6s+25}}_{\text{str. 369}} \Big/ \mathcal{L}^{-1}$

pretvorimo:

$$X(s) = \underbrace{\frac{3}{s^2+6s+25}}_{\text{primer: 15}} + \underbrace{\frac{9}{s(s^2+6s+25)}}_{\text{primer: 17}}$$

$\omega = \sqrt{b^2-a^2} = \underline{\underline{4}}$

$a=3$
$b=5$

$$X(t) = 3\left[\frac{1}{\omega} e^{-3t} \cdot \sin(\omega t)\right] +$$

$$+ 9 \frac{1}{25}\left[1 - \left(\cos(\omega t) + \frac{3}{\omega}\sin(\omega t)\right) \cdot e^{-3t}\right] =$$

gre za primer dušenega nihanja

$$= \underline{3\left[\frac{1}{4} e^{-3t} \cdot \sin(4t)\right] + \frac{9}{25}\left[1 - \left(\cos(4t) + \frac{3}{4}\sin(4t) \cdot e^{-3t}\right]\right.}$$

b) $F(s) = \frac{3}{s-2}$; $Y(s) = \frac{1}{s}$ $\rightarrow$ $X(s) = Y(s)F(s) = \frac{1}{s} \frac{3}{s-2} \Big/ \mathcal{L}^{-1}$

$$\underline{x(t) = \frac{3}{2}\left(e^{2t} - 1\right)}$$

17.10.2012

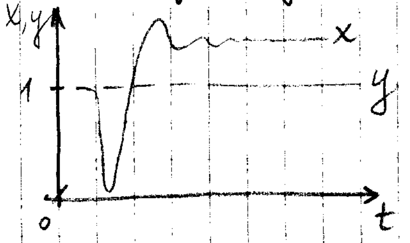
POPIS lin. sistemov:

• D.E. (t) → prenosna funkcija [v $\mathcal{L}$ prostoru]

$$Y(s) \rightarrow \boxed{F(s)} \rightarrow X(s)$$

$$X(s) = Y(s)\cdot F(s)$$

- Prehodna funkcija (odziv na enotino stopnico, v prostoru t)



a) $F(s) = \frac{3s+9}{s^2+6s+25}$; $Y(s) = \frac{1}{s}$ $\Longrightarrow$ $X(s) = Y(s)\cdot F(s) = \underbrace{\frac{1}{s}\cdot\frac{3s+9}{s^2+6s+25}}_{\text{str. 369}} \Big/ \mathcal{L}^{-1}$

pretvorimo:

$$X(s) = \underbrace{\frac{3}{s^2+6s+25}}_{\text{primer: 15}} + \underbrace{\frac{9}{s(s^2+6s+25)}}_{\text{primer: 17}}$$

$\omega = \sqrt{b^2-a^2} = \underline{\underline{4}}$

$a=3$
$b=5$

$$x(t) = 3\left[\frac{1}{\omega}e^{-3t}\cdot\sin(\omega t)\right] + 9\,\frac{1}{25}\left[1-\left(\cos(\omega t)+\frac{3}{\omega}\sin(\omega t)\right)\cdot e^{-3t}\right] =$$

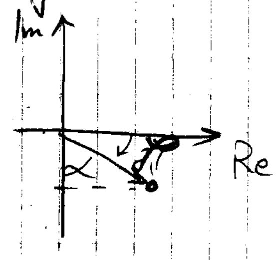
gre za primer dušenega nihanja

$$= 3\left[\frac{1}{4}e^{-3t}\cdot\sin(4t)\right] + \frac{9}{25}\left[1-\left(\cos(4t)+\frac{3}{4}\sin(4t)\right)\cdot e^{-3t}\right]$$

b) $F(s) = \frac{3}{s-2}$; $Y(s) = \frac{1}{s}$ $\rightarrow$ $X(s) = Y(s)F(s) = \frac{1}{s}\,\frac{3}{s-2} \Big/ \mathcal{L}^{-1}$

$$\underline{x(t) = \frac{3}{2}\left(e^{2t}-1\right)}$$

- Frekvenčna karakteristika → eksperimentalno
→ računsko iz $F(s)$ → $s = j\omega$



$$F(j\omega) = \frac{\vec{X}}{\vec{Y}} = \alpha(j\omega)\, e^{j\varphi(j\omega)}$$

fazni kot

amplitudno razmerje, magnituda (dolžina cpl. št.)

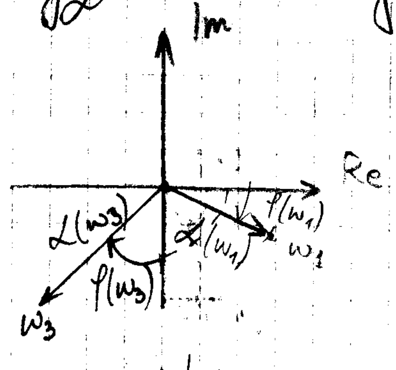
$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}|F(j\omega)|}{\operatorname{Re}|F(j\omega)|}, \quad \alpha = |F(j\omega)|$$

ω	α	α(dB)	φ	Re	Im

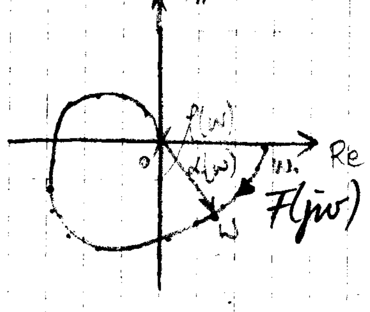
na sinusno vzbujanje dobimo odziv s sinusno frekvenco ← v linearnih sistemih!

$$y = y_1 \sin(\omega t)$$
$$x = x_1 \sin(\omega t + \varphi)$$
$$\boxed{\alpha = \frac{x_1}{y_1}, \ \varphi = f(\omega)}$$

- **Nyquistov diagram** (za podajanje frekvence)



- Če povečamo ω, dobimo novo točko
- običajno imamo z velikim št. točk, zato se prikaže loti med drugače



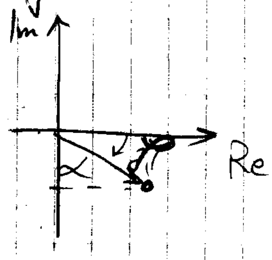
- frekvenca bi morala biti zapisana pri vseh točkah, vendar bi bilo to nepregledno
- označimo v kateri smeri frekvenca narašča
- frekvenca je parameter

- Frekvenčna karakteristika → eksperimentalno
→ računsko iz $F(s)$ → $s=j\omega$

$$F(j\omega)=\frac{\vec{x}}{\vec{y}}=\alpha(j\omega)\,e^{j\varphi(j\omega)}$$

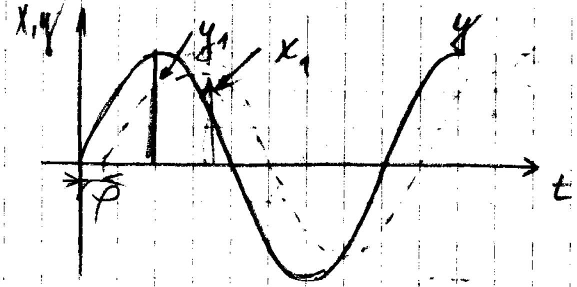
fazni kot

amplitudno razmerje, magnituda (dolžina cpl. št.)



$$\varphi=\operatorname{arctg}\frac{\operatorname{Im}|F(j\omega)|}{\operatorname{Re}|F(j\omega)|}\,,\qquad \alpha=|F(j\omega)|$$

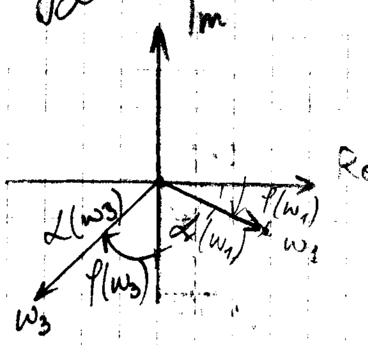
ω	α	α(dB)	φ	Re	Im



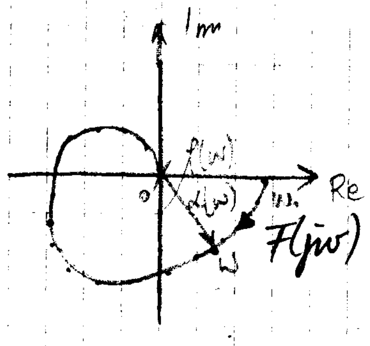
na sinusno vzbujanje dobimo odziv s sinusno frekvenco ← v linearnih sistemih!

$$y=y_1\sin(\omega t)$$
$$x=x_1\sin(\omega t+\varphi)$$
$$\boxed{\alpha=\frac{x_1}{y_1}\,,\ \varphi=f(\omega)}$$

- **Nyquistov diagram** (za podajanje frekvence)

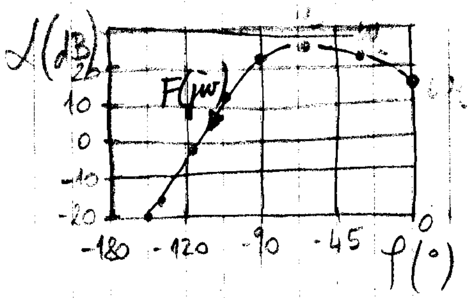


- Če povečamo ω, dobimo novo točko
- opravka imamo z velikim št. točk, zato se prikaže ločimo drugače



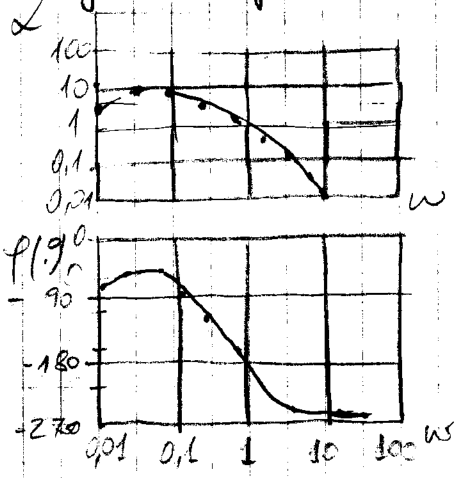
- frekvenca bi morala biti zapisana pri vseh točkah, vendar bi bilo to nepregledno
- označimo v kateri smeri frekvenca narašča
- frekvenca je parameter

• Nicholsov diagram



• frekvenca je parameter
• α (dB) → dB so prikazani v log. merilu
• -20, -10, .. → da je vrednost manjša od 1.

• Bodejev diagram



• frekvenca ni več parameter ⇒ dve krivulji
• frekvenca je neodvisna spremenljivka
• ω je v log. merilu
• lažje določimo vmesno frekvenco in α pri določeni točki
• φ(°) → fazne karakteristike odvisne od frekvence

$$y(t) \rightarrow \boxed{d/dt} \rightarrow x(t) \implies y(s) \rightarrow \boxed{F(s)} \rightarrow x(s)$$

$$\sum_{i=0}^{m} a_i \frac{d^i x}{dt^i} = y(t)$$

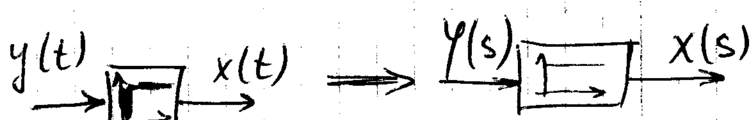
→ zapišemo prenosno funkcijo:

$$F(s) = K \frac{\prod_{l=1}^{D}(1+sT_l)\cdot \prod_{m=1}^{E}(1+2z_m T_m s + T_m^2 s^2)}{s^{\pm\lambda}\cdot \prod_{k=1}^{B}(1+sT_k)\cdot \prod_{r=1}^{C}(1+2z_r T_r \cdot s + T_r^2 s^2)}$$

• imamo 2 polinoma, ki se jih da razcepiti na produkte polinomov nižjih stopenj)
• zapis ustreza neki splošni d.e.

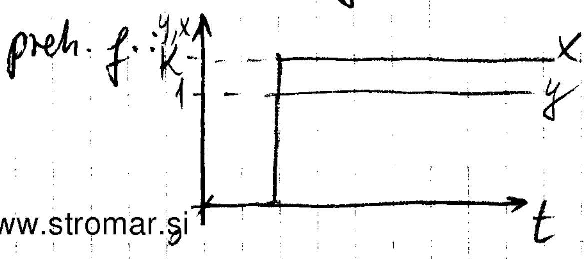
• Osnovni členi

1.) Proporcionalni člen



$$\boxed{\text{d.e.}: x(t) = K\cdot y(t)}$$

preh. f.:

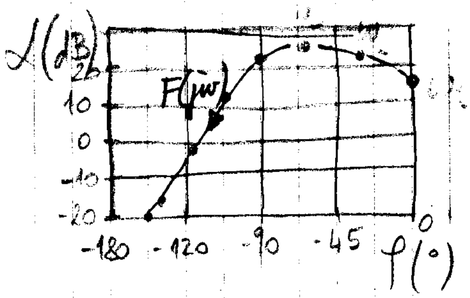


• K je ojačanje faktor

prenosna f.: $\boxed{F(s) = K}$

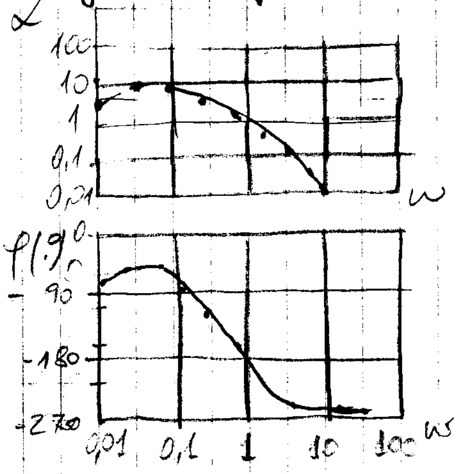
$$F(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} = K$$

- **Nicholsov diagram**



- frekvenca je parameter
- α (dB) → dB so prikazani v log. merilu
- −20, −10, .. → da je vrednost manjša od 1.

- **Bodejev diagram**



- frekvenca ni več parameter ⇒ dve krivulji
- frekvenca je neodvisna spremenljivka
- ω je v log. merilu
- lažje določimo vmesno frekvenco in α pri določeni točki
- φ(°) → fazna karakteristika odvisna od frekvence

$$y(t) \to \boxed{d/dt} \to x(t) \quad \Longrightarrow \quad y(s) \to \boxed{F(s)} \to x(s).$$

$$\sum_{i=0}^{m} a_{ij} \frac{d^i x}{dt^i} = y(t)$$

→ zapišemo prenosno funkcijo:

$$F(s) = K \frac{\prod_{l=1}^{D}(1+sT_l)\cdot\prod_{m=1}^{E}(1+2z_m T_m s + T_m^2 s^2)}{s^{\pm\lambda}\cdot\prod_{k=1}^{B}(1+sT_k)\cdot\prod_{r=1}^{C}(1+2z_r T_r \cdot s + T_r^2 s^2)}$$

- imamo 2 polinoma, ki se jih da razcepiti na produkte polinomov nižjih stopenj
- zapis ustreza neki splošni d.e.

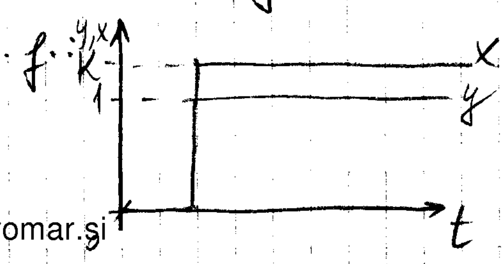
- Osnovni členi

1.) Proporcionalni člen

$$y(t) \to \boxed{} \to x(t) \quad \Longrightarrow \quad Y(s) \to \boxed{1} \to X(s)$$

$$\boxed{d.e.:\ x(t) = K \cdot y(t)}$$

preh. f.:

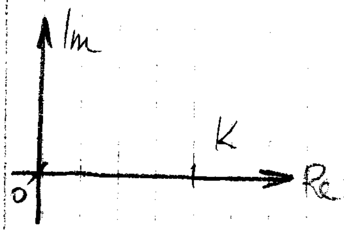


- K je ojačanje / faktor

prenosna f.: $\boxed{F(s) = K}$

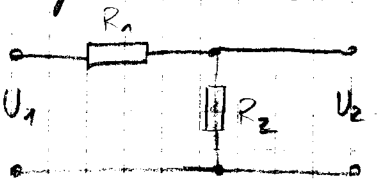
$$F(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} = K$$

frekvenčna karakteristika



- vedno smo v točki ojačanja, ker ni faznega zamika → tudi $\angle$ bo vedno enako K

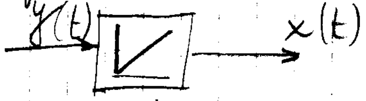
zgled: Uporovni delilnik



$$F(s)=K=\frac{R_2}{R_1+R_2}$$

19.10.2012

→ Integralni člen (integrator)



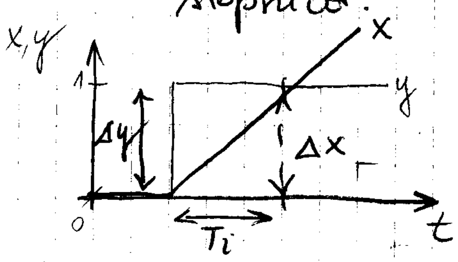
$$x(t)=\frac{1}{T_i}\int_0^t y(\tau)d\tau$$

$\mathcal{L}$

- prenosna funkcija:

$$\boxed{F(s)=\frac{1}{sT_i}}$$

- prehodna funkcija obnašanje pri vzbujanju z enotino stopnico:



$\Delta x=\Delta y$

strmino x določa integralska časovna konstanta → T_i

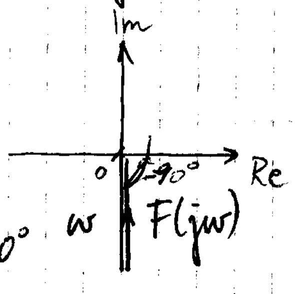
T_i

→ Čas v katerem sprememba izh. signala doseže vrednost vh. signala → v tem primeru: v kolikšnem času se izh. signal spremeni za 1.

- prek prenosne funkcije lahko pridemo do frekvenčne karakteristike

$$F(j\omega)=\frac{1}{j\omega T_i}$$

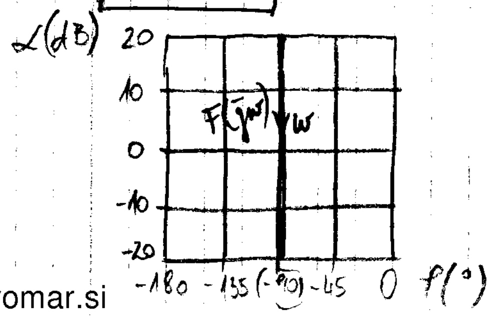
- Nyquist:



- leži na neg. polovici Im osi
- ugotoviti moramo fazni kot → $\varphi=-90°$

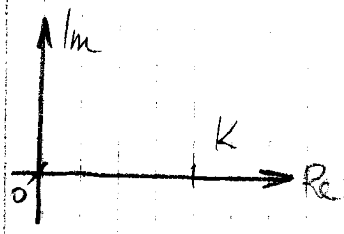
⟹ integralni člen povzroči zakasnitev za 90°.

- Nichols



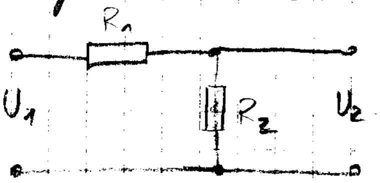
- z naraščajočo frekvenco greme proti nižjim amplitudam razmerjem

frekvenčna karakteristika



∘ vedno smo v točki ojačanja, ker ni faznega zamika → tudi ∠ bo vedno enaka K

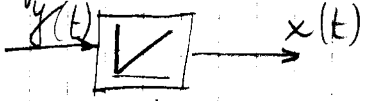
zgled: Uporovni delilnik



$F(s) = K = \frac{R_2}{R_1+R_2}$

19.10.2012

→ Integralni člen (integrator)



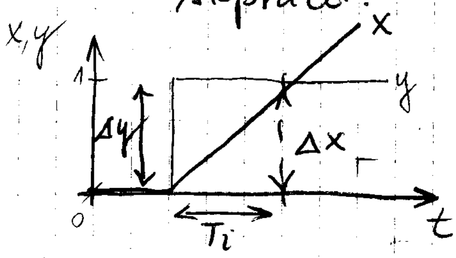
$x(t) = \frac{1}{T_i}\int_0^t y(\tau)d\tau$

ℒ

∘ prenosna funkcija:

$\boxed{F(s) = \frac{1}{sT_i}}$

∘ prehodna funkcija obnašanje pri vzbujanju z enotno stopnico:



$\Delta x = \Delta y$

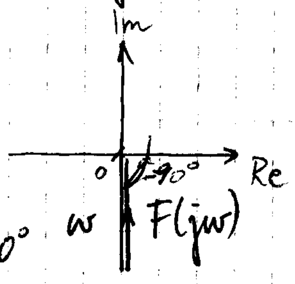
strmino x določa integralska časovna konstanta → Ti

Ti

→ Čas v katerem sprememba izh. signala doseže vrednost vh. signala → v tem primeru: v kolikšnem času se izh. signal spremeni za 1.

∘ prek prenosne funkcije lahko pridemo do frekvenčne karakteristike

$F(j\omega) = \frac{1}{j\omega T_i}$ — Nyquist:

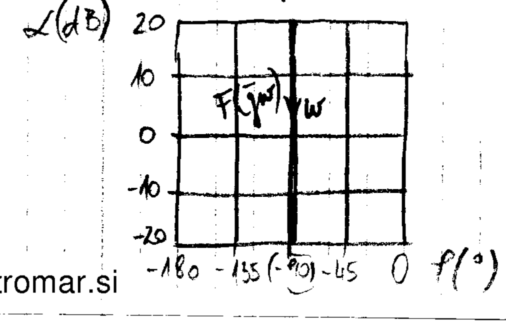


∘ leži na neg. polovici Im osi

∘ ugotoviti moramo fazni kot → $\varphi = -90°$

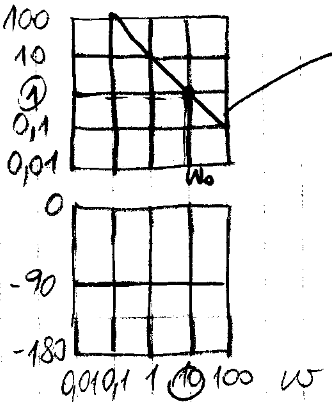
⇒ integralni člen povzroči zakasnitev za 90°.

- Nichols



∘ z naraščajočo frekvenco greme proti nižjim amplitudnim razmerjem

- Bode,



- funkcija pada: $\frac{1 \text{ dekada } \alpha}{1 \text{ dekada } \omega}$

$T_i = \frac{1}{\omega_0}$

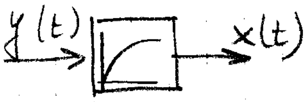
vrednost pri kateri gre ampl. razmerje skozi 1.

$\omega_0 = \omega(\alpha = 1)$

- integratorje je potrebno večkrat resetirati (kozarec se napolni do roba)
- Int. člen odpravi večji del statičnega pogreška

→ Člen 1. reda (v ozadju je D.E. 1. reda)

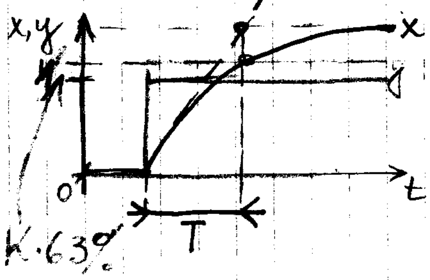
$$\frac{dx}{dt} \underline{\underline{T}} + x(t) = \underline{\underline{K}} \cdot y(t)$$



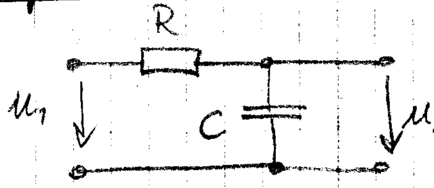
T ... čas. konstanta
K ... ojačenje

$$\boxed{F(s) = \frac{K}{1+sT}}$$

→ za opis potrebujemo 2 podatka.



$$K = \frac{x(t=\infty)}{y(t=\infty)}$$



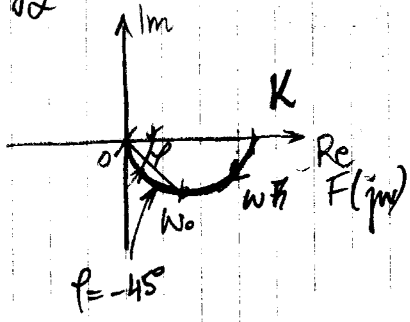
v trenutku, ko nastopi prehodna sprememba potegnemo tangento

- z RC členom uravnavamo časovno konstanto; RC člen lahko deluje kot filter.

---

fr. karakteristike : $F(j\omega) = \frac{K}{1+j\omega T}$ / racionaliziramo ...

- Nyquist:



$\varphi(\omega=0) = 0°$

$\varphi(\omega=\infty) = -90°$

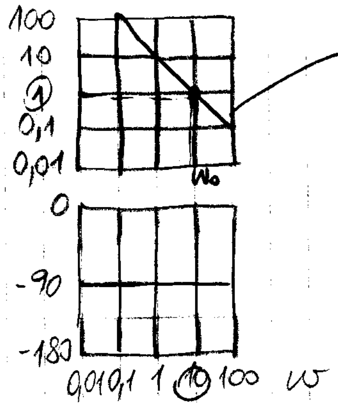
$\alpha(\omega=0) = K$

$\alpha(\omega=\infty) = 0$

$$\boxed{\begin{aligned} \omega_0 &= \omega(\varphi = -45°) \\ T &= \frac{1}{\omega_0} \end{aligned}}$$

; velja le za člen 1. reda

- Bode



∘ funkcija pada : $\frac{1 \text{ dekada } \alpha}{1 \text{ dekada } \omega}$

$T_i = \frac{1}{\omega_0}$

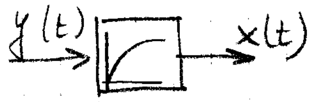
vrednost pri kateri gre ampl. razmerje skozi 1.

$\omega_0 = \omega(\alpha = 1)$

∘ integratorje je potrebno večkrat resetirati (kozarec se napolni do roba)
∘ Int. člen odpravi večji del statičnega pogreška

→ Člen 1. reda (v ozadju je D.E. 1. reda)

$$\frac{dx}{dt} \underline{T} + x(t) = \underline{K} \cdot y(t)$$

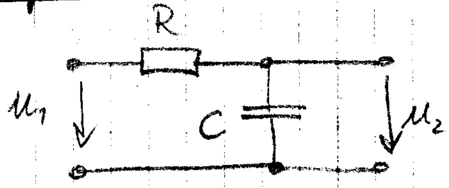


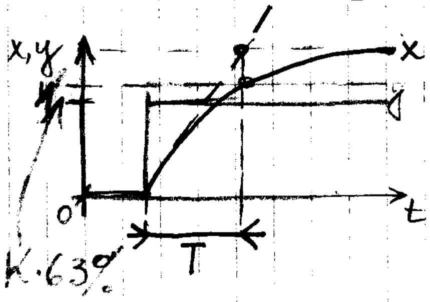
$\mathcal{L}$

T ... čas. konstanta
K ... gočenje

$$\boxed{F(s) = \frac{K}{1+sT}}$$

→ za opis potrebujemo 2 podatka.





$$K = \frac{x(t=\infty)}{y(t=\infty)}$$

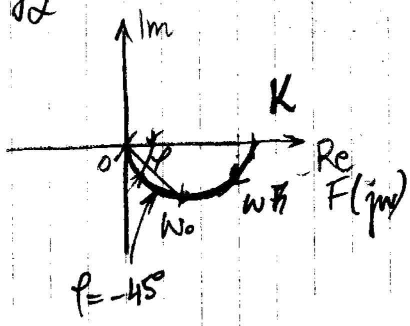
v trenutku, ko nastopi prehodna sprememba potegnemo tangento

∘ z RC členom ergranirano časovno konstanto, RC člen lahko deluje kot filter.

---

fr. karakteristike : $F(j\omega) = \frac{K}{1+j\omega T}$ / racionalizirano ...

∘ Nyquist :



$\varphi(\omega=0) = 0°$

$\varphi(\omega=\infty) = -90°$

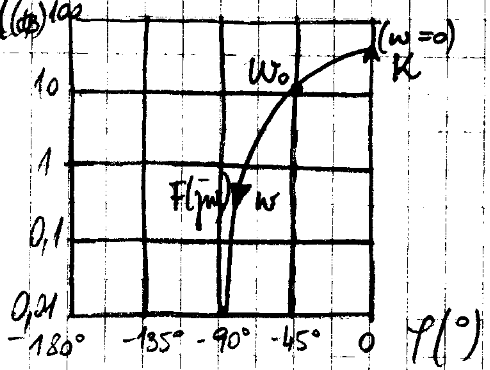
$\alpha(\omega=0) = K$

$\alpha(\omega=\infty) = 0$

$$\boxed{\omega_0 = \omega(\varphi=-45°) \qquad T = \frac{1}{\omega_0}}$$

; velja le za člen 1. reda

- Nichols

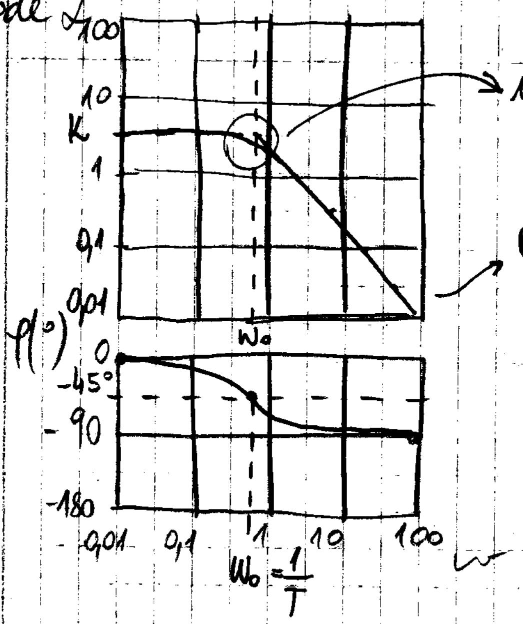


$$\alpha(\varphi=-45°)=\frac{K\sqrt{2}}{2}$$

(enakostranični trikotnik, v polkrogu ...)

↳ Nyquistov d

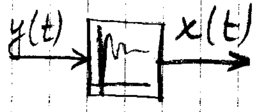
- Bode



→ upogne se zaradi $\frac{K\sqrt{2}}{2}$

→ pada $\frac{1\,\mathrm{dek}\,d}{1\,\mathrm{dek}\,\omega}$

→ Člen 2. reda



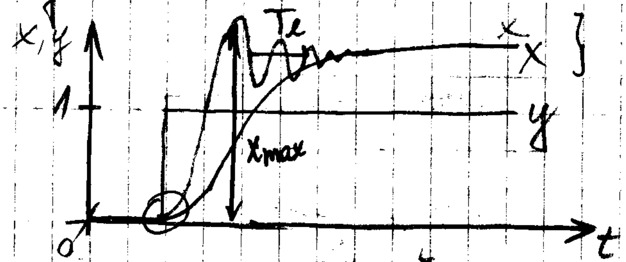
$$\frac{d^2x}{dt^2}T^2+\frac{dx}{dt}\cdot 2zT+x=K\cdot y$$

$\mathcal{L}$

$$\boxed{F(s)=\frac{K}{1+2zT+T^2s^2}}$$

K ... ojačenje
T ... čas. konstanta
z ... faktor dušenja

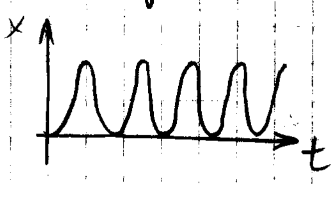
- preh. f.:



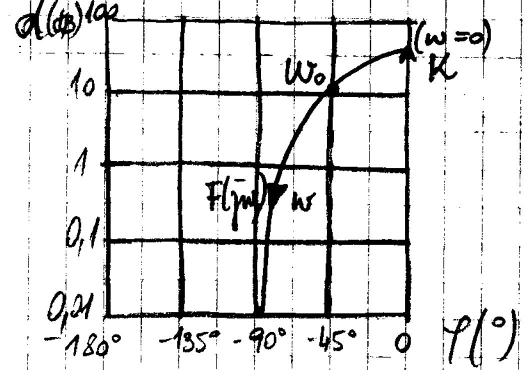
} oblika je odvisna od faktorja dušenja z.

$$K=\frac{x(t=\infty)}{y(t=\infty)}$$

- $\underline{z>1}$; prenihaja pri preh. funkciji NI
- $\underline{z<1}$; ~~NI~~ JE
- $\underline{z=1}$; mejni primer, ~~ko~~ prenihaja ne dobimo več
- ekstremen primer: $\underline{z=0}$ ⟹ nedušeno nihanje; nihanje, ki nikoli ne izdiha



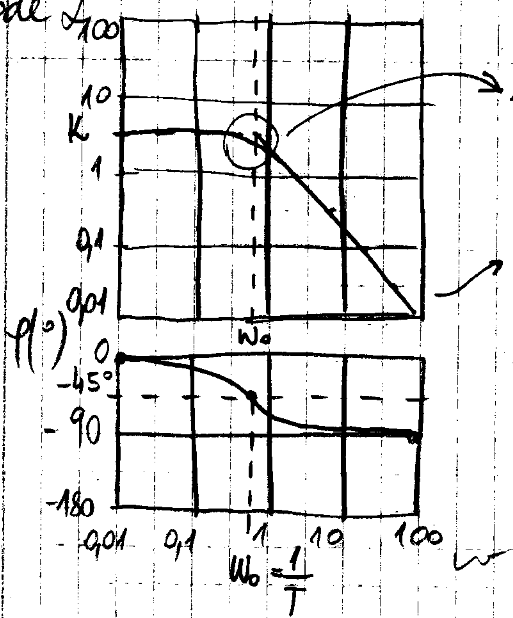
- Nichols



$\alpha(\varphi=-45°)=\frac{K\sqrt{2}}{2}$

(enakostranični trikotnik, v polkrogu ...)
↳ Nyquistov d

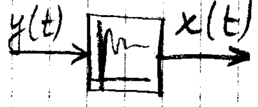
- Bode



→ upogne se zaradi $\frac{K\sqrt{2}}{2}$

→ pada $\frac{1 dek\, \alpha}{1 dek\, \omega}$

→ Člen 2. reda



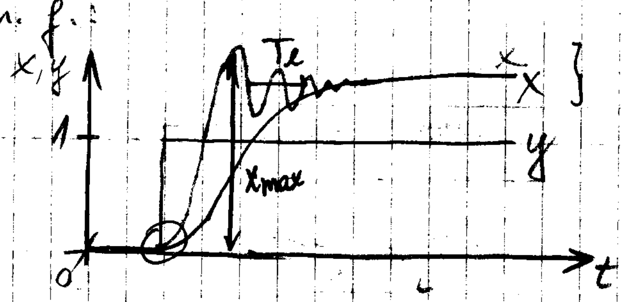
$$\frac{d^2x}{dt^2}T^2+\frac{dx}{dt}\cdot 2zT+x=K\cdot y$$

$\mathcal{L}$

$$\boxed{F(s)=\frac{K}{1+2zT+T^2s^2}}$$

K ... ojačenje
T ... čas. konstanta
z ... faktor dušenja

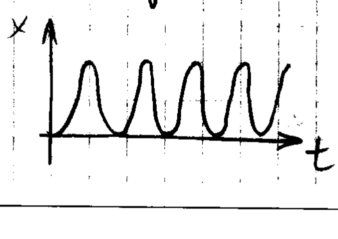
- preh. f.:



} oblika je odvisna od faktorja dušenja z.

$$K=\frac{x(t=\infty)}{y(t=\infty)}$$

- $\underline{z>1}$; prenihaja pri preh. funkciji $\underline{NI}$
- $\underline{z<1}$; JE
- $\underline{z=1}$; mejni primer, ~~ko~~ prenihaja ne dobimo več
- ekstremen primer : $\underline{z=0}$ ⇒ nedušeno nihanje; nihanje, ki nikoli ne izdiha



∘ prehod je gladek (funkcija ima L in D odvod)

$$X_{max} = K\left(1+e^{-\frac{\pi z}{\sqrt{1-z^2}}}\right)$$

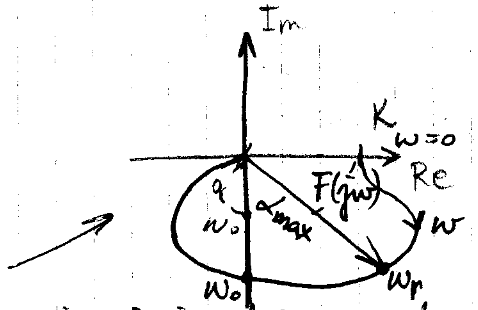
$$\underline{t(x = X_{max}) = \frac{\pi}{\omega_l}}$$

$$\underline{\omega_l = \omega_0\sqrt{1-z^2}} \quad ; \quad \underline{\omega_0 = \frac{1}{T}}$$

$$\underline{T = \frac{T_l}{2\pi}\sqrt{1-z^2}}$$; T_L ... perioda lastnega nihanja

→ Fr. karr. ·

∘ Nyquist



$\alpha(\omega=0)=K$

$\varphi(\omega=0)=0°$

$\alpha(\omega=\infty)=0$

$\varphi(\omega=\infty)=-180°$

Vmesno dogajanje je odvisno od z in T

∘ $\underline{\omega_r}$ ... resonančna frekvenca ; amplituda se lahko zelo poveča

∘ resonanca nastopi vedno kadar je faktor dušenja : $\underline{z<\frac{\sqrt{2}}{2}}$

∘ če je $\underline{z=0}$, bi fr. kr. naredila ogromen krog → bolj bi bila napihnjena

∘ $\underline{\omega_0 = \omega(\varphi=-90°)}$; $\omega = \frac{1}{T}$

∘ Če se resonanca pojavi, dobimo koeficient : $\underline{Q_r = \frac{\alpha_{max}}{K}}$ resonančni faktor

∘ Q = 1 : resonanca NI

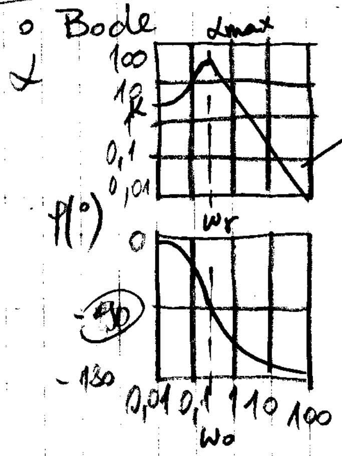
∘ višji kot je Q, slabše je dušenje

$$\alpha_{max} = \frac{K}{2z\sqrt{1-z^2}}$$

$$\underline{z = \sqrt{\frac{1\pm\sqrt{1-\frac{1}{Q_r^2}}}{2}}}$$; lahko dobimo dve rešitvi, za resonanco je uporaben le koren, ki je $< \frac{\sqrt{2}}{2}$

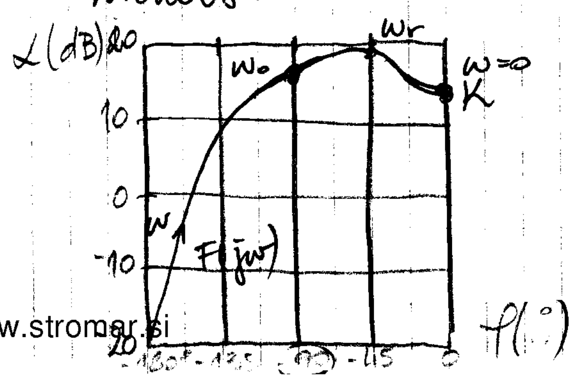
$$\underline{\omega_r = \omega_0\sqrt{1-2z^2}}$$

∘ Bode



upada $\frac{2 \text{ dek } \alpha}{1 \text{ dek } \omega}$

∘ Nichols :



- prehod je gladek (funkcija ima L in D odvod)

$$X_{max} = K\left(1+e^{-\frac{\pi z}{\sqrt{1-z^2}}}\right)$$

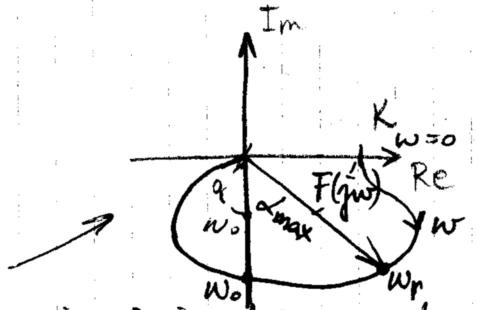
$$\underline{t(x = X_{max}) = \frac{\pi}{\omega_l}}$$

$$\underline{\omega_l = \omega_0\sqrt{1-z^2}} \quad ; \quad \underline{\omega_0 = \frac{1}{T}}$$

$$\underline{T = \frac{T_l}{2\pi}\sqrt{1-z^2}} \quad ; \; T_L \text{ ... perioda lastnega nihanja}$$

→ Fr. karr.:

- Nyquist



$\alpha(\omega=0) = K$
$\varphi(\omega=0) = 0°$

$\alpha(\omega=\infty) = 0$
$\varphi(\omega=\infty) = -180°$

Vmesno dogajanje je odvisno od z in T

- $\underline{\omega_r}$ ... resonančna frekvenca; amplituda se lahko zelo poveča
- resonanca nastopi vedno kadar je faktor dušenja: $\underline{z < \frac{\sqrt{2}}{2}}$
- če je $\underline{z=0}$, bi fr. kr. naredila ogromen krog → bolj bi bila napihnjena
- $\underline{\omega_0 = \omega(\varphi = -90°)}$; $\omega = \frac{1}{T}$

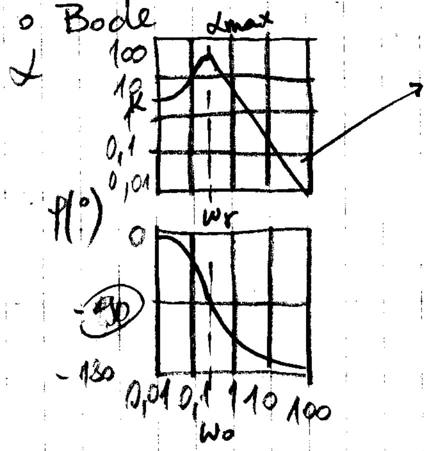
- Če se resonanca pojavi, dobimo koeficient: $\underbrace{Q_r = \frac{\alpha_{max}}{K}}_{\text{resonančni faktor}}$
- $Q = 1$: resonance NI
- višji kot je Q, slabše je dušenje

$$\alpha_{max} = \frac{K}{2z\sqrt{1-z^2}}$$

$$\underline{z = \sqrt{\frac{1 \pm \sqrt{1-\frac{1}{Q_r^2}}}{2}}} \quad ; \text{ lahko dobimo dve rešitvi, za resonanco je uporaben le koren, ki je } < \frac{\sqrt{2}}{2}$$

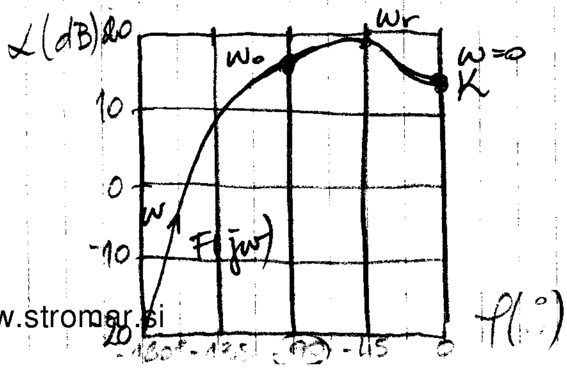
$$\underline{\omega_r = \omega_0\sqrt{1-2z^2}}$$

- Bode



upada $\frac{2\,\text{dek}\,\alpha}{1\,\text{dek}\,\omega}$

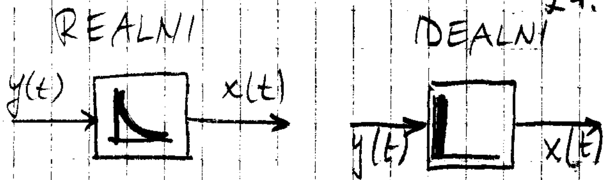
- Nichols:



24. 10. 2012

- **Diferencialni člen.**

→ Realni:



D.E.:

$$x(t) + \frac{dx}{dt} \cdot T_d' = \frac{dy}{dt} \cdot T_d$$

časovni konstanti

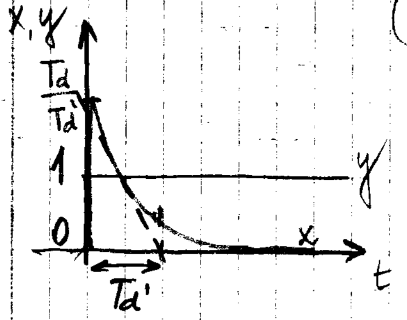
T_d ... osn. čas. konst.

T_d' ... parazitna čas. konst.

$$\boxed{F(s) = \frac{s \cdot T_d}{1 + sT_d'}}$$ ... prenosna funkcija

če je $T_d' = 0 \Longrightarrow \boxed{F(s) = sT_d} \longleftarrow$ idealni dif. člen

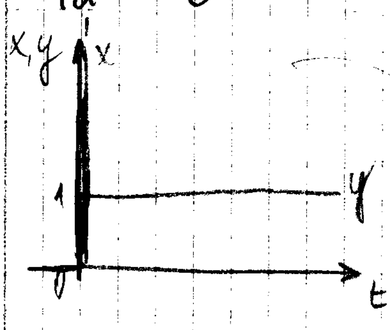
$(F(j\omega) = j\omega T_d)$



večje kot je $\frac{T_d}{T_d'}$, višja je konica

T_d' določimo tudi z opazovanjem padca funkcije za 63%

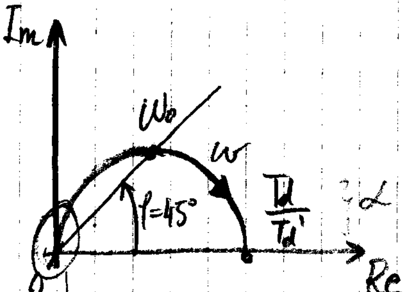
$T_d' \to 0 \quad \to$ trajanje impulza postane neskončno kratko; špica se poveča v neskončnost



$$\underline{x(t) = \frac{dy}{dt} T_d}$$

Frekvenčna karakteristika

- Nyquist: (Realni)



$$\underline{\alpha(\omega = \infty) = \frac{T_d}{T_d'}}$$

$\cancel{\varphi(\omega=\infty)=0}$

$$\underline{\omega_0 = \frac{1}{T_d'}}$$

$$\underline{\alpha(\omega = 0) = 0}$$

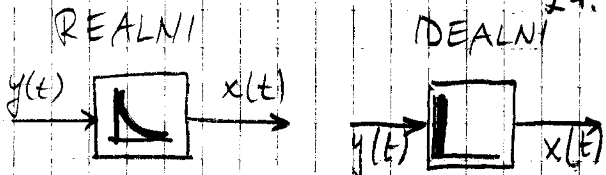
$$\underline{\varphi(\omega \to 0) = +90°}$$

pri nizkih frekvencah je bližji idealnemu

24. 10. 2012

Diferencialni člen.

→ Realni:



D.E.: $x(t) + \frac{dx}{dt} \cdot T_d' = \frac{dy}{dt} \cdot T_d$

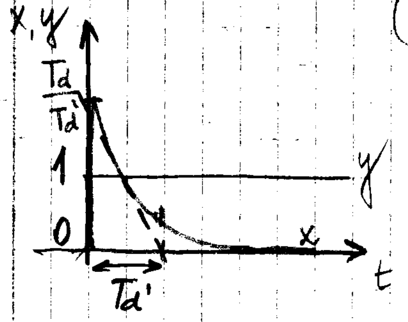
časovni konstanti

T_d ... osn. čas. konst.
T_d' ... parazitna čas. konst.

$$\boxed{F(s) = \frac{s \cdot T_d}{1 + sT_d'}}$$ ... prenosna funkcija

če je $T_d' = 0 \Rightarrow \boxed{F(s) = sT_d} \leftarrow$ idealni dif. člen

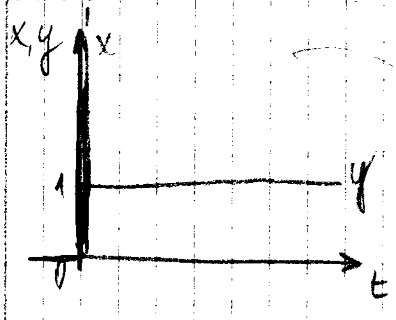
$(F(j\omega) = j\omega T_d)$



večje kot je $\frac{T_d}{T_d'}$, višja je konica

T_d' določimo tudi z opazovanjem padca funkcije za 63%

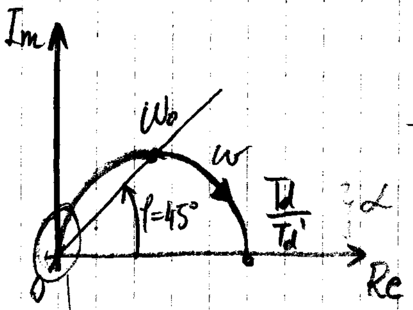
$T_d' \to 0$ → trajanje impulza postane neskončno kratko; špica se poveča v neskončnost



→ $\underline{x(t) = \frac{dy}{dt} T_d}$

Frekvenčna karakteristika

- Nyquist: (Realni)



$\underline{\alpha(\omega = \infty) = \frac{T_d}{T_d'}}$

~~$\varphi(\omega=\infty)=0$~~

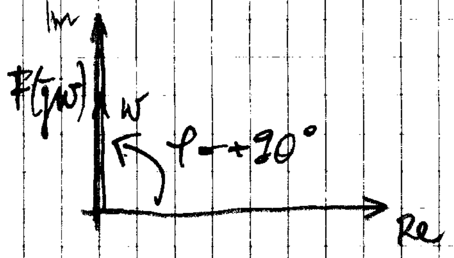
$\underline{\omega_0 = \frac{1}{T_d'}}$

$\underline{\alpha(\omega = 0) = 0}$

$\underline{\varphi(\omega \to 0) = +90°}$

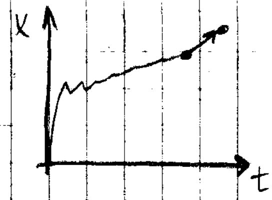
pri nizkih frekvencah je bližje idealnemu

(Idealni):



- Pozitivni fazni zamik je lastnost dif. člena

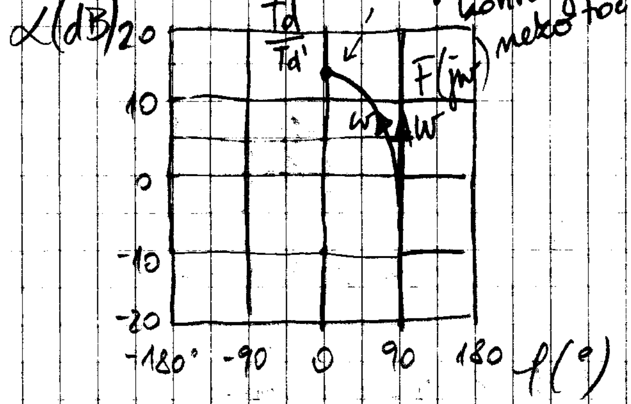
$$v = \frac{dx}{dt}$$



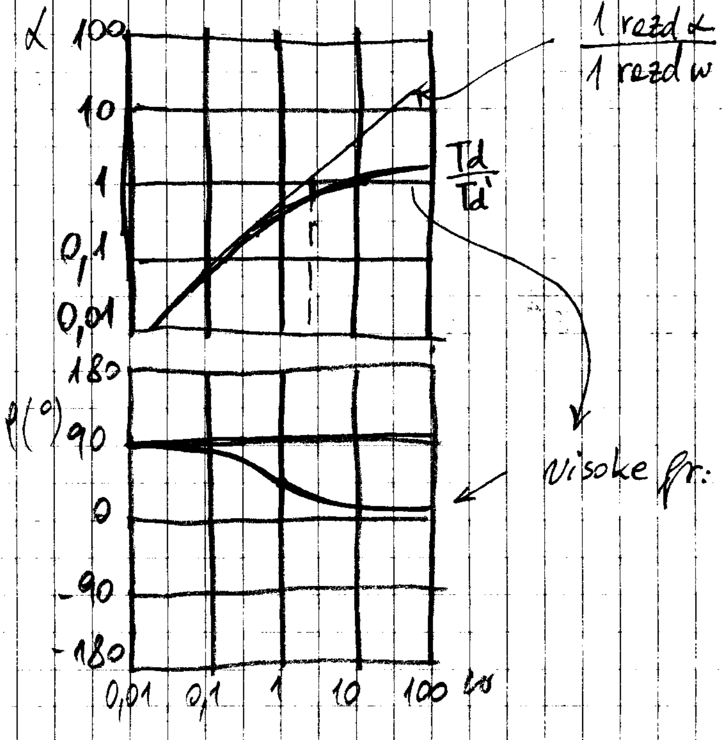
lahko napovemo kaj se bo zgodilo v bližnji prihodnosti

- Nichols:

pri visokih frekvencah konvergira v neko točko



- Bode:



Osnovni členi:

P-člen: $F(s) = K$

I-člen: $F(s) = \frac{1}{sT_i}$

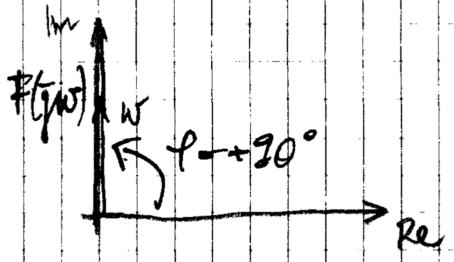
člen 1. reda: $F(s) = \frac{K}{1+sT}$

člen 2. reda: $F(s) = \frac{K}{1+2zT+T^2s^2}$

Realni člen: $F(s) = \frac{sT_d}{1+sT_d'}$

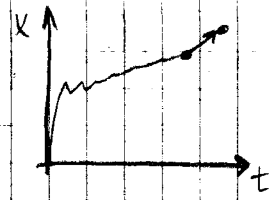
Idealni člen: $F(s) = sT_d$

(Idealni):



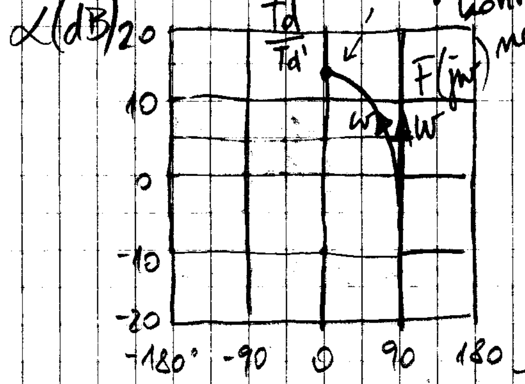
- Pozitivni fazni zamik je lastnost dif. člena

$v = \frac{dx}{dt}$

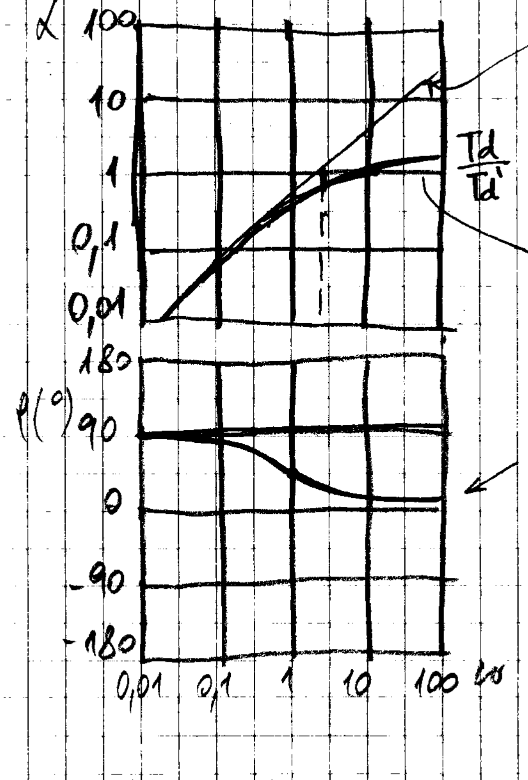


lahko napovemo kaj se bo zgodilo v bližnji prihodnosti

- Nichols: , pri visokih frekvencah konvergira v neko točko



- Bode:



1 rezd α / 1 rezd w

visoke fr.

Osnovni člen:

P-člen: $F(s) = K$

I-člen: $F(s) = \frac{1}{sT_i}$

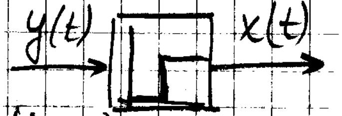
člen 1. reda: $F(s) = \frac{K}{1+sT}$

člen 2. reda: $F(s) = \frac{K}{1+2zT+T^2 s^2}$

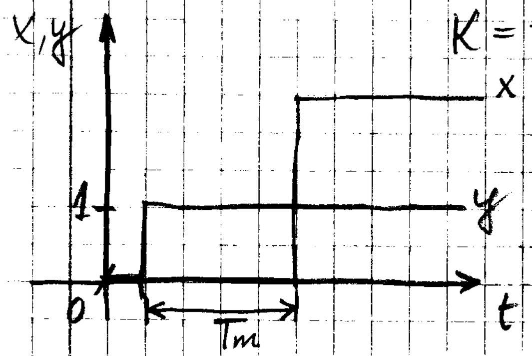
Realni člen: $F(s) = \frac{sT_d}{1+sT_d'}$

Idealni člen: $F(s) = sT_d$

• **Člen z mrtvim časom:**



$K = \frac{x(t \to \infty)}{y(t \to \infty)}$



- mrtvi časi so nezaželjeni v reg. sistemu
- težko določimo konec "procesa" in tako ne moremo pravočasno reagirati

- D.E.:

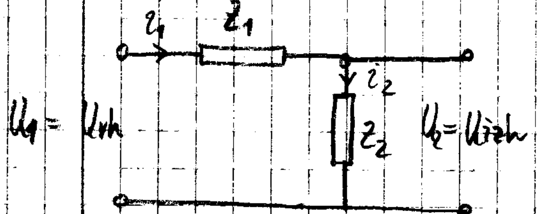
$\underbrace{x(t) = K y(t - T_m)}_{\text{mrtvi čas}}$ ← časovni zamik signala

- prenosna f.:

$\underline{F(s) = K e^{-sT_m}}$

* prva aproksimacija: člen 1. reda z enako čas. konstanto kot je mrtvi čas

• Četveropol: delilnik napetost 26.10.2012



$jw \to s$

$\underline{F(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)}}$

začetne vrednosti funkcij in odvodov so 0:

$\underline{f(0) = f'(0) = 0}$

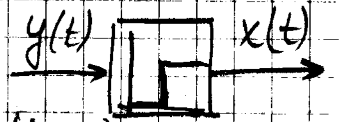
$*\ \underline{i_1 = i_2}$

$i_1 = \frac{U_1}{Z_1 + Z_2}$

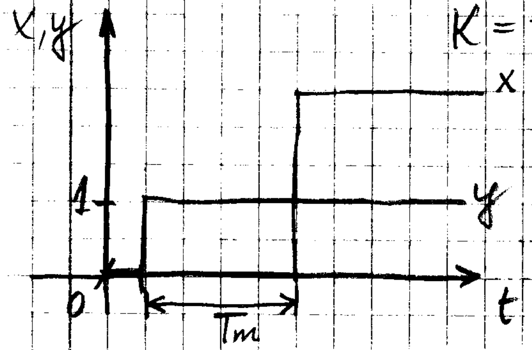
$U_2 = i_2 \cdot Z_2 \overset{*}{\Longrightarrow} U_2 = U_1 \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$

$\underline{F(s)} = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \underline{\frac{Z_2(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)}}$

• **Člen z mrtvim časom:**



$$K = \frac{x(t \to \infty)}{y(t \to \infty)}$$



- mrtvi časi so nezaželjeni v reg. sistemu
- težko določimo konec "procesa" in tako ne moremo pravočasno reagirati

- D.E.:

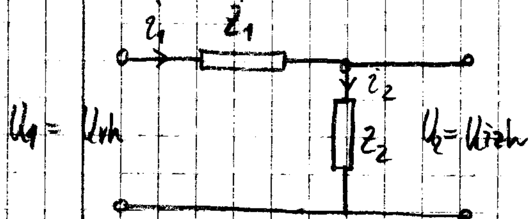
$$\underbrace{x(t) = K y(t - T_m)}_{\text{mrtvi čas}} \quad \longleftarrow \quad \text{časovni zamik signala}$$

- prenosna f.:

$$\boxed{F(s) = K e^{-sT_m}}$$

*prva aproksimacija: člen 1. reda z enako čas. konstanto kot je mrtvi čas

• Četveropol: delilnik napetost 26.10.2012



$j\omega \to s$

$$F(s) = \frac{u_2(s)}{u_1(s)}$$

začetne vrednosti funkcij in odvodov so 0:

$$f(0) = f'(0) = 0$$

$* \quad i_1 = i_2$

$$i_1 = \frac{u_1}{Z_1 + Z_2}$$

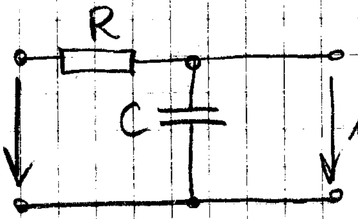
$$u_2 = i_2 \cdot Z_2 \quad \overset{*}{\Longrightarrow} \quad u_2 = u_1 \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

$$F(s) = \frac{u_2(s)}{u_1(s)} = \frac{Z_2(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)}$$

AV2

S četveropolom zapišite prenosno funkcijo F(s) in prehodno funkcijo:

a)



(RC - filter)

$$Z_1 = R$$

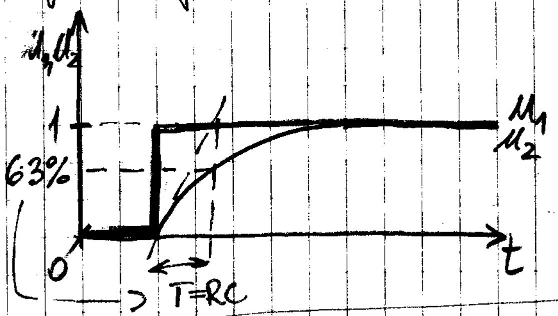
$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{sC}$$

$$F(s) = \frac{Z_2}{Z_1+Z_2} = \frac{\frac{1}{sC}}{R+\frac{1}{sC}} = \frac{\frac{1}{sC}}{\frac{RsC+1}{sC}} = \frac{1}{RsC+1} = \frac{1}{1+s\cdot RC}$$

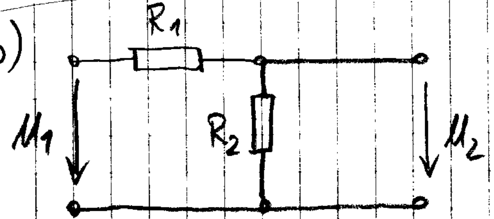
člen 1. reda (z ojačanjem in čas konstanto)

$$K_1 = 1$$
$$T_1 = RC$$

- z nastavljanjem R ali C spreminjamo ojačanje

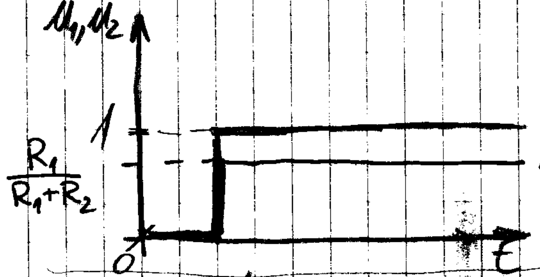


b)

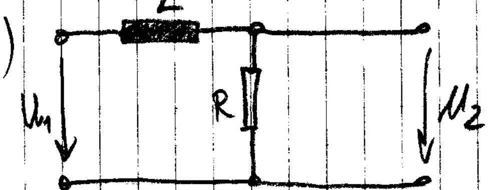


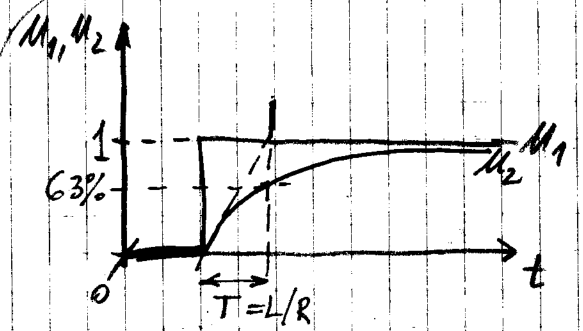
$$Z_1 = R_1$$
$$Z_2 = R_2$$

$$F(s) = \frac{Z_2}{Z_1+Z_2} = \underbrace{\frac{R_1}{R_1+R_2}}_{\text{proporcionalni člen}} = K_p$$



c)





$$Z_1 = j\omega L = sL$$
$$Z_2 = R$$

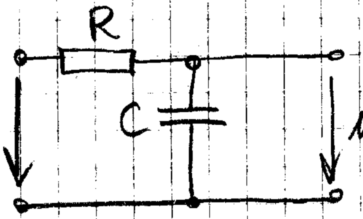
$$F(s) = \frac{u_2(s)}{u_1(s)} = \frac{Z_2}{Z_1+Z_2} = \frac{R}{sL+R}\Big/_{R}^{R} = \frac{1 \rightarrow K}{1+s\frac{L}{R}} = \frac{K_1}{\underbrace{1+sT_1}}$$

člen 1. reda ; $K_1 = 1$; $\underline{T_1 = L/R}$

AV2

S četveropolom zapišite prenosno funkcijo $F(s)$ in prehodno funkcijo:

a)



(RC - filter)

$$Z_1 = R$$

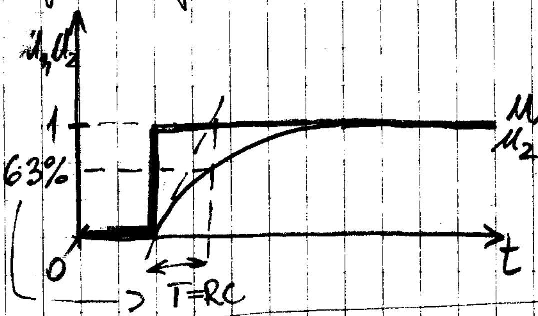
$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{sC}$$

$$F(s) = \frac{Z_2}{Z_1+Z_2} = \frac{\frac{1}{sC}}{R+\frac{1}{sC}} = \frac{\frac{1}{sC}}{\frac{RsC+1}{sC}} = \frac{1}{RsC+1} = \frac{1}{1+s\cdot RC}$$

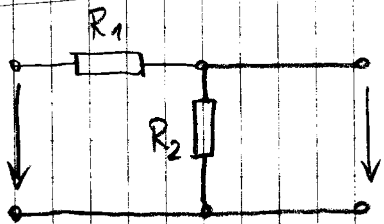
člen 1. reda (z ojačanjem in čas. konstanto)

$$K_1 = 1$$
$$T_1 = RC$$

- z nastavljanjem R ali C spreminjamo ojačanje

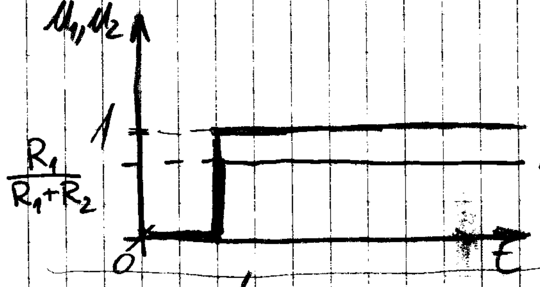


b)

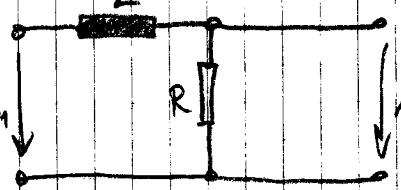


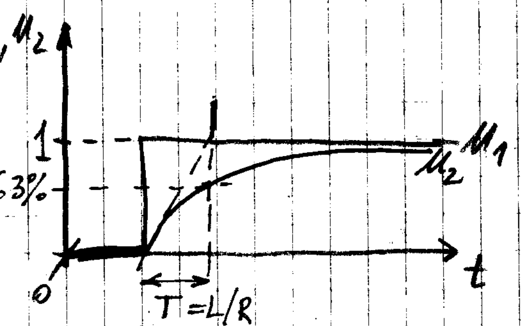
$$Z_1 = R_1$$
$$Z_2 = R_2$$

$$F(s) = \frac{Z_2}{Z_1+Z_2} = \underbrace{\frac{R_1}{R_1+R_2}}_{\text{proporcionalni člen}} = K_p$$



c)



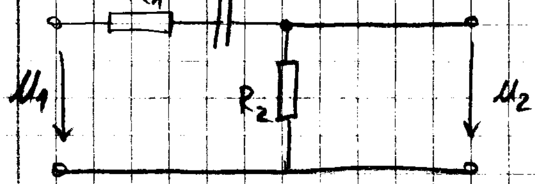


$$Z_1 = j\omega L = sL$$
$$Z_2 = R$$

$$F(s) = \frac{u_2(s)}{u_1(s)} = \frac{Z_2}{Z_1+Z_2} = \frac{R}{sL+R}\,\frac{/R}{/R} = \frac{1}{1+s\frac{L}{R}} = \underbrace{\frac{K_1}{1+sT_1}}$$

člen 1. reda ; $K_1=1$; $\underline{T_1 = L/R}$

d)



$$Z_1 = R_1 - j\omega C = R_4 - s\cdot C = R_1 + \frac{1}{sC}$$

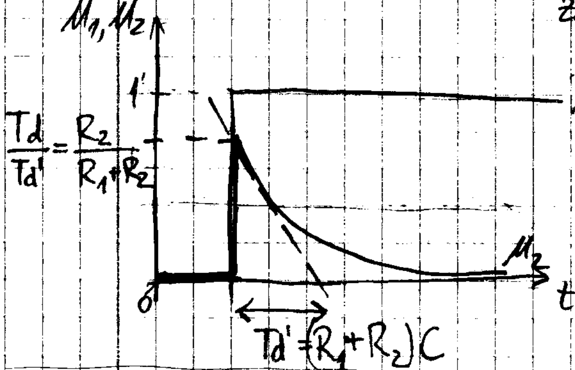
$$Z_2 = R_2$$

$$F(s) = \frac{u_2(s)}{u_1(s)} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC} + R_2} =$$

$$= \frac{R_2}{\frac{1+(R_1+R_2)\cdot s\cdot C}{s\cdot C}} = \underbrace{\frac{s\cdot R_2\cdot C}{1+s(R_1+R_2)\cdot C}}_{\text{Realni diferencialni člen}} = \frac{sT_d}{1+sT_d'}$$

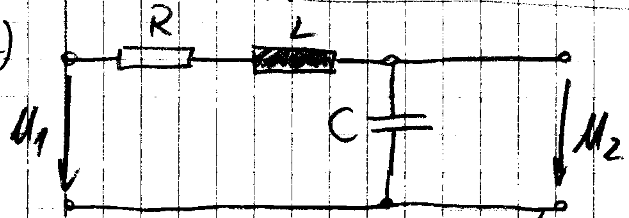
$T_d = R_2\cdot C$

$T_d' = (R_1+R_2)\cdot C$ ← parazitna čas. konstanta (v tem primeru je daljša ; zaradi pasivnih elementov)



$$\frac{T_d}{T_d'} = \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

e)



$$Z_1 = R + s\cdot L$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{s\cdot C}$$

2 energetska rezervoarja → kondenzator in dušilka → določen red funkcije (2.)

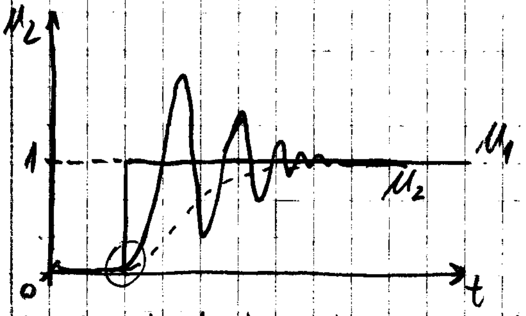
$$F(s) = \frac{u_2}{u_1} = \frac{Z_2}{Z_1+Z_2} = \frac{\frac{1}{sC}}{R+sL+\frac{1}{sC}} =$$

$$= \frac{1}{1+sRC+s^2LC} = \underbrace{\frac{K}{1+2zT\cdot s+T^2\cdot s^2}}_{\text{člen 2. reda}}$$

$K = 1$

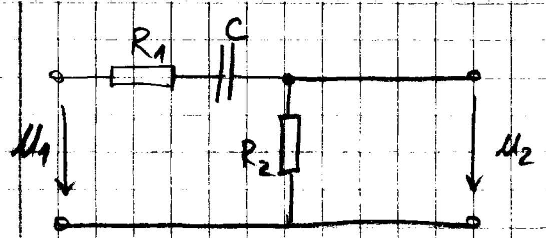
$T^2 = LC$

$2zT = RC$



L in D odvod ste enaka → gladek prehod

d)



$$Z_1 = R_1 - j\omega C = R_1 - s\cdot C = R_1 + \frac{1}{sC}$$

$$Z_2 = R_2$$

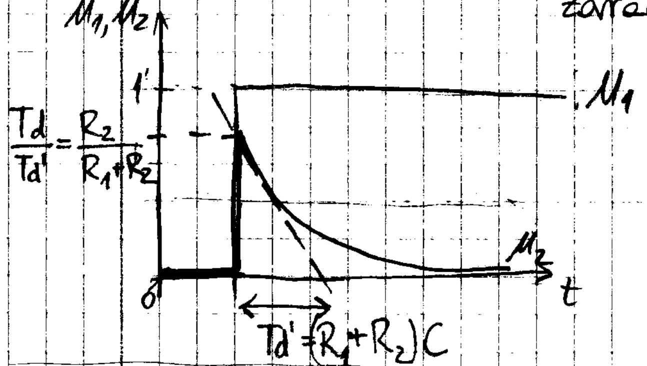
$$F(s) = \frac{u_2(s)}{u_1(s)} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC} + R_2} =$$

$$= \frac{R_2}{\frac{1+(R_1+R_2)\cdot s\cdot C}{s\cdot C}} = \underbrace{\frac{s\cdot R_2\cdot C}{1+s(R_1+R_2)\cdot C}}_{\text{Realni diferencialni člen}} = \frac{sT_d}{1+sT_d'}$$

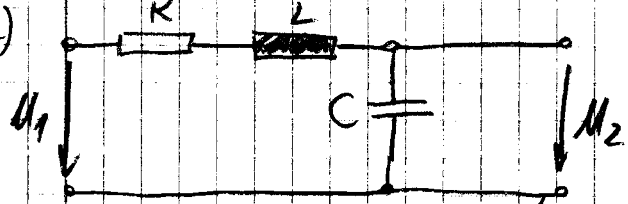
$T_d = R_2\cdot C$

$T_d' = (R_1+R_2)\cdot C$ ← parazitna čas. konstanta (v tem primeru je daljša; zaradi pasivnih elementov)

$$\frac{T_d}{T_d'} = \frac{R_2}{R_1+R_2}$$



e)



$$Z_1 = R + s\cdot L$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{s\cdot C}$$

2 energetska rezervoarja → kondenzator in dušilka → določen red funkcije (2.)

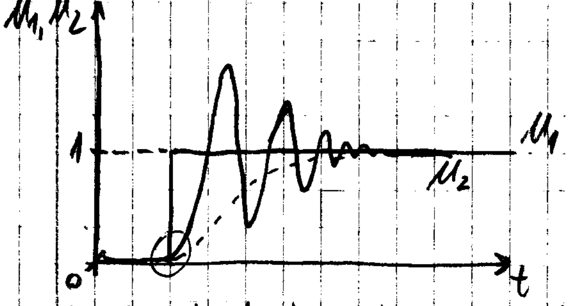
$$F(s) = \frac{u_2}{u_1} = \frac{Z_2}{Z_1+Z_2} = \frac{\frac{1}{sC}}{R+sL+\frac{1}{sC}} =$$

$$= \frac{1}{1+sRC+s^2LC} = \underbrace{\frac{K}{1+2zT\cdot s+T^2\cdot s^2}}_{\text{člen 2. reda}}$$

$K = 1$

$T^2 = LC$

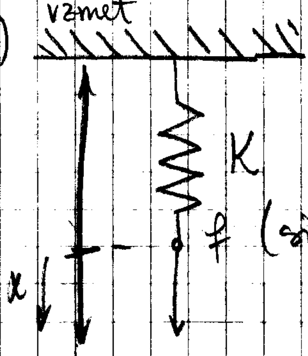
$2zT = RC$



L in D odvod ste enaka → gladek prehod

Primer iz mehanike

a) vzmet



• sila je proporcionalna raztezku

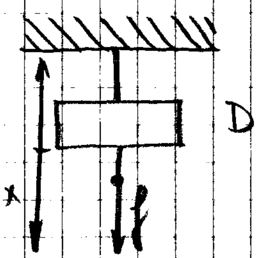
$$F(s) = \underline{\frac{x(s)}{f(s)}}$$

(sila ; F = prenosna funkcija)

Kako sila vpliva na raztezek ?

$f = K \cdot x$ (Hookov zakon)

b) mehanska dušilka (na vratih)



• sila je proporcionalna hitrosti

• viskozno dušenje

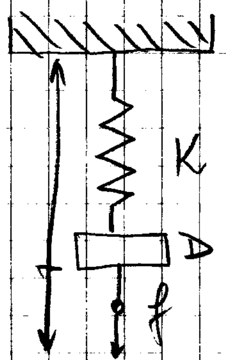
$$f = D \cdot \dot{x} \;/\; \mathcal{L}$$

$$f(s) = s\,D\,x(s)$$

$$F(s) = \frac{x(s)}{f(s)} = \underline{\frac{1}{D \cdot s}} \longrightarrow \text{integrator}$$

AV3

a)



$$F(s) = \frac{x(s)}{f(s)}$$

$x = x_K + x_D$

$$x = \frac{f}{K} + \int_0^t \frac{f}{D}\,dt \;/\; \mathcal{L}$$

$f = f_K = f_D \rightarrow$ (ni paralelne vezave)

$f_D = D \cdot \dot{x}_D$

$f_K = K \cdot x_K$

$f = D \cdot \dot{x}_D = K \cdot x_K$

$$x(s) = \frac{f(s)}{K} + \frac{1}{s} \cdot \frac{f(s)}{D} = f(s) \cdot \left[\frac{1}{K} + \frac{1}{s \cdot D}\right]$$

$$F(s) = \frac{x(s)}{f(s)} = \underline{\frac{1}{K} + \frac{1}{D \cdot s}}$$

$$\boxed{F(s) = K_p + \frac{1}{sT_i}}$$

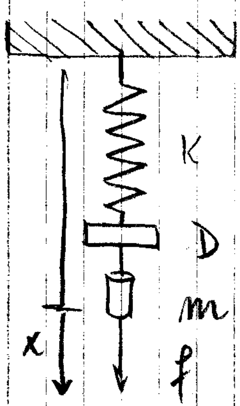
P-I člen

$K_p = \frac{1}{K}$

$T_i = D$

AV 7. 11. 2012

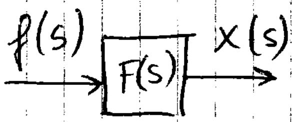
B)



- dušilna naprava na vratih
- silo teže zanemarimo, ker opc za vodoravni sistem (narisali smo ga navpično)
- spreminjata se dušilka in vzmet
- prenosna funkcija

$$F(s) = \frac{X(s)}{f(s)}$$

Zastavimo tako, da dobimo v števcu in imenovalcu izraz v obliki polinoma



$$x = x_K + x_D \longrightarrow x(s) = x_k(s) + x_D(s)$$

$$f_K = f_D$$

- zapišemo ravnovesje sil

$$\dot{x}_D = \frac{f_D}{D}$$

$$x_k = \frac{f_k}{K}$$

$$f - m\ddot{x} = K \cdot x_K$$

$$f - m\ddot{x} = D \cdot \dot{x}_D \quad \leftarrow \text{ker je vezano zaporedno}$$

$$f - m\ddot{x} = k \cdot x_k = D \cdot \dot{x}_D \; / \mathcal{L}$$

$$f(0) = f'(0) = f''(0) = 0$$

$$\rightarrow f(s) - ms^2 x(s) = k \cdot x_k(s) = D \cdot s\, x_D(s)$$

$$\left.\begin{aligned} x_k(s) &= \frac{f(s) - ms^2 x(s)}{k} \\ x_D(s) &= \frac{f(s) - ms^2 x(s)}{Ds} \end{aligned}\right\} \text{oba raztezka v } \mathcal{L}$$

$$x(s) = \frac{f(s)}{k} - \frac{ms^2 x(s)}{k} + \frac{f(s)}{D \cdot s} - \frac{ms^2 x(s)}{D \cdot s}$$

$$x(s)\left(1 + \frac{ms^2}{k} + \frac{ms}{D}\right) = f(s)\left(\frac{1}{k} + \frac{1}{Ds}\right)$$

$$F(s) = \frac{X(s)}{f(s)} = \frac{\left(\frac{1}{k} + \frac{1}{Ds}\right)}{\left(1 + \frac{ms^2}{k} + \frac{ms}{D}\right)} = \frac{\frac{Ds+k}{\cancel{kDs}}}{\frac{KD + Dms^2 + kms}{\cancel{kD}}} = \boxed{\frac{Ds+k}{Dms^3 + kms^2 + KDs}}$$

$$F(s) = \frac{K + D\cdot s}{\left[1 + \frac{m}{D} s + \frac{m}{K}\cdot s^2\right] s\cdot DK}$$

↓ rešitev primera a)

primer:

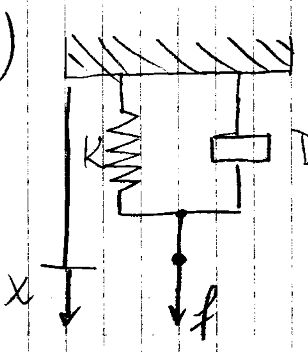
$$F(s) = \frac{5}{5+s} \Big/ \frac{:5}{:5} \qquad \cancel{K=5}, \ \cancel{T=1}$$

$$= \frac{1}{1+\frac{s}{5}} \Longrightarrow \underline{\underline{K = 1, \ T = 0{,}2}}$$

člen 1. reda:

$$F(s) = \frac{K_1}{1+sT_1}$$

c)



° gravitacijo ponovno "zanemarimo"

$$F(s) = \frac{X(s)}{f(s)}$$

$$\dot{x}_D = \frac{f_D}{D}, \qquad x_K = \frac{f_K}{K} \quad \Big\} \quad \underbrace{x = x_K = x_D}$$

oba elementa se raztegneta enako

$$f = f_K + f_D$$

$$f = K\cdot x_K + D\cdot \dot{x}_D \quad / \mathcal{L}$$

$$f(s) = K\cdot X(s) + D\cdot sX(s)$$

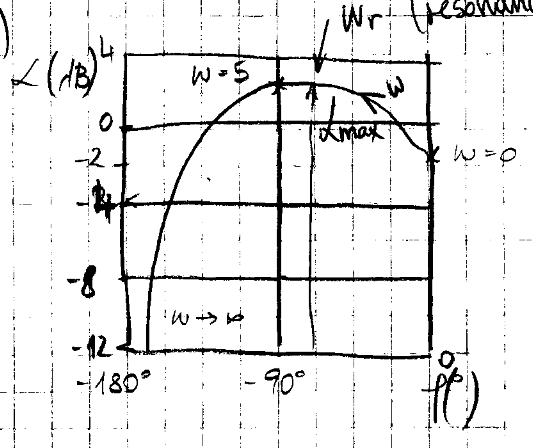
$$f(s) = X(s)\left[K + Ds\right]$$

$$F(s) = \frac{X(s)}{f(s)} = \frac{1}{K+Ds} \Big/ \frac{/K}{/K} = \frac{\overset{K_1}{\frac{1}{K}}}{1 + \underbrace{\frac{D}{K}}_{T_1} s}$$

AV4

iz frekvenčne karakteristike določi prenosno funkcijo

b)



$$\alpha(\omega=0) = -2\,dB$$

$$\varphi(\omega=0) = 0$$

$$K = \alpha(\omega=0) = 10^{\frac{\alpha(dB)}{20}} = 10^{-0{,}1} = 0{,}79 \doteq 0{,}8$$

$$\alpha(\omega\to\infty) \Rightarrow 0$$

$$\varphi(\omega\to\infty) = \underline{-180°} \quad \leftarrow \text{sistem 2. reda}$$

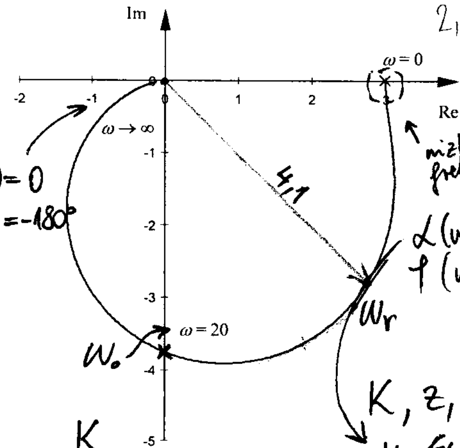
(izh. signal bi imel zelo nizko amplitudo)

VAJA A–4

Iz podane frekvenčne karakteristike ugotovite pripadajočo prenosno funkcijo $F(s)$.

$F(j\omega) \rightarrow F(s)$

a) člen 2. reda:



2,9

3,8

4,1

nizke frekvence

$\alpha(\omega=\infty)=0$

$\varphi(\omega=\infty)=-180°$

$\alpha(\omega=0)=3$

$\varphi(\omega=0)=0$

W_r

W_0

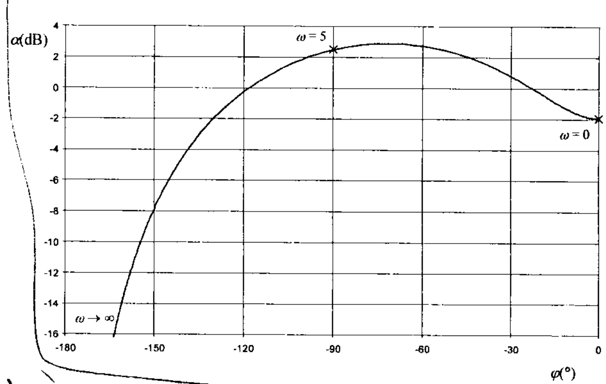
$K, z, T = ?$

$$F(s) = \frac{K}{1+2zTs+T^2s^2}$$

$K = \alpha(\omega=0) = \underline{3}$

$$T = \frac{1}{W_0} = \frac{1}{\omega(\varphi=(-90°))} = \frac{1}{20} = \underline{0{,}05}$$

b)



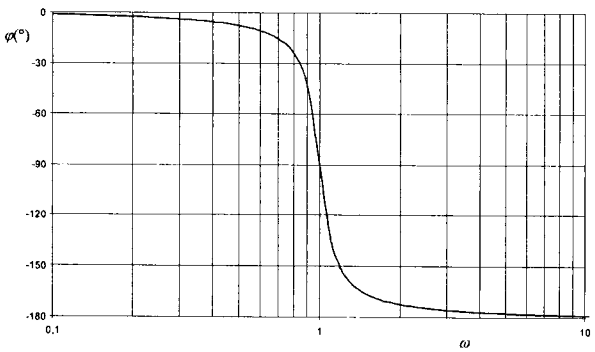
$\alpha_{max} = 4{,}1$

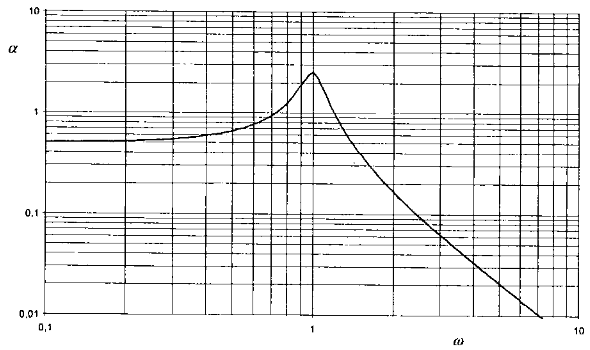
$$Q_r = \frac{\alpha_{max}}{K} = \frac{4{,}1}{3} = \underline{1{,}37}$$

$$z = \sqrt{\frac{1 \mp \sqrt{1-\frac{1}{Q_r^2}}}{2}} \Rightarrow \quad \underline{z_1 = 0{,}40} \quad z_2 = 0{,}92$$

resonanca je izrazita; $z < \frac{\sqrt{2}}{2}$; upoštevamo samo z_1

c)





Ime in priimek:

Datum: 26. 10. 2012

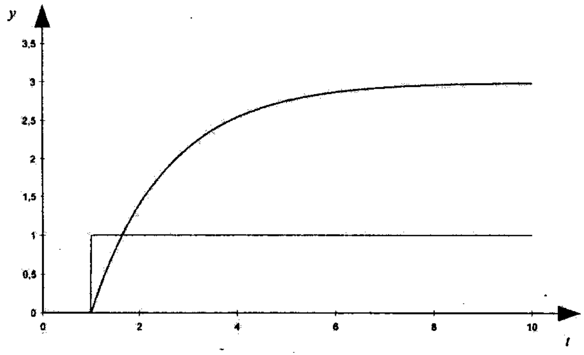
P:

VAJA A–5

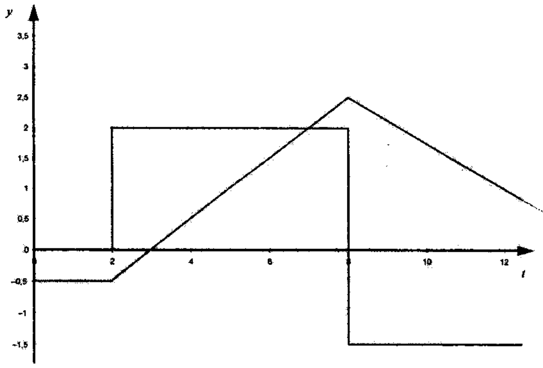
Iz podane prehodne funkcije ugotovite pripadajočo prenosno funkcijo $F(s)$.

člen 2. reda

a)

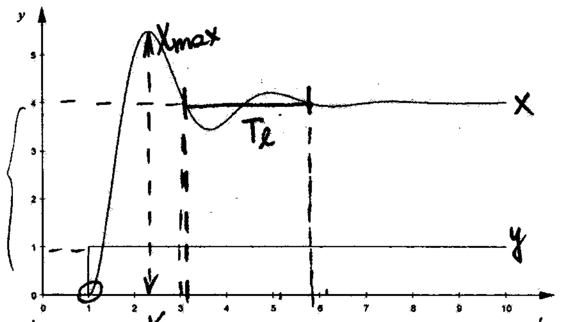


b)



c)

T_ℓ ... čas lastnega nihanja



$$F(s) = \frac{K}{1 + 2zTs + T^2 \cdot s^2} \qquad K, T, z = ?$$

$$K = \frac{x(t=\infty)}{y(t=\infty)} = \underline{4}$$

$$\underline{T_\ell = 2{,}6}$$

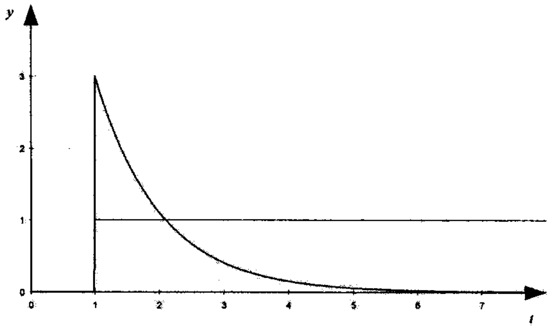
$$T = \frac{1}{\omega_0} = \frac{T_\ell \sqrt{1-z^2}}{2\pi}$$

$$\underline{X_{max} = 5{,}6}$$

$$X_{max} = K\left(1 + e^{-\frac{\pi z}{\sqrt{1-z^2}}}\right)$$

$$\boxed{\text{IZRAČUNAJ } z}$$

d)



• zapišemo $F(s)$ člena 2. reda

$$F(s) = \frac{K}{1 + 2zTs + T^2 s^2}$$

faktor dušenja → $\boxed{\begin{aligned} K &= 0,8 \\ T &= 0,2 \\ z &= 0,3 \end{aligned}}$

$$\rightarrow T = \frac{1}{\omega_0} = \frac{1}{5} = \underline{0,2}$$

$$\underbrace{\omega_0 = \omega(\varphi = -90°)}_{\text{velja za člen 2. reda}} = 5$$

$$\rightarrow z = 0,3$$

$$\alpha_{max} = 3dB = 1,41$$

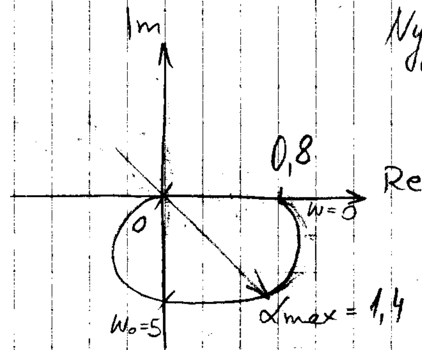
resonančni faktor → $Q_r = \frac{\alpha_{max}}{K} = \frac{1,4}{0,8} = 1,77$ ← šele iz faktorja je razvidno ali je resonanca prisotna

$$z = \sqrt{\frac{1 \mp \sqrt{1 - \frac{1}{Q_r^2}}}{2}} = \begin{cases} \boxed{z_1 = 0,29} \\ \cancel{z_2 = 0,96} > 0,71 \ \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right) \end{cases}$$

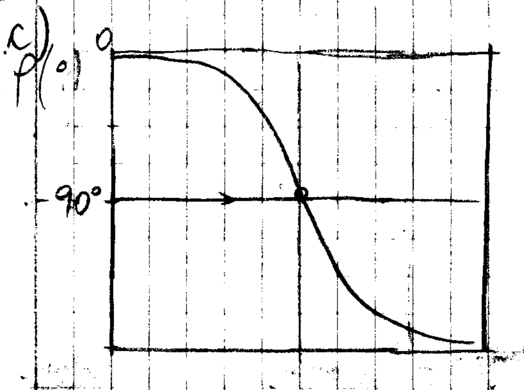
pri takem z ni resonance

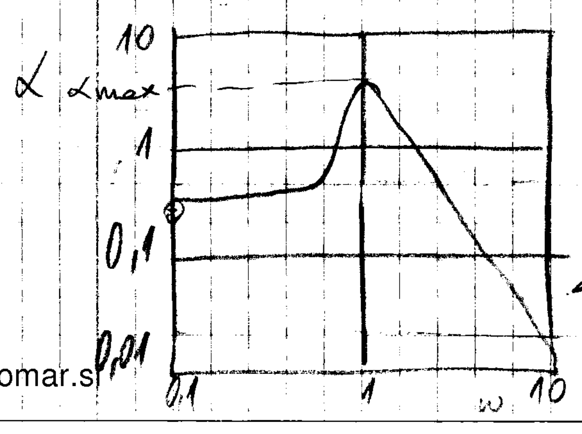
$$F(s) = \frac{0,8}{1 + 0,12s + 0,04s^2}$$

Nyquistov diagram



c)





$\varphi(\omega = 0) = 0$

$\alpha(\omega = 0) = 0,5 = K$

$\varphi(\omega \to \infty) = -180°$

$\alpha(\omega \to \infty) = 0$

$$F(s) = \frac{K}{1 + 2zTs + T^2 s^2}$$

$\boxed{\begin{aligned} K &= 0,5 \\ T &= 1 \\ z &= 0,1 \end{aligned}}$

$K = 0,5$

$T = \frac{1}{\omega_0} = 1$

$\omega_0 = \omega(\varphi = 90°) = 1$

$\alpha_{max} = 2,5$, $Q_r = \frac{\alpha_{max}}{K} = 5$

← upadanje $\frac{2 \text{ dekadi } \alpha}{1 \text{ dekada } \omega}$

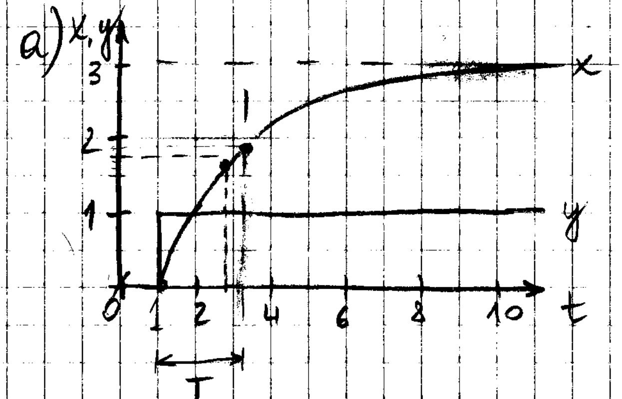
$z_1 = 0,1$

$\cancel{z_2 = 0,99}$

AV5

iz prehodne funkcije določi prenosno funkcijo

a) člen 1. reda



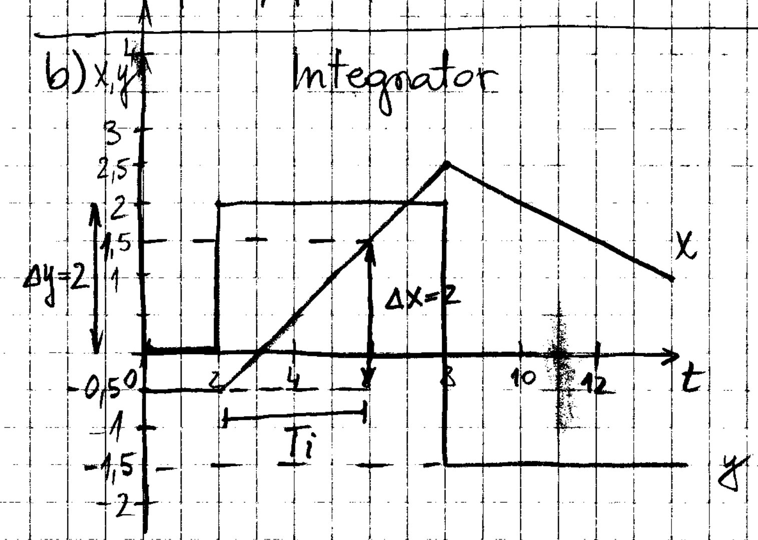
$|1-2{,}6| = 1{,}6$

$$F(s) = \frac{K}{1+sT}$$

$K = 3$
$T = 1{,}6$

$$K = \frac{x(t\to\infty)}{y(t\to\infty)}$$

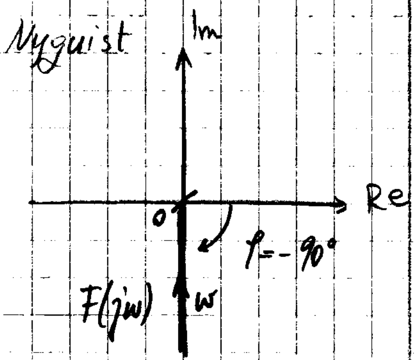
b) Integrator



$$F(s) = \frac{1}{sT_i}$$

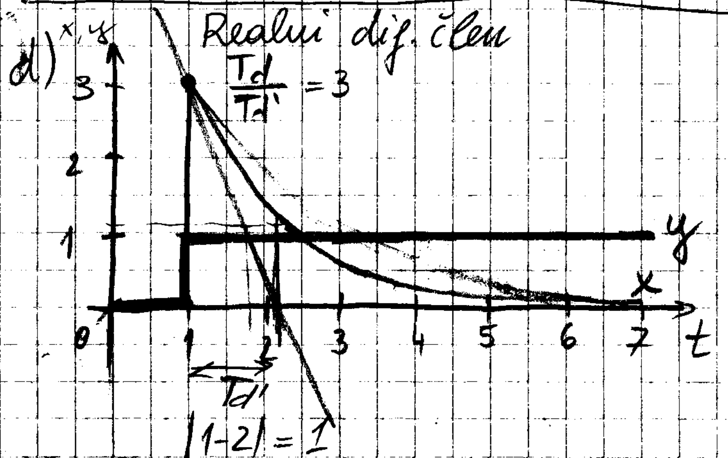
$T_i = 4$

Nyquist



d) Realni dif. člen

$\frac{T_d}{T_d'} = 3$



$|1-2| = 1$

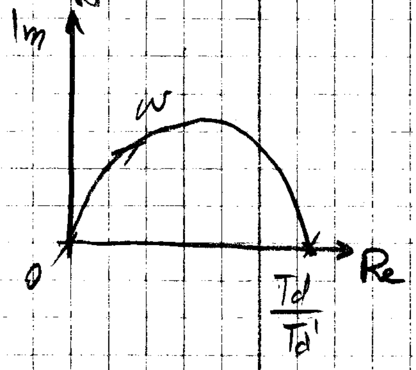
$$F(s) = \frac{sT_d}{1+sT_d'}$$

$T_d = ?$
$T_d' = ?$

$$\frac{T_d}{T_d'} = 3$$

$$\boxed{\begin{aligned} T_d' &= 1 \\ T_d &= 3 \end{aligned}}$$

Nyquist



9.11.2012

- **serijska vezava členov**

$y \rightarrow \boxed{F_1} \rightarrow \boxed{F_2} \rightarrow x$

$\Downarrow$

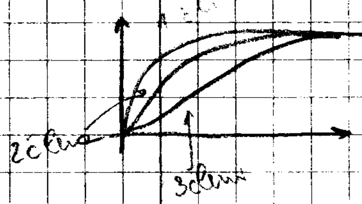
$y \rightarrow \boxed{F_{12}} \rightarrow x \longrightarrow \boxed{F_{12} = F_1 \cdot F_2}$

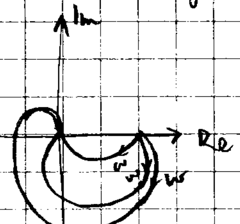
$$F_1 = \frac{K_1}{1+sT_1}$$

$$F_2 = \frac{K_2}{1+sT_2}$$

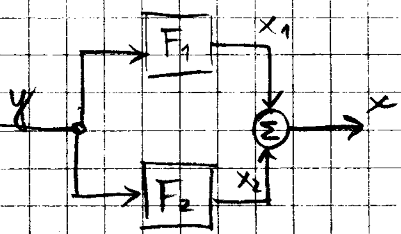
$$F_{12} = \frac{K_1 \cdot K_2}{(1+sT_1)(1+sT_2)} = \frac{\overset{K}{K_1 \cdot K_2}}{1 + \underbrace{s(T_1+T_2)}_{2zT} + \underbrace{T_1T_2}_{T^2}s^2}$$

- če imamo v seriji 2 člena 1. reda, se sistem obnaša kot člen 2. reda
- kako je s faktorjem dušenja? Kakšni morajo biti parameter, da bi predhodnji bil. $z = ?$ K_1, K_2, T_1, T_2
- več kot imamo členov v seriji, počasneje se sistem obnaša





- **paralelna vezava členov**



$y \rightarrow \boxed{F_{12}} \rightarrow x$

$\boxed{F_{12} = F_1 + F_2}$

$$F_{12} = \frac{X(s)}{Y(s)}$$

$$\boxed{F(s) = \frac{K \sum_{j=0}^{k} s^j \cdot f_j}{s^m \sum_{i=0}^{n} s^i e_i}}$$

$\underline{e_0 = f_0 = 1}$ (predpostavimo)

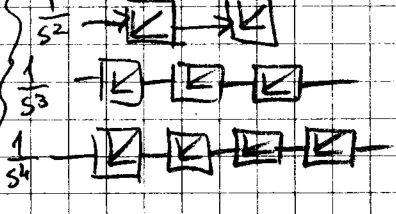
$$\lim_{\substack{s \to \infty \\ (\omega \to \infty)}} F(s) = K \frac{f_k}{e_n} \cdot \frac{1}{s^{m+n-k}}$$

$\downarrow$ red sistema

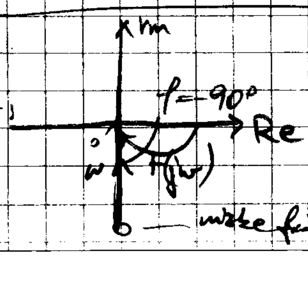
→ visoke frekvence

pri visokih frekvencah

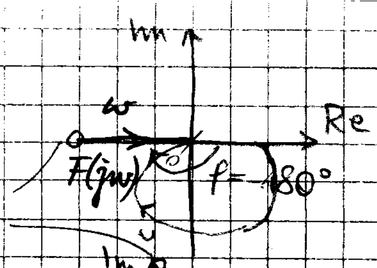
$$F_i(s) = \frac{1}{s^{i}}$$



1 integrator:



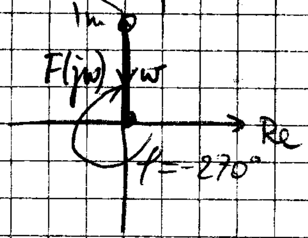
2 integratorja



Pri visokih frekvencah
št. integratorjev razberemo iz reda sistema

nizke f.

3 integratorji



$$\lim_{\substack{s\to 0\\(\omega\to 0)}} F(s) = K\cdot\frac{1}{s^m}$$

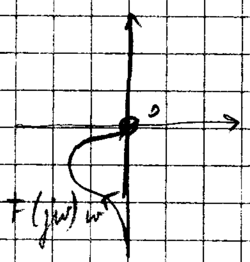
$m=0$; K = statično ojačanje

m ... število integratorjev v sistemu

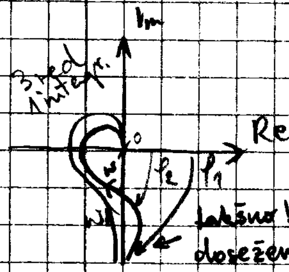
→ nizke frekvence

$$F(s) = \frac{1}{s}\cdot\frac{1}{1+2s} = \frac{1}{s+2s^2}$$

$m+n-k = 2$ ... red
$m=1$ ... integrator



$\varphi(\omega\to\infty) = -180°$
$\varphi(\omega\to 0) = -90°$



takšno kar. dosežemo le z diferenciatorjem v sistemu

$F_d = sT_d$ ... glavna karakteristika ⇒ pri frekvenčni karakteristiki zavzame pozitivni fazni kot

---

AV6

$K = ?$
$m = ?$
$k = ?$
$m+n-k = ?$

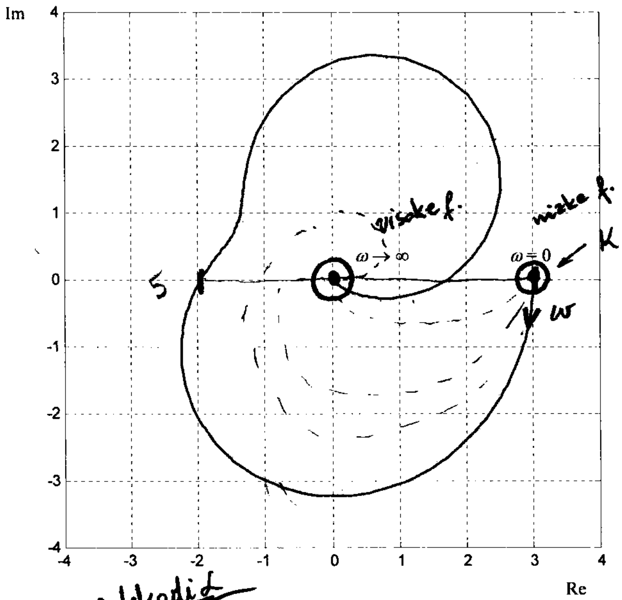
a) $K=3$
$m=0$; če razberemo ojačanje, integratorjev v sistemu ni
$m+n-k=5$
$k=0$ ← št. diferenciatorjev

b) $\varphi(\omega=0) = -90°$
$m=1$; ojačanje ne moremo določiti → $K = /$
$\angle(\omega=0) = \infty$
$\varphi(\omega=\infty) = -450°$ $m+n-k=5$
$k=1$

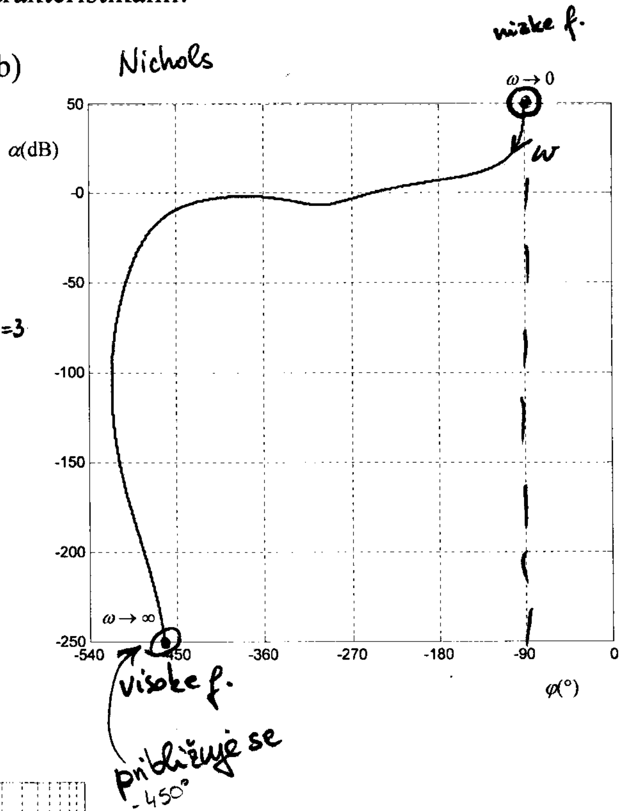
VAJA A–6

Ugotovite značilne podatke (statično ojačenje K, število integracij m, število diferenciacij k, red sistema $m + n - k$) za člene z naslednjimi karakteristikami:

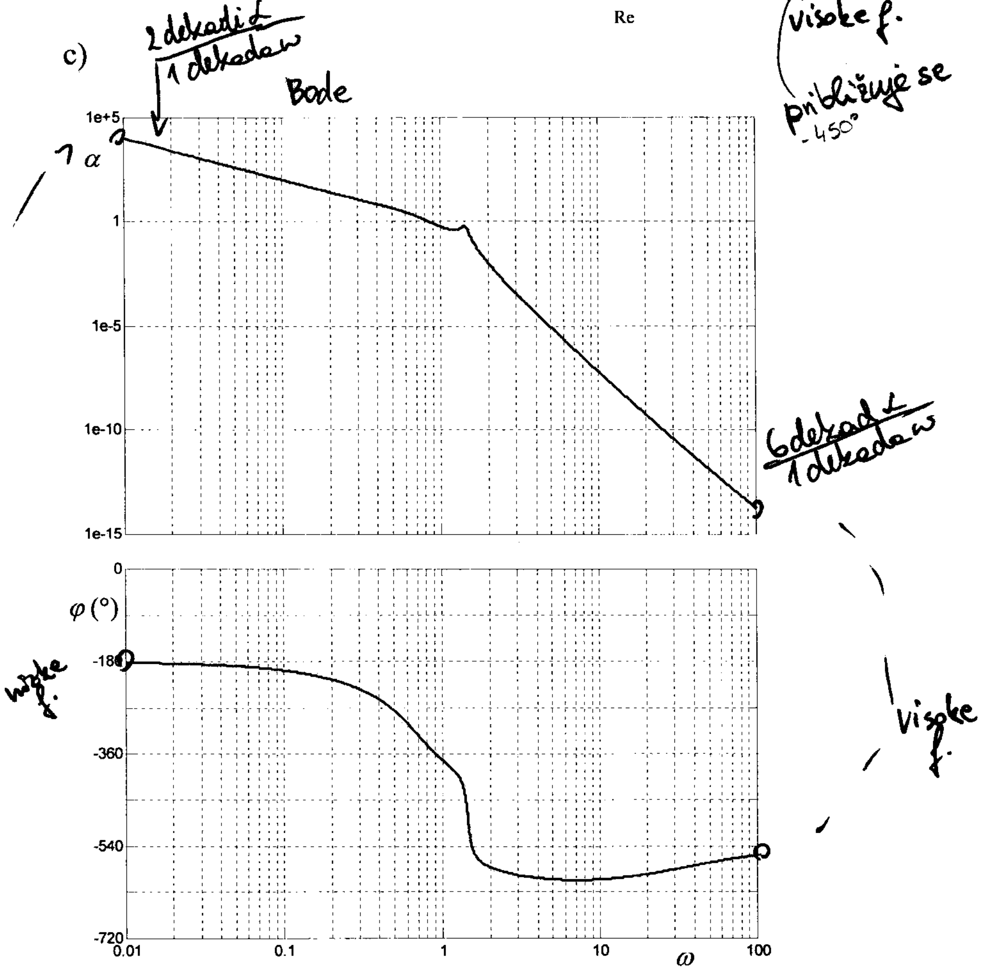
a) Nyquist



b) Nichols



c) Bode



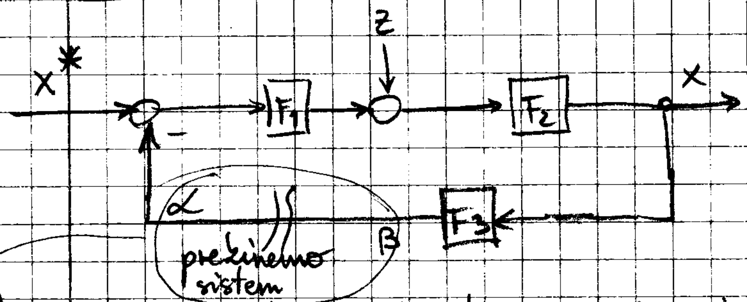
c) $\varphi(\omega=0) = -180°$ $\Rightarrow$ 2 integratorje

$m=2$; ugotovimo tudi s padanjem dekade

$\varphi(\omega=\infty) = -540°$ $m+n-k=6$; razberemo tudi s padanjem dekade

o z naraščujočo frekvenco se fazni zamik zmanjšuje

$k=1$



1.) prenosna funkcija odprtega regulacijskega kroga $\rightarrow F_0$

pred prekinitvijo $\rightarrow$ signal β
za — // — $\rightarrow$ signal α

$$\boxed{F_0(s) = \frac{-\beta(s)}{\alpha(s)}\Bigg|_{\substack{x^*=0\\ z=0}}}$$

$$\Big[(\underset{\substack{\uparrow\\0}}{x^*}-\alpha)\cdot F_1 + \underset{\substack{\uparrow\\0}}{z}\Big]\cdot F_2\cdot F_3 = \beta$$

$$-\alpha F_1\cdot F_2\cdot F_3 = \beta \qquad \boxed{F_0 = \frac{-\beta}{\alpha} = F_1\cdot F_2\cdot F_3}$$

produkt prenosnih funkcij, ki so v regulacijskem krogu

2.) prenosna funkcija zaključenega regulacijskega kroga $\rightarrow H$

$$\boxed{H(s) = \frac{x(s)}{x^*(s)}\Bigg|_{z=0}}$$ ... razmerje med dejansko in željeno vrednostjo

sklenjena povr. zanka

$$(x^* - F_3\cdot x)F_1\cdot F_2 = x$$

$$x^*\cdot F_1\cdot F_2 - x F_1 F_2 F_3 = x$$

$$x^* F_1 F_2 = x\,[1 + F_1 F_2 F_3] \longrightarrow \boxed{H(s) = \frac{x(s)}{x^*(s)} = \frac{F_1 F_2}{1+F_1 F_2 F_3}}$$

$$\boxed{H(s) = \frac{F_1 + F_2}{1+F_0}}$$ $\rightarrow$ členi, ki so v direktni veji

Kaj se zgodi s členoma 1. reda v seriji ? 14. 11. 2012

$$F(s) = \frac{K_1}{1+sT_1} + \frac{K_2}{1+sT_2} = \frac{K_1 \cdot K_2}{1+(T_1 \cdot T_2)s + T_1 T_2 s^2} = \frac{K}{1+2zTs+s^2T^2}$$

$\rightarrow T^2 = T_1 \cdot T_2$

$\rightarrow T_1 + T_2 = 2zT$; $z = \frac{T_1+T_2}{2T} = \underbrace{\frac{T_1+T_2}{2\sqrt{T_1 \cdot T_2}}}$

$$z = \frac{1}{2}\left[\sqrt{\frac{T_1}{T_2}} + \sqrt{\frac{T_2}{T_1}}\right]$$

$$z = \frac{1}{2}\left[y + \frac{1}{y}\right]$$ odvisnost faktorja dušenja z od parametra y

$$\frac{\partial z}{\partial y} = \frac{1}{2}\left[1 + \left(-\frac{1}{y^2}\right)\right] = \underline{\frac{1}{2}\left[1 - \frac{1}{y^2}\right]}$$

$$\frac{\partial z}{\partial y} = 0 \; ; \quad \underline{\underline{y^2 = 1}} \quad \underline{\underline{y \neq 0}}$$

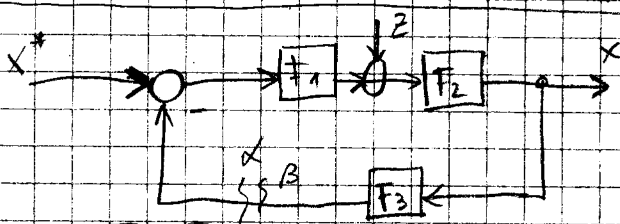
ekstrem je dosežen takrat, ko ~~je~~ sta časovni~~k~~ konstanti enak~~i~~

$\underline{\underbrace{z_{min} = 1}} \; ; \; \underline{T_1 = T_2}$

ni resonance, ni prenihaja

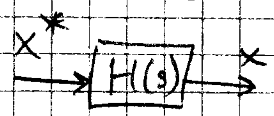
---

regulacijski



F_o .. prenosna funkcija odprtega kroga

$\equiv$



$$F_o = -\frac{\beta(s)}{\alpha(s)}\Bigg|_{x^*=0} \quad z=0 \text{ (motnja)}$$

$$\underline{F_o = F_1 \cdot F_2 \cdot F_3}$$

$$H = \frac{X(s)}{X^*(s)}\Bigg|$$ .. odziv sistema na željeno vrednost

sklenjena P.Z.

$z=0$ (motnja)

$$\left[(X^* - F_3 \cdot X)F_1 + z\right] F_2 = X$$

$z=0$; $(X^* - F_3 \cdot X) F_1 \cdot F_2 = X$

$$\boxed{H = \frac{F_1 \cdot F_2}{1+F_1 \cdot F_2 \cdot F_3} = \frac{F_1 \cdot F_1}{1+F_o}}$$

$X^* = 0$ ... ni vh. signala

Z ... nov vh. signal

→ prenosna funkcija odprtega reg. kroga za motnjo

$$\boxed{F_M = \frac{X(s)}{Z(s)}\Bigg|_{\substack{\text{prek. p.z.}\\ X^*=0}}}$$

$$\left[(\cancel{X^*} - \cancel{F_3 X})\, F_1 + Z\right]\cdot F_2 = X$$

$$Z\cdot F_2 = X \qquad \boxed{F_M = F_2}$$

pren. f. med motnjo in dejansko vrednostjo

→ prenosna funkcija zaključenega reg. kroga za motnjo

$$\boxed{H_M = \frac{X(s)}{Z(s)}\Bigg|_{\substack{\text{sklenjena p.z.}\\ X^*=0}}}$$

$$\left[(\cancel{X^*} - F_3 X)F_1 + Z\right]F_2 = X$$

$$\left[-F_1 F_3\cdot X + Z\right]F_2 = X$$

$$\left[Z - X F_1 F_3\right]F_2 = X$$

$$Z F_2 - X F_1 F_2 F_3 = X$$

$$Z F_2 = X(1 + F_1 F_2 F_3)$$

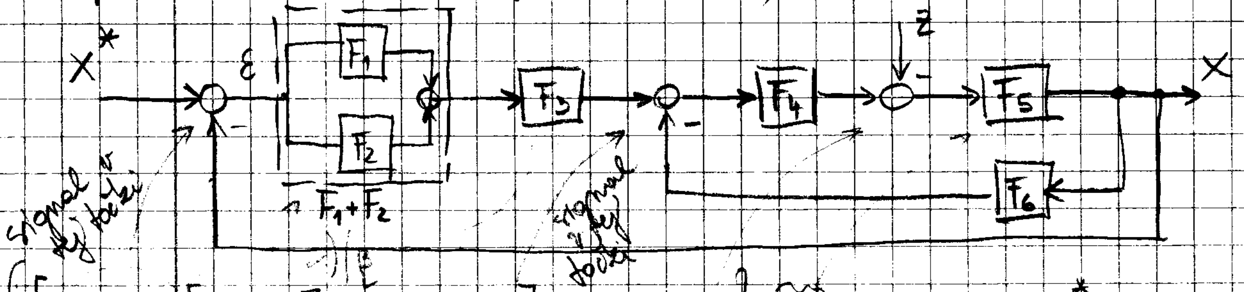
$$\boxed{H_M = \frac{X}{Z} = \frac{F_2}{(F_1 F_2 F_3 + 1)}}$$

$$\Downarrow$$

$$\boxed{H_M = \frac{F_M}{1 + F_0}}$$

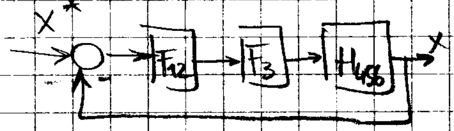
AV-7

Za podano blokovno shemo poiščite F_0, H, F_M in H_M.



$$\left\{\left[(X^* - X)\left[F_1 + F_2\right]\cdot F_3 - X F_6\right]\cdot F_4 - Z\right\} F_5 = X$$

$$F_0 = -\frac{\beta}{\alpha}\Bigg|_{\substack{X^* = 0\\ Z = 0}}$$



$$F_{12} = F_1 + F_2$$

$$H_{456} = \frac{F_4\cdot F_5}{1 + F_4\cdot F_5\cdot F_6} =$$

$$F_o = F_{12} \cdot F_3 \cdot H_{456}$$

$$\boxed{F_o = \frac{(F_1+F_2)F_3 \cdot F_4 \cdot F_5}{1+F_4F_5F_6}}$$

$$H(s) = \frac{x(s)}{x^*(s)}\Bigg|_{\substack{sse.\ p.z \\ z=0}}$$

$$H = \frac{F_{12} \cdot F_3 \cdot H_{456}}{1 + F_{12} F_3 H_{456}}$$

$$\left[\left[(x^*-x)(F_1+F_2)F_3 - xF_6\right] \cdot F_4 - 0\right]F_5 = x$$

$$\left[(x^*-x)(F_1+F_2)F_3 - xF_6\right]F_4F_5 = x$$

$$\left[x^*(F_1+F_2)F_3 - x(F_1+F_2)F_3 - xF_6\right]F_4F_5 = x$$

$$x^*(F_1+F_2)F_3F_4F_5 - x\left[\left((F_1+F_2)F_3 + F_6\right)F_4F_5\right] = x$$

$$x^*(F_1+F_2)F_3F_4F_5 = x\left(1 + \left[\left((F_1+F_2)F_3 + F_6\right)F_4F_5\right]\right)$$

$$\boxed{H = \frac{x}{x^*} = \frac{(F_1+F_2)F_3F_4F_5}{1 + (F_1+F_2)F_3F_4F_5 + F_4F_5F_6}}$$

$$H = \frac{F_{12}F_3H_{456}}{1+F_{12}F_3H_{456}} = \frac{(F_1+F_2)F_3\dfrac{F_4F_5}{1+F_4F_5F_6}}{1 + \dfrac{(F_1+F_2)F_3F_4F_6}{1+F_4F_5F_6}}$$

$$F_M = \frac{x}{z}\Bigg|_{\substack{\text{prekinjena } P.Z \\ x^*=0}} = \left\{\left[(0-0)(F_1+F_2)F_3 - xF_6\right]F_4 - z\right\}F_5 = x$$

$$\left\{-xF_6F_4 - z\right\}F_5 = x$$

$$-xF_4F_5F_6 - zF_5 = x$$

$$-zF_5 = x(1+F_4F_5F_6)$$

$$\boxed{F_M = -\frac{F_5}{1+F_4F_5F_6}}$$

$$H_M = \frac{X}{Z}\Big|_{\substack{\text{sklenjena P.Z.} \\ X^* = 0}}$$

$$\left\{\left[(0-X)(F_1+F_2)F_3 - XF_6\right]F_4 - Z\right\}F_5 = X$$

$$\left\{\left[-X(F_1+F_2)F_3 - XF_6\right]F_4 - Z\right\}F_5 = X$$

$$-X(F_1+F_2)F_3F_4F_5 - XF_4F_5F_6 - ZF_5 = X$$

$$-ZF_5 = X\left[1 + (F_1+F_2)F_3F_4F_5 + F_4F_5F_6\right]$$

$$\boxed{H_M = \frac{X}{Z} = \frac{-F_5}{1 + (F_1+F_2)F_3F_4F_5 + F_4F_5F_6}}$$

16. 11. 2012

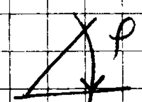
SIMULACIJE

21. 11. 2012

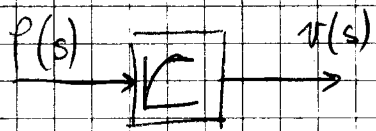
* Prenosna funkcija regulacije hitrosti vozila → tempomat

$\varphi(s)$ .. kot pritiska stopalke na plin

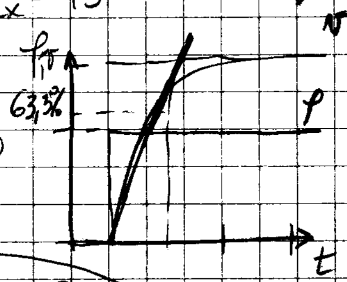
$v(s)$ .. hitrost



Člen 1. reda



$\varphi_{max} = 45°$



$V_{max} = 45\, m/s = 162\, km/h$

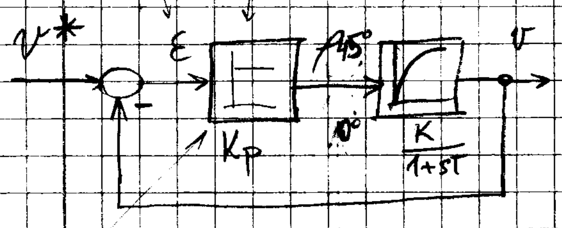
$\frac{45\, m/s}{45°}$

$$F_s(s) = \frac{K}{1+sT}$$

$K = 1\, m/s/°$

$T = 10\, s$

$V_{63\%} = 10?\, m/s$



$F_R = K_p$

$$F_s = \frac{K}{1+sT}$$

proporcionalni člen

- nismo upoštevali zavornega učinka
- manj kot 0° ne more biti
- nelinearnega dela ne upoštevamo

$$F_0 = F_R \cdot F_s = \frac{K_p \cdot K}{1+sT} \quad \leftarrow \quad \text{pren. f. odprtega reg. kroga}$$

$$H(s) = \frac{v(s)}{v^*(s)} = \frac{F_0}{1+F_0} = \frac{\frac{K_p K}{1+sT}}{1+\frac{K_p K}{1+sT}} = \frac{K_p K}{1+sT+K_p \cdot K} =$$

$$= \frac{K_p \cdot K}{(1+K_p K)+sT} \quad / 1+K_p K \;/\; 1+K_p K$$

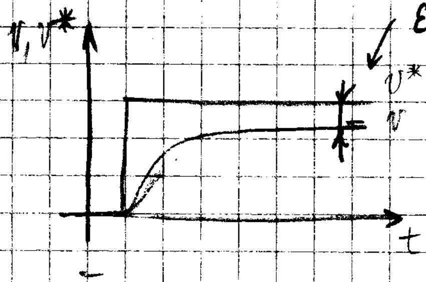
$$\boxed{H(s) = \frac{\frac{K_p \cdot K}{1+K_p K}}{1+s\frac{T}{1+K_p K}}}$$

$$\frac{K_1}{1+sT_1}$$

prenosna funkcija člena 1. reda

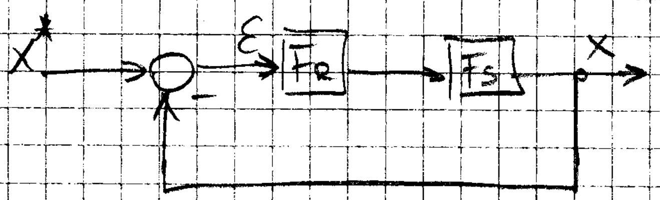
$$\underline{K_1 = \frac{K_p \cdot K}{1+K_p \cdot K}} < 1$$

$$\underline{T_1 = \frac{T}{1+K_p K}}$$



Želimo takšne parametre, da bo odziv ~~čistko~~ čim krajši

- Če dvignemo ojačenje (K_p), obstaja verjetnost, da sistem zaniha



– izrek o končni vrednosti

$$x(t=\infty) = \lim_{s \to 0}[s \cdot X(s)]$$

$$x(t=\infty) = \lim_{s\to 0}[s \cdot x^*(s) \cdot H(s)]$$

$$\boxed{\varepsilon = x^* - x}$$

$$x^* \to \boxed{H(s)} \to x$$

$$x(s) = x^*(s) \cdot H(s)$$

$$\varepsilon_s = \varepsilon(t=\infty) = x^*(t=\infty) - x(t=\infty) =$$

$$= \lim_{s\to 0}[s \cdot x^*(s)] - \lim_{s\to 0}[s \cdot x^*(s) \cdot H(s)]$$

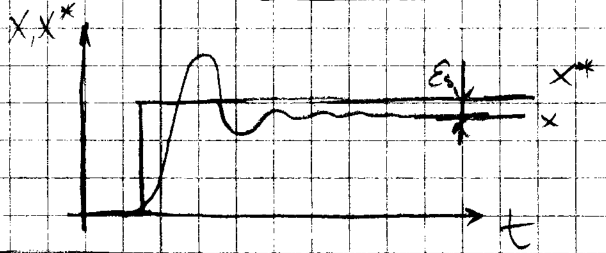
$$\boxed{\varepsilon_s = \lim_{s\to 0}[s \cdot x^*(s) \cdot (1-H_s)]}$$

statični pogrešek ob spremembi želene vrednosti

→ direktna povratna zanka:

$$\underline{H = \frac{F_0}{1+F_0}}$$

– sledi:
$$\boxed{\mathcal{E}_s = \lim_{s\to 0}\left[s\cdot x^*(s)\,\frac{1}{1+F_o(s)}\right]}$$



∘ Predpostavimo, da je želena vrednost enotina stopnica ; direktna p.z.

$$X^* = \frac{1}{s}\ , \qquad F_o = \frac{\sum_k a_k s^k}{\sum_j b_j s^j}$$

$$\mathcal{E}_s = \lim_{s\to 0}\left[s\cdot\frac{1}{s}\,\frac{1}{1+\frac{\sum_k a_k s^k}{\sum_j b_j s^j}}\right] = \lim_{s\to 0}\left[\frac{\sum_j b_j s^j}{\sum_k a_k s^k + \sum_j b_j s^j}\right]$$

$$\mathcal{E}_s = \frac{b_0}{a_0+b_0}\Big|\frac{b_0}{b_0} = \frac{1}{1+\frac{a_0}{b_0}}\ ; \qquad \underbrace{\frac{a_0}{b_0} = K_0}$$

$$\boxed{\mathcal{E}_s = \frac{1}{1+K_0}}$$

krožno ojačenje → z njim vplivamo na statični pogrešek; vendar lahko pri nekem ojačenju sistem postane nestabilen

$$X^* = \frac{1}{s}\ ,\ \text{dir. p.z.} \qquad F_o = \frac{\sum_k a_k s^k}{s^m \sum_j b_j s^j}$$

∘ v sistemu je še integrator

$$\mathcal{E}_s = \lim_{s\to 0}\left[s\cdot\frac{1}{s}\cdot\frac{1}{1+\frac{\sum_k a_k s^k}{s^m\sum_j b_j s^j}}\right]$$

$$\mathcal{E}_s = \lim_{s\to 0}\left[\frac{s^m \sum_j b_j s^j}{s^m \sum_j s^j b_j + \sum_k a_k s^k}\right]$$

$$\mathcal{E}_s = \lim_{s\to 0}\left[\frac{s^m\cdot b_0}{s^m\cdot b_0 + a_0}\right] = 0$$

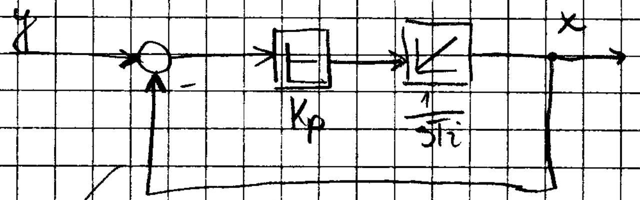
upoštevan pogoj pri izreku o končni vrednosti

∘ statični pogrešek se z integratorji lahko odpravi
∘ stabilni sistem → negativni poli

∘ integrator mora biti v sistemu, pred motnjo (da ne zazna tudi motnje → statični pogrešek); ponavadi na začetku sistema

• statični pogrešek za skočno spremembo željene vrednosti (ni integratorjev), K_o — krožno ojačenje 23.11.2012

$$\underline{\varepsilon_s = \frac{1}{1+K_o}}$$



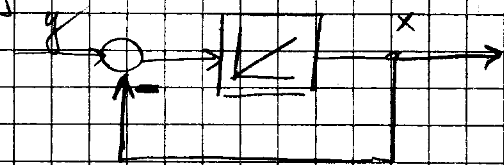
Kakšno je obnašanje takšnega sistema?

$$H(s) = \frac{x(s)}{y(s)}$$

$$H = \frac{F_{dir}}{1+F_o} \qquad F_{dir} = F_o \text{ (v tem primeru)}$$

$$F_o = \frac{K_p}{sT_i} = \frac{1}{s(T_i/K_p)}$$

nadomestna čas. konst.



$$H = \frac{\frac{1}{sT_i/K_p}}{1+\frac{1}{sT_i/K_p}} = \frac{\frac{1}{sT_i/K_p}}{\frac{sT_i/K_p+1}{sT_i/K_p}} = \frac{1}{1+s(T_i/K_p)}$$

$$(y-x)\cdot K_p \cdot \frac{1}{sT_i} = x$$

$$\frac{y}{sT_i/K_p} = x\left[\frac{1}{sT_i/K_p}+1\right]$$

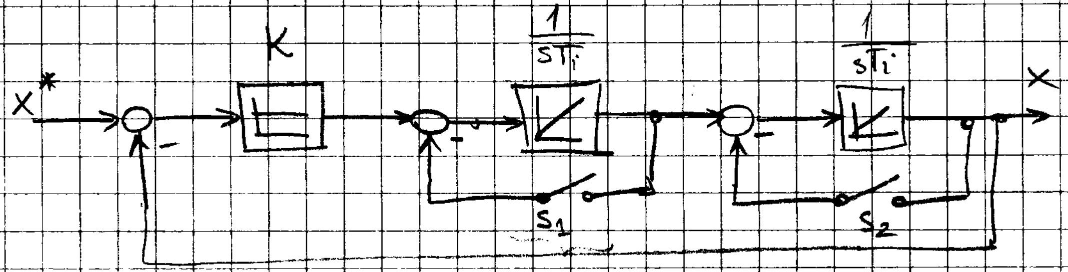
$$\underline{H = \frac{x}{y} = \frac{1}{1+s(T_i/K_p)}} = \boxed{\frac{K_1}{1+sT_1}}$$

$$\boxed{\begin{aligned} K_1 &= 1 \\ T_1 &= T_i/K_p \end{aligned}}$$

AV-8

$\mathcal{E}_s = ?$

A = 0, 1
K = 1, 10
$T_i = 1$

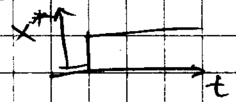


Kako se s številom integratorjev spreminja pogrešek?

ob sklenjenem stikalu se integrator obnaša kot člen 1 reda

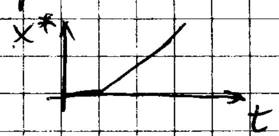
a) skočna sprememba želene vrednosti

$$x^* = \frac{1}{s}$$



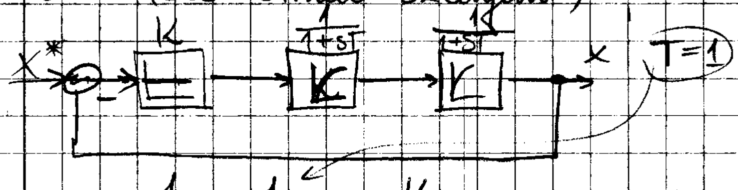
b) enotska rampa (enakomerno naraščajoč signal)

$$x^* = \frac{1}{s^2}$$



$$\mathcal{E}_s = \lim_{s\to 0}\left[s\cdot x^*(s)\,\frac{1}{1+F_0}\right]_{d.p.z.}$$

A = 0 : (obe stikali sklenjeni)



$$F_0 = K\,\frac{1}{1+s}\cdot\frac{1}{1+s} = \frac{K}{(1+s)^2}$$

a)

$$\mathcal{E}_s = \lim_{s\to 0}\left[s\,\frac{1}{s}\cdot\frac{1}{1+F_0}\right] = \lim_{s\to 0}\left[\frac{1}{1+\frac{K}{(1+s)^2}}\right]$$

$$\mathcal{E}_s = \lim_{s\to 0}\left[\frac{(1+s)^2}{(1+s)^2+K}\right] = \frac{1}{1+K} \Rightarrow 1/2 \leftarrow K=1$$

$$\Rightarrow \frac{1}{11} \leftarrow K=10$$

- Z višjim ojačanjem lahko dosežemo manjši stat. pogrešek, čeprav v sistemu ni integratorjev. → A=0

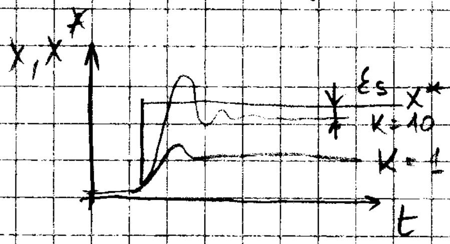
$$(1+s)^2 + K = s^2 + 2s + (1+K)$$

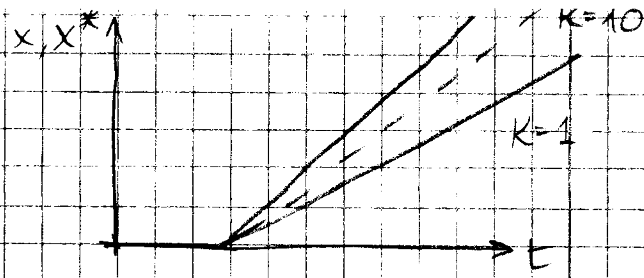
s_1

$$s_{1,2} = \frac{-2\pm\sqrt{4-4(K+1)}}{2} = \frac{-2\pm 2\sqrt{(1-(K+1))}}{2} = -1\pm\sqrt{2-K}$$

imaginarno št.

b) $\mathcal{E}_s = \lim_{s\to 0}\left[\frac{1}{s}\,\frac{(1+s)^2}{(1+s)^2+K}\right]$

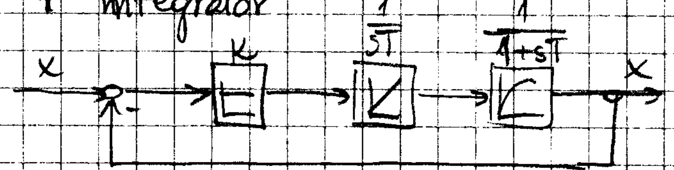




Vrednost se spreminja

A = 1 (eno stikalo je sklenjeno, drugo razklenjeno)

- naš sistem je linearen → zamenljiv vrstni red
- 1 integrator



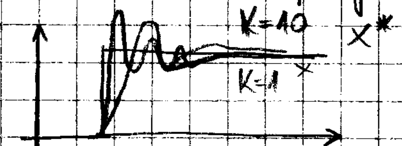
$\underline{\underline{T=1}}$ $\quad F_0 = K\cdot\frac{1}{s}\cdot\frac{1}{1+s} = \frac{K}{s(1+s)}$

a) $\mathcal{E}_s = \lim_{s\to 0}\left[s\,\frac{1}{s}\,\frac{1}{1+F_0}\right] = \lim_{s\to 0}\left[\frac{1}{1+\frac{K}{s(1+s)}}\right]$

$\mathcal{E}_s = \lim_{s\to 0}\left[\frac{s(1+s)}{s(1+s)+K}\right] = \underline{\underline{0}}$ ← z enim integratorjem v direktni veji izničimo st. pogrešek

$s^2+s+K=0 \longrightarrow s_{1,2} =$

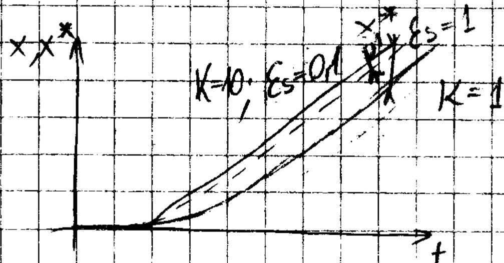
- kljub temu, da ima integrator svojo čas. konstanto, lahko izniči vrednost pogreška



b) $\mathcal{E}_s = \lim_{s\to 0}\left[s\,\frac{1}{s^2}\,\frac{s(1+s)}{s(1+s)+K}\right] = \lim_{s\to 0}\left[\frac{1+s}{s(1+s)+K}\right] = \frac{1}{K}$

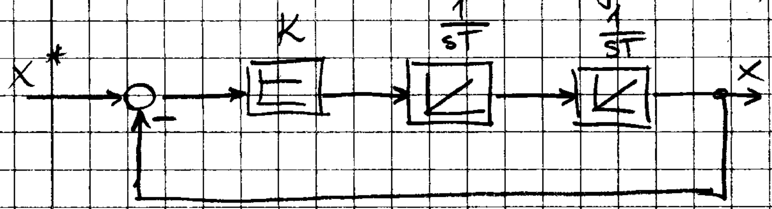
$K=1$; $\mathcal{E}_s = 1$

$K=10$; $\mathcal{E}_s = \frac{1}{10}$



- Pri večjem ojačenju ima izhod podobno obliko kot vhod

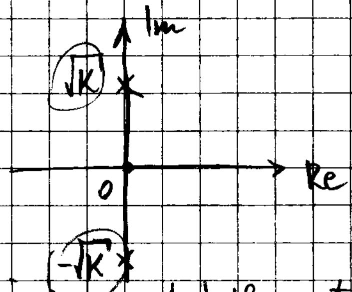
A = 2 : (obe stikali sta razklenjeni) ; 2 integratorja



a) $F_0 = K \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{s} = \frac{K}{s^2}$

$$\varepsilon_s = \cancel{\frac{1}{s}} \lim_{s \to 0} \left[s \cdot \cancel{\frac{1}{s}} \cdot \frac{1}{1+\frac{K}{s^2}} \right] = \lim_{s \to 0} \left[\frac{s^2}{s^2+K} \right] =$$

$s^2 + K = 0$ iščemo pole.

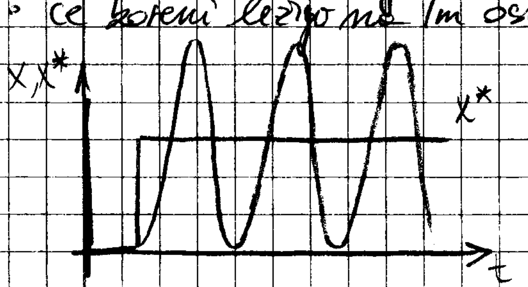


$s^2 = -K$

$s = \sqrt{-K} = \pm j\sqrt{K}$

korení

- če ležijo levo od Im osi, zagotavljajo stabilnost
- ~~če koreni leži~~ če je koren konj. kompl. par, je odziv nedušeno nihanje
- če koreni ležijo na Im osi, je sistem mejno stabilen

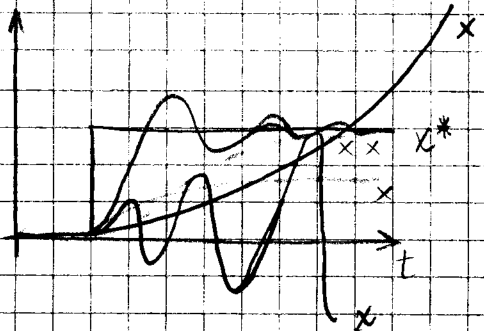


D.N. Kakšen je $x(t)$, če je želena vrednost enotina stopnica $\rightarrow x^* = \frac{1}{s}$

$x(t) = ?$

Sistem se odziva z nedušenim nihanjem.

STABILNOST



OSNOVNI STABILNOSTNI POGOJ

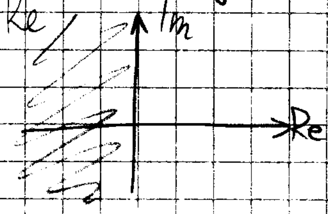
- karakteristična enačba : $\boxed{1+F_0=0}$

$H = \frac{F_0}{1+F_0}$

$H_M = \frac{F_M}{1+F_0}$

iščemo korene imenovalca

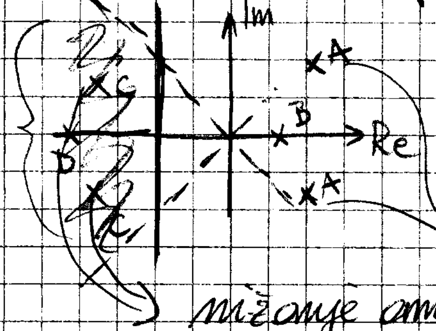
Sistem je stabilen, če imajo koreni kar. enačbe, ~~če imajo~~ negativne realne dele
→ ležijo levo od Im osi (Re^-)



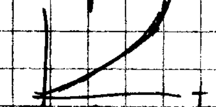
- Metoda lege korenov → root locus

Koreni niso le levo od Im osi, tudi preblizu ne smejo biti. Če ne želimo preveč prenihajev moramo upoštevati neko razmerje med Im in Re komponento.

območje

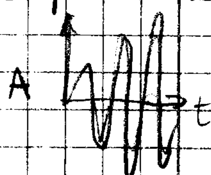


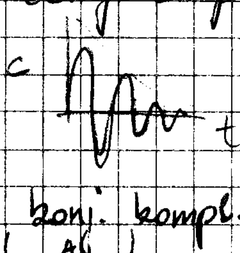
Koreni, ki ležijo v Re^+ povzročijo neko eksponentno rast

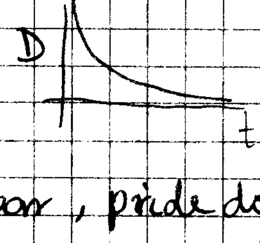


naraščanje amplitude pri nihanju

nižanje amplitude - dušeno nihanje







Če je koren konj. kompl. par (A), pride do nestabilnosti sistema

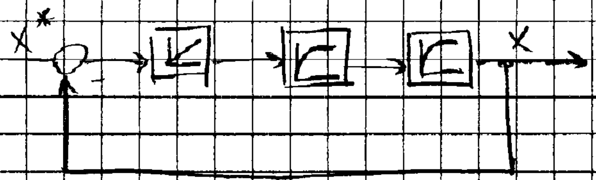
Koreni z večjo realno vrednostjo (bolj "desni") so prevladujoči v izh. funkciji

Routh
Hurwitz } algoritma za določanje korenov polinoma
Nyquist temelji na frekv. karakteristiki → iz njega izhaja "kriterij leve roke"

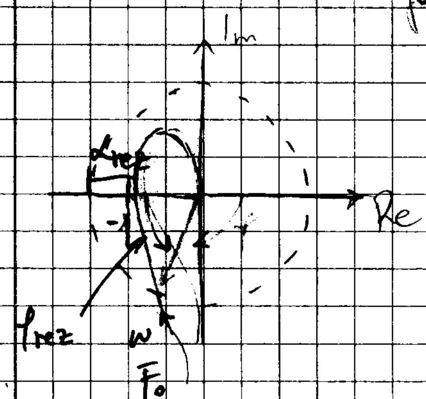
Kriterij leve roke

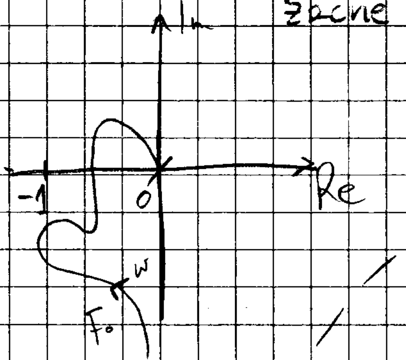
28. 11. 2012

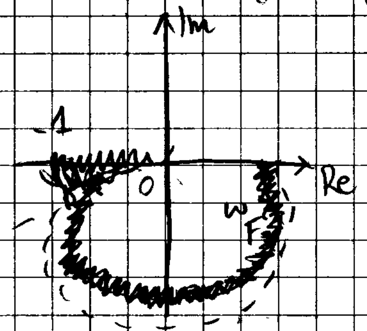
$$F_0 = \frac{1}{s}\,\frac{2}{1+3s}\,\frac{4}{1+0{,}5s}$$



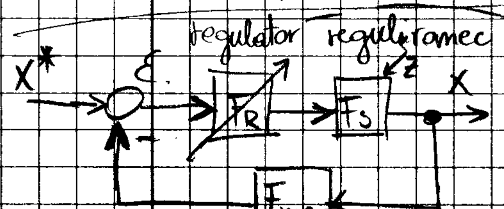
- V sistemu imamo 1 integrator → karakteristika starta pri $\varphi = -90°$
- sistem je tretjega reda → $\varphi(\omega \to \infty) = -270°$
- glede na parametre je lahko krivulja bolj "napihnjena"
- z grafa lahko odčitamo stabilnost sistema:
  - Če je kr. točka na levi strani funkcije z naraščajočo frekvenco, je sistem stabilen.
  - Če je kr. točka na desni strani ..., je funkcija nestabilna
  - Če gre funkcija točno skozi kr. točko, pride do nedušenega nihanja
- pri načrtovanju regulacijskega kroga lahko točno določimo kje bo funkcija sekala negativno realno os. → amplitudna rezerva
- fazna rezerva → pri katerem kotu se funkcija začne



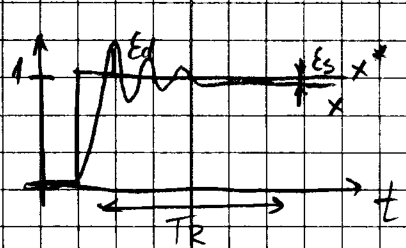




- sistem 2. reda je vedno stabilen.
- ob pojavu nekih parazitnih signalov lahko sistem zaniha

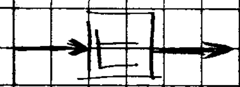


želimo čim manjši ε_s in prenihaj (ε_d) ter čas. konstante.



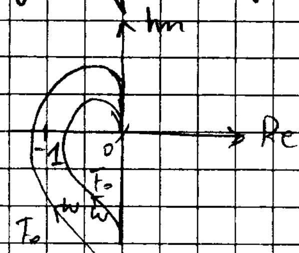
- z diferenciatorjem lahko zagotovimo hitrejšo reakcijo sistema, vendar se sistem začne zapletati → več parametrov, več čas. konstant.
- diferenciator nam lahko neke visokofrek. motnje na vhodu še dodatno okrepi.

- P- regulator: → preprost regulator

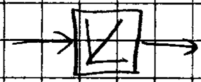


$F_P = K_p$

- z ojačanjem bi lahko prišlo do nestabilnosti



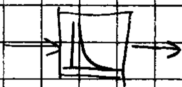
- I- regulator:



$F_I = \frac{1}{sT_i}$

- redko samostojno uporabljen (prinešo zakasnitev in fazni zasuk za $-90°$)

- D- regulator:

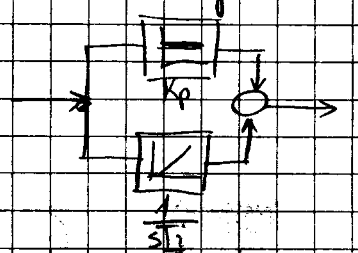


$F_D = \frac{sT_d}{1+sT_d'}$

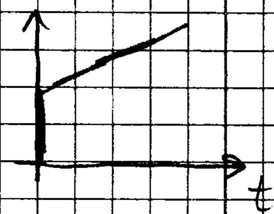
- zna "videti v prihodnost", odvaja vhodni signal. lahko ojača visokofrekvenčne motnje, odziv na stopnico pa bi lahko bil prepočasen (redko samostojno uporabljen)

→ v praksi se uporabljajo kombinacije osnovnih členov.

- P- I - regulator (P + I)

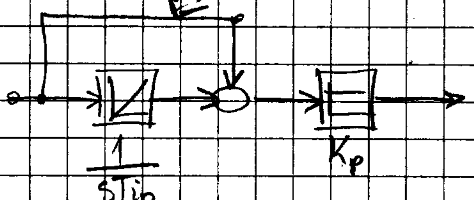


⟹



$$F_{PI} = K_p + \frac{1}{sT_i} = K_p \frac{1+sT_{ip}}{sT_{ip}}$$

$T_{ip} = K_p T_i$



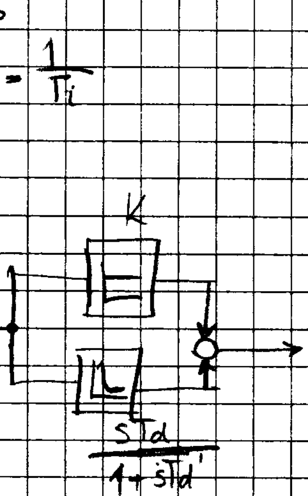
K_p

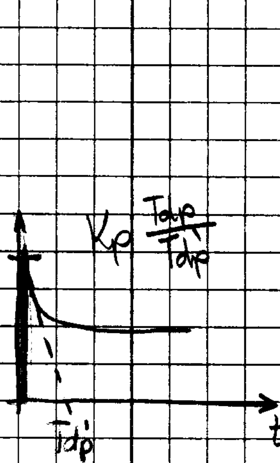
$K_i = \frac{1}{T_i}$

- P-D regulator

$$F_{PD}(s) = K_p \frac{1+sT_{Dp}}{1+sT_{dp}'}$$

$$F_{PD} = K + \frac{sT_d}{1+sT_d'}$$



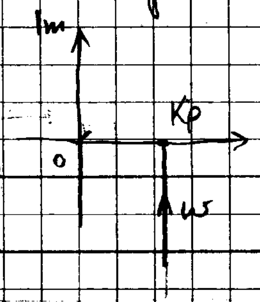


$K_p = K$

$T_{dp} = \frac{T_d}{K} + T_d'$

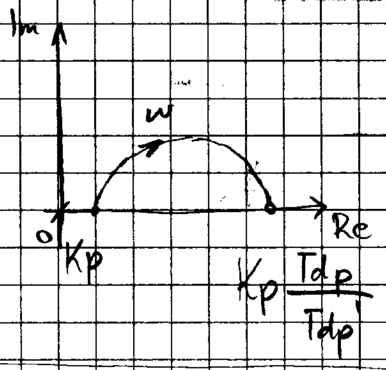
$T_{dp}' = T_d'$

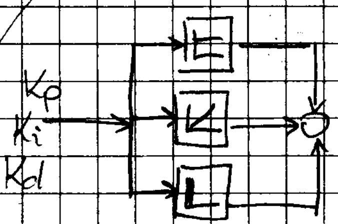
∘ P-I : fr. karakteristika:



- zamaknjena I karakteristika
(od daleč) izgleda, da je kot $\varphi = -90°$

∘ P-D :

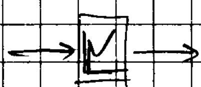




∘ PID regulator:

$$F_{PID} = K \frac{(1+sT_{ip})(1+sT_{dp})}{sT_{ip}}$$

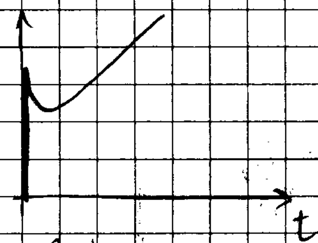
$$F_{PID} = K_p + \frac{1}{sT_i} + sT_d$$



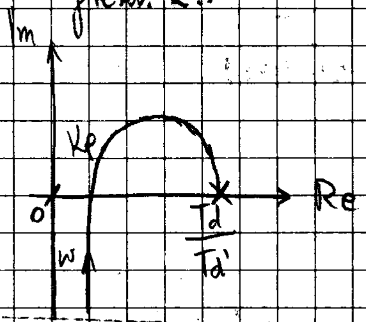
$T_{ip} = T_i \cdot K_p$

$T_{dp} = \frac{T_d}{K_p}$ $\qquad T_{ip} \gg T_{dp}$

- preh. f.:



- frekv. k.:



PID^2, PD^2 → dvojni diferenciator (lahko se bolj pogledamo
$(P+D \cdot D)$ v prihodnost)

5.12.2012

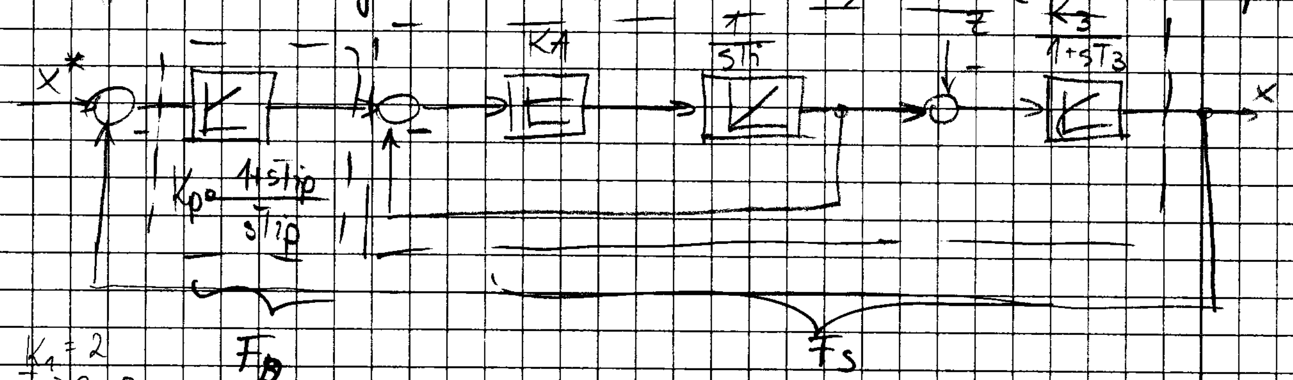
Slajdi ...

Optimum iznosa ni najhitrejši pri odpravljanju motenj.

Za podano blokovno shemo optimiziraj parametre:

a) za vodeno regulacijo O.I. (optimum iznosa)

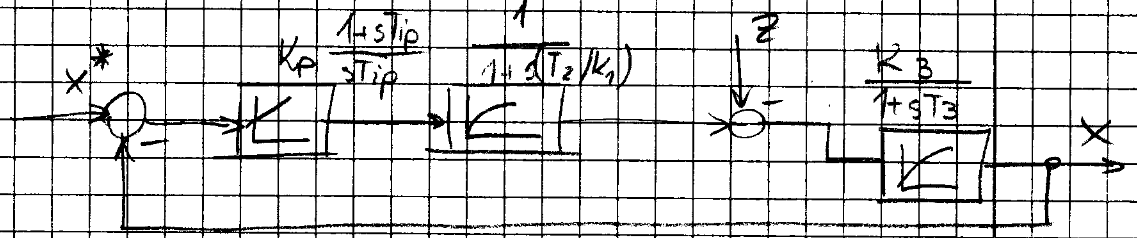
b) želena vrednost je konstanta: $x^* = \text{konst.}$; S.O. (simetrični optimum)



$K_1 = 2$
$T_2 = 0{,}03$
$K_3 = 3$
$T_3 = 2$

$K_p, T_{ip} = ?$

**



$F_o = F_R \cdot F_s$

$F_R = K_p \frac{1+sT_{ip}}{sT_{ip}}$

$$F_s = \frac{1}{1+s(T_2/K_1)} \cdot \frac{K_3}{1+sT_3} = \frac{\overset{\text{"}K_s\text{"}}{3}}{(1+\underbrace{0{,}015}_{\text{"}T_\mu\text{"}}s)(1+\underbrace{2}_{\text{"}T_1\text{"}}s)}$$

→ po metodi O.I.; glej formule na listu

a) O.I.

$$F_s = \frac{K_s}{(1+sT_1)(1+sT_\mu)} \quad ; \quad T_\mu << T_1$$

list s formulami

$$F_R = K_p \frac{1+sT_{ip}}{sT_{ip}} \quad ; \quad K_p = \frac{T_1}{2K_s T_\mu}$$

$$\underbrace{T_{ip} = T_1}_{\text{najdaljša časovna konstanta}}$$

} formuli za izračun parametrov tega regulatorja

npr.:

$$F_o = K_p \frac{1+sT_{ip}}{sT_{ip}} \cdot \frac{1}{1+sT_\mu} \cdot \frac{1}{sT_1+1} \quad ; \quad \text{če} \Rightarrow T_{ip} = T_1$$

→ znebimo se dolge čas. konst.

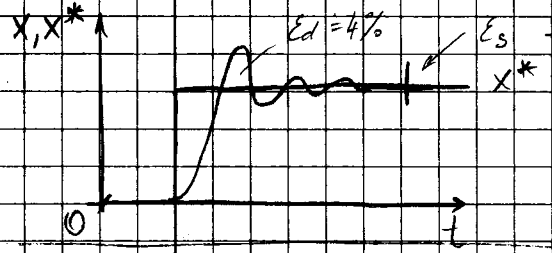
- vstavimo konkretne vrednosti:

$$K_p = \frac{T_3}{2K_3(T_2/K_1)}$$

$$T_{ip} = T_3$$

$\boxed{K_p = 22{,}2}$

$\boxed{T_{ip} = 2}$



→ st. pogreška ne pričakujemo, ker imamo integrator

b) S.O.

$$F_s = \frac{K_s}{(1+sT_1)(1+sT_\mu)} \quad ; \quad T_\mu \ll T_1$$

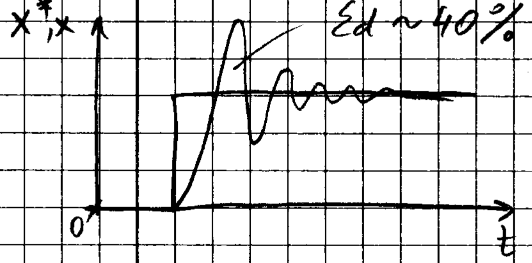
$$F_R = K_p\,\frac{1+sT_{ip}}{sT_{ip}}$$

→ formuli za izračun parametrov

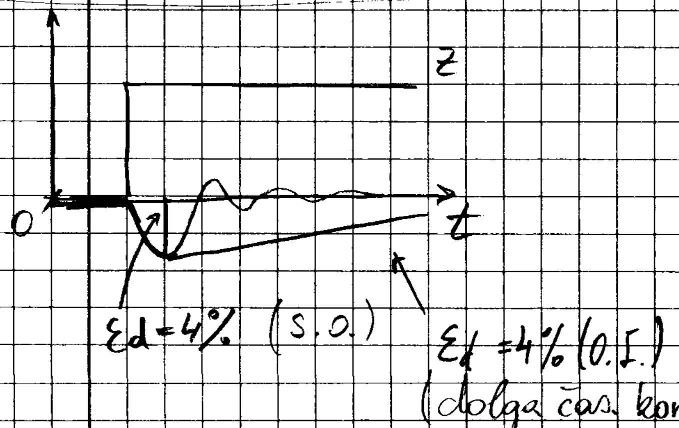
$$K_p = \frac{T_1}{2K_sT_\mu} \quad ; \quad T_{ip} = 4\,T_\mu$$

$$K_p = \frac{T_3}{2K_3(T_2/K_1)} \quad ; \quad T_{ip} = 4\,(T_2/K_1)$$

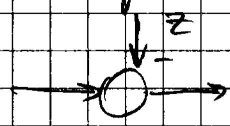
$\underline{K_p = 22{,}2}$; $\underline{T_{ip} = 0{,}06}$

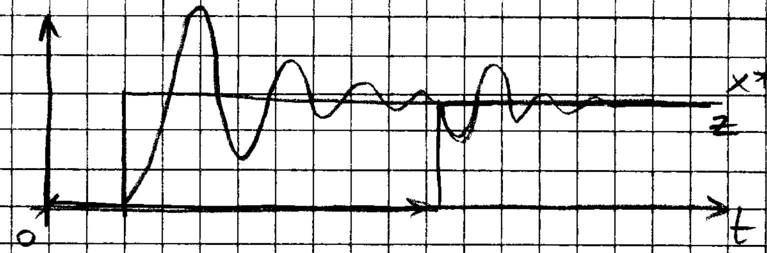


regulacijski čas je daljši kot pri O.I.



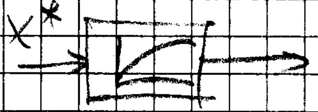
Najprej gre navzdol, ker imamo pri tej konkretni nalogi pri motnji negativen predznak



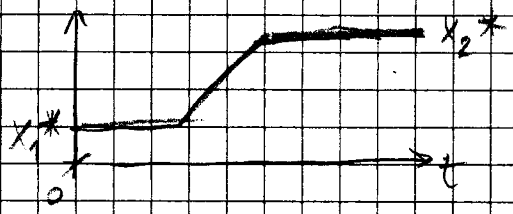


ob stopničastem prenosu sledijo prenihaji, zato želeno vrednost postopoma dvigujemo.

**



dodamo lahko člen 1. reda z ojačanjem 1, čas. konst. lahko s pomočjo literature hitro ugotovimo.



v dig. metu lahko to rešimo z rampo

12. 12. 2012

- Routh-ov kriterij:

s^n :	a_n	a_{n-2}	a_{n-4}	...
s^{n-1} :	a_{n-1}	a_{n-3}	a_{n-5}	...
s^{n-2} :	$\dfrac{(a_{n-1}\cdot a_{n-2})-(a_n\cdot a_{n-3})}{a_{n-1}}$	0		
s_{n-3}				

- Ko izračunamo vse koeficiente, pogledamo prvi stolpec
- Če so vsi členi enako predznačeni, je sistem stabilen
- če se predznak v 1. stolpcu m-krat spremeni, bi imeli m korenov z Re^+
  $\Longrightarrow$ sistem je nestabilen
- če 1. stolpec vsebuje kakšno 0, potem koren leži na realni osi.

$$F_o = K_p F_2 F_3 F_4$$

$$F_o = K_p \frac{4}{1+0{,}02s} \cdot \frac{3}{1+0{,}1s} \cdot \frac{2}{1+3s} =$$

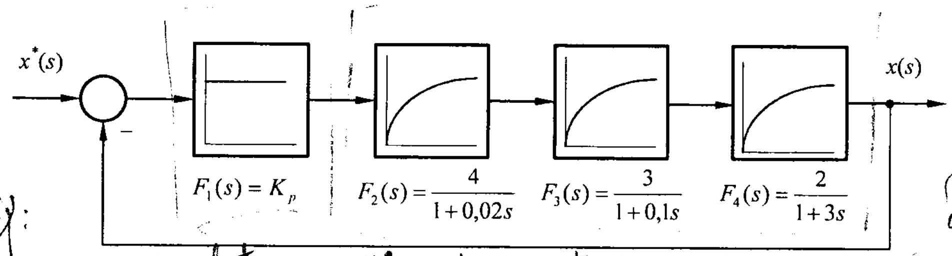
$$= \frac{24K_p}{(1+0{,}02s)(1+0{,}1s)(1+3s)} = \frac{24K_p}{(1+0{,}1s+0{,}02s+0{,}002s^2)(1+3s)} =$$

$$= \frac{24K_p}{1+0{,}1s+0{,}02s+0{,}002s^2+3s+0{,}3s^2+0{,}06s^2+0{,}006s^3} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{24K_p}{0{,}006s^3+s^2(0{,}3+0{,}06+0{,}002)+s(3+0{,}1+0{,}02)+1}$$

VAJA A–9

Za regulacijski sistem s spodnje blokovne sheme se prepričajte o stabilnosti z uporabo Routhovega kriterija za vrednosti $K_p = 1$, $K_p = 5$ in $K_p = 8$.
Za katere vrednosti K_p je sistem stabilen?
Za vse tri navedene vrednosti K_p izračunajte pripadajoče korene karakteristične enačbe in vsakič ugotovite statični pogrešek ε_s, absolutno dušenje d, relativno dušenje ρ, čas polperiode lastnega nihanja T_{pp}, relativni regulacijski čas τ_r in regulacijski čas t_r.



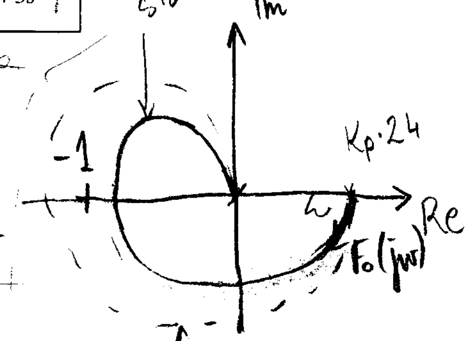
regulator   člen, ki predstavlja regulirano...

Routhov kriterij:
$K_p = 1; 5; 8$

$K_p = ?$ (stabilen)
$\varepsilon_s, d, \rho, T_{pp}, \tau_r, t_r = ?$

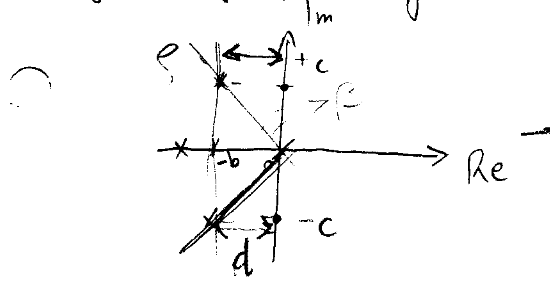
$F_o = K_p F_2 F_3 F_4$

$F_o = K_p \frac{4}{1+0{,}02s} \cdot \frac{3}{1+0{,}1s} \cdot \frac{2}{1+3 \cdot s}$



- z večjim K_p se stabilnost sistema manjša.
- kar. enačba : $1 + F_o = 0$; realne komponente korena morajo biti negativne

diagram je postavljen v Gaussovo ravnino :



$tg\beta = \rho$

kar. enačba: $1+F_o=0$

$$1+\frac{24\cdot K_p}{(1+0{,}02s)(1+0{,}1s)(1+3s)}=0$$

$$(1+0{,}02s)(1+0{,}1s)(1+3s)+24K_p=0$$

$$0{,}006s^3+0{,}362s^2+3{,}12s+\underbrace{24K_p+1}_{a_o}=0$$

$K_p=1$; $a_o=24+1=25$

$K_p=5$; $a_o=24\cdot5+1=121$

$K_p=8$; $a_o=24\cdot8+1=193$

a) $K_p=1$

s^3 :	0,006	3,12
s^2 :	0,362	25
s^1 :	2,7044	0
s^0 :	25	

$$\boxed{\mathcal{E}_s=\frac{1}{1+K_o}}=\frac{1}{1+24\cdot1}=4\,\%$$

enak predznak $\Longrightarrow$ sistem je stabilen

kar. enačba nima korenov, ki bi ležali na desni strani

b) $K_p=5$

s^3 :	0,006	3,12
s^2 :	0,362	121
s^1 :	1,1145	0
s^0 :	121	

$$\mathcal{E}_s=\frac{1}{1+K_o}=\frac{1}{121}=0{,}83\%$$

višje ojačanje $\Longrightarrow$ manjši $\mathcal{E}_s$

c) $K_p=8$

$$\mathcal{E}_s=\frac{1}{193}=0{,}52\,\%$$

s^3 :	0,006	3,12
s^2 :	0,362	193
s^1 :	−0,0788	0
s^0 :	193	

predznak se 2x spremeni $\Longrightarrow$ 2 korena s pozitivnim realnim delom

$\Longrightarrow$ sistem je NESTABILEN

Routh:

$$\begin{array}{l|ll} s^3: & 0{,}006 & 3{,}12 \\ s^2: & 0{,}362 & 24\cdot K_p+1 \\ s^1: & 3{,}12-0{,}0166\,(24K_p+1) & \\ s^0: & 24\,K_p+1 & \end{array}$$

$$24K_p+1 > 0$$

$$K_p > 0$$

$$3{,}12-0{,}0166\,(24K_p+1) > 0$$

$$\boxed{K_p < 7{,}789}$$ → da bo sistem stabilen

$K_p = 1$
$X_1 = -51{,}8$
$X_2 = -4{,}24 + j7{,}89$
$X_3 = -4{,}24 - j7{,}89$

$K_p = 5$
$X_1 = -57{,}4$
$X_2 = -1{,}47 + j18{,}69$
$X_3 = -1{,}47 - j18{,}69$

$K_p = 8$
$X_1 = -60{,}5$
$X_2 = 0{,}095 + j23{,}05$
$X_3 = 0{,}095 - j23{,}05$

K_p	ε_s	t_r	X_1	X_2	X_3	T	d	ζ	T_{pp}	τ_r
1	4%	0,741	-51,85	$-4{,}24 + j7{,}89$	$-4{,}24 - j7{,}89$	0,236	4,24	0,537	0,398	1,86
5	0,83%	2,138	-57,4	$-1{,}47 + j18{,}69$	$-1{,}47 - j18{,}69$	0,680	1,47	0,079	0,168	12,6
8	~~0,52%~~	X	~~-60,5~~	$0{,}098 - j23{,}05$	$0{,}098 + j23{,}05$	X	X	X	X	X

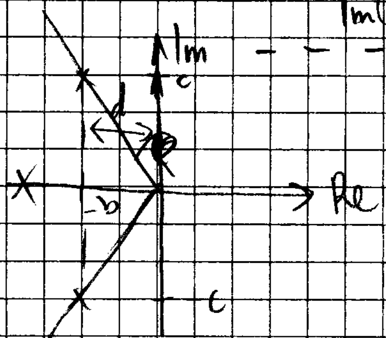
koren, ki je absolutno najbližje izhodišču

$$T = \frac{1}{d}$$

$$t_r = \pi \cdot T$$

$$\operatorname{tg}\beta = \zeta$$

$$\frac{Re(x)}{Im(x)} = \zeta$$



$$\zeta = \frac{1}{\tau_r}$$

$$T_{pp} = \frac{\pi}{\omega} = \frac{\pi}{Im(x)}$$

čas polperiode lastnega dušenega nihanja

NELINEARNE REGULACIJE

14.12.2012

1.) nelinearni sistemi

- sistemi, ki jih ne moremo opisati z linearnimi D.E.
- superpozicija ne velja ("več kot spijemo ≠ boljši smo")
- odziv na sin. vzbujanje:
  - odvisnost tudi od amplitude, ne le od frekvence
  - v izh. signalu so harm. komponente

- nihanje linearnih sistemov:
  - na sinus → prisilno nihanje z isto frekvenco (stac. stanje)
  - brez vzbujanja → lastno nihanje (lega korenov kar. enačbe)

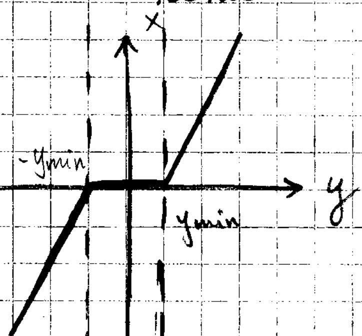
⇒ nihanja (dušeno, nedušeno) je enostavno ugotovljivo

- nihanje nelinearnih sistemov:
  - na sinus → več frekvenc (subharmonske, višje harmonske, ..)
  - brez vzbujanja → različno

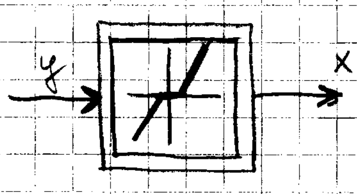
⟹ pri ugotavljanju nihanja je potrebno upoštevati več pogojev.

- nelinearnosti:
  zaradi lastnosti sklopov v reg. krogu
  - merilni členi
  - ojačevalniki
  - regulatorji
  - ojačevalniki

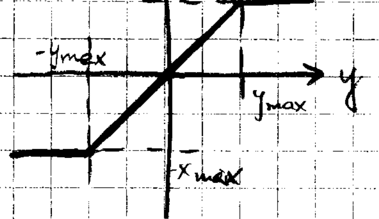
* mrtva cona:



y ... vh. signal
x ... izh. signal

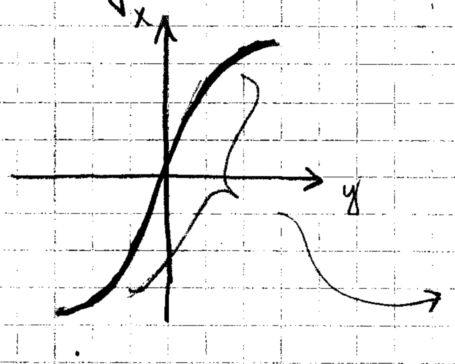


* člen z nasičenjem

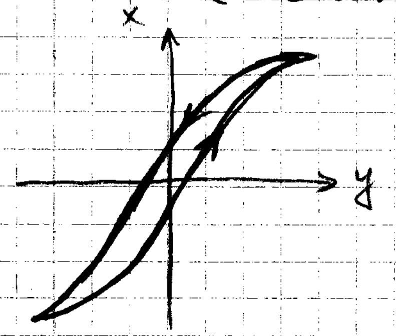


- na izhodu ne dobimo več, kot je nastavljeno
- na izhodu je maksimalna vrednost

* zakrivljenost karakteristike:

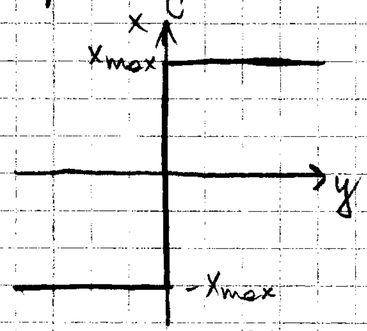


* histereza (z zakrivljeno karakteristiko):



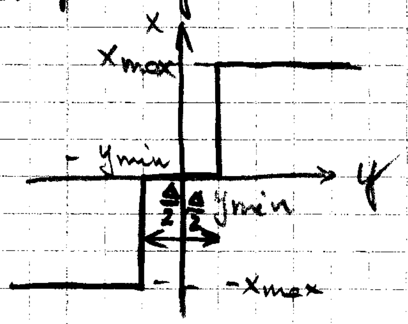
- npr.: regulacija temperature → ne pride do hipnega preklopa, do spremembe pride ob preseženi temperaturi

* dvopoložajni člen:



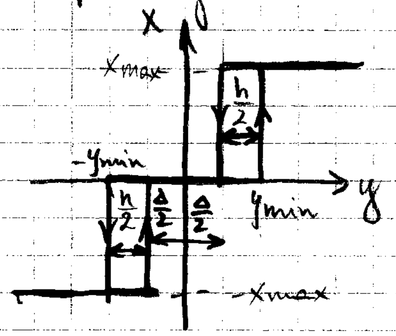
- relejna karakteristika
- idealen rele → neskončno hitro preklapljanje

* dvopoložajni člen z mrtvo cono ⇒ tropoložajni člen



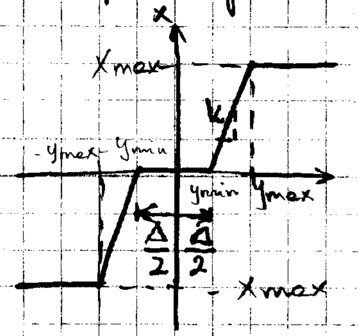
- mrtvo cono obravnavamo kot tretji položaj
- Δ ... oznaka za mrtvo cono
- glede na vrednosti vh. signala se oblikujejo 3 vrste izh. signala

* dvopoložajni člen z mrtvo cono in s histerezo



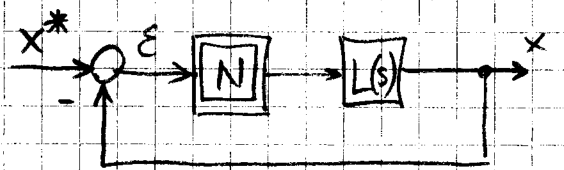
- pri naraščanju izh. signala velja ena karakteristika, pri padanju pa druga

* (dvopoložajni) člen z mrtvo cono in z nasičenjem



$$k = \frac{\Delta x}{\Delta y}$$

- nelinearnih členov ne moremo predstaviti preko sumatorjev
- sistemov z nelinearnostjo ne moremo ponazoriti z enim samim blokom
- členom L in N ne moremo zamenjati vrstnega reda

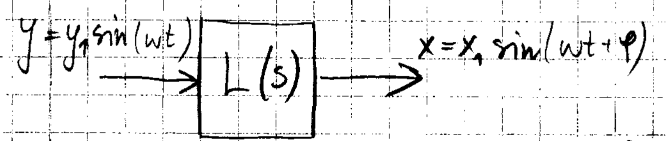


- pri različnih amplitudah se zelo različno obnašajo.

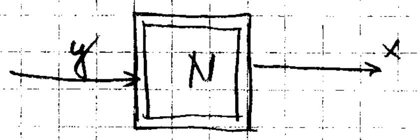
19. 12. 2012

Metoda opisne funkcije

- temelji na harmonski analizi
- analogna frekvenčni karakteristiki

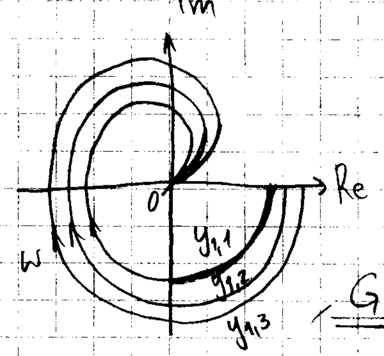


$$L(j\omega) = \frac{\vec{X}}{\vec{Y}} = \alpha(j\omega)\, e^{j\varphi(j\omega)}$$



$$y = y_1 \sin(\omega t)$$

$$x = x_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + x_2 \sin(2\omega t + \varphi_2)$$



$$\frac{\vec{X}_1}{\vec{Y}_1} = G(j\omega, y_1) = \beta \cdot e^{j\psi}$$

$$\beta = \frac{x_1}{y_1} = \frac{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}}{y_1} = \beta(\omega, y_1)$$

$G(j\omega, y_1)$ $\psi = atg\frac{A_1}{B_1} = \psi(\omega, y_1)$

Za vsako amplitudo osn. harm. komp. vzp. signala y_1 dobimo družino krivulj

odvisnost od frekvence in amplitude

Na izhodu opazujemo le osnovno harm. stopnjo
- $L(s)$ ima dolge čas. konstante
- višjeharmonske komp. (y) imajo majhne amplitude glede na osn. harm. st.

- **posebni** primer : frekvenčno neodvisen nelinearni element:

$$G \neq G(\omega), \quad G = G(y_1)$$

$$N(y_1) = \frac{\vec{X}_1}{\vec{y}_1} = \beta(y_1) \cdot e^{j\psi(y_1)}$$

(krivulja v Gaussovi ravnini, parameter je y_1)

nasprotno obratna vrednost N:

$\Longrightarrow$ enačba kritične trajektorije

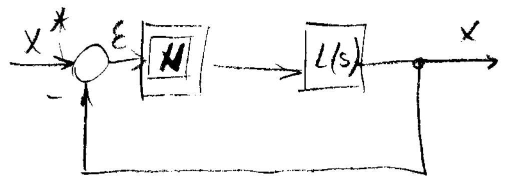
$$R(y_1) = -\frac{1}{N(y_1)} = -\frac{1}{\beta(y_1)} e^{-j\psi(y_1)} = |R(y_1)| e^{-j(\psi(y_1)+\pi)}$$

Člen s histerezo:

$$\beta(y_1) = \frac{x_1}{y_1} \ldots \qquad \psi(y_1) \neq 0$$

Kritična trajektorija ne leži na realni osi.

- Ugotavljanje stabilnostnih razmer



$$H(s, \varepsilon_1) = \frac{x(s)}{x_ž(s)} = \frac{N(\varepsilon_1) \cdot L(s)}{1 + N(\varepsilon_1) \cdot L(s)}$$

- kar. enačba:

$$1 + N(\varepsilon_1) \cdot L(s) = 0$$

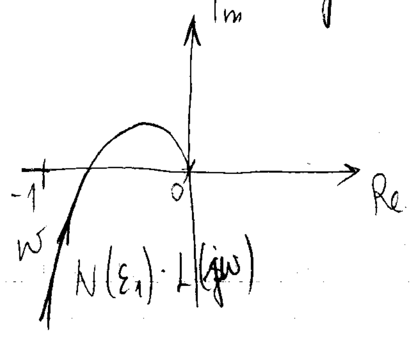
- kritična trajektorija:

$$R(\varepsilon_1) = L(j\omega) = -\frac{1}{N(\varepsilon_1)}$$

- za vsako vrednost (ε_1) vrišemo krivuljo

$N(\varepsilon_1) \cdot L(j\omega)$

$(N(\varepsilon_1) \neq N(j\omega))$



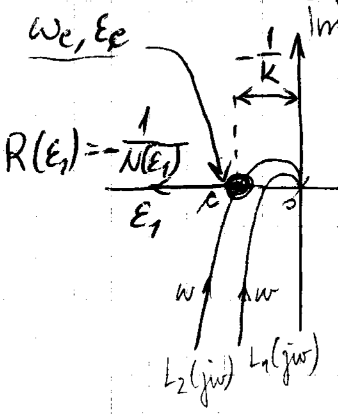
preprostejše – vrišemo posebej $R(\varepsilon_1)$, $L(j\omega)$

1. zgled

- nelinearni člen: nasičenje

$$L(s) = \frac{K}{s(1+sT_1)(1+sT_2)}$$

1 integrator, 3. reda



$$L_1(s) = \frac{K_1}{s(1+sT_1)(1+sT_2)}$$

$$L_2(s) = \frac{K_2}{s(1+sT_1)(1+sT_2)}$$

$K_2 > K_1$

- za K_1: stabilno za vse ε_1
- za K_2: ? (mejno nihanje), ~~pogrešek se veča~~ → v točki presečišča

v tej točki je mejna točka pogreška → če se pogrešek preveč zmanjša, pade v območje nestabilnosti, kjer se ponovno poveča.

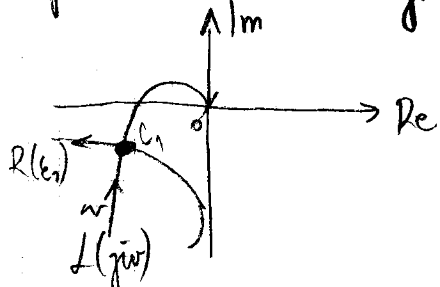
- frekvenca mejnega nihanja: ω_c
- amplituda mejnega nihanja na vhodu v nelinearni člen: ε_c

→ pri večjih pogreških smo v stabilnem območju → obe območji se izmenjata v eni točki: c

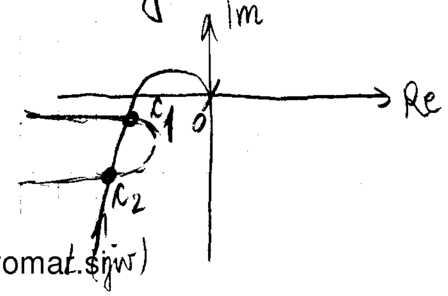
2. zgled

- povečamo K ≠ povečamo mrtvo cono

→ presečišče s signalom



→ zmanjšamo mrtvo cono: dve presečišči



- mejno nihanje dobimo v točki c_2

Sistem ima 2 značaja:

za manjše pogreške je stabilen, za ostale pa je nestabilen

mejno nihanje

21.12.2012

- člen s histerezo:

→ signal na izhodu se mora zamakniti za širino histereze

- člen z mrtvo cono:

če je signal v mrtvi coni pride do zakasnitve signala oz. do ničenja izh. signala (ko smo v območju mrtve cone)

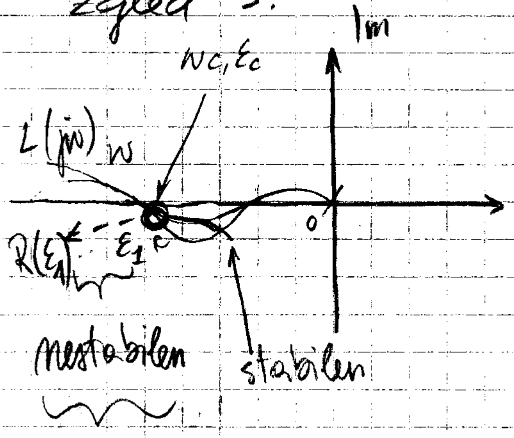
- člen z nasičenjem:

"hribčki" so odrezani ob spreminjanju nasičenja

izh. signal je odrezan in fazno zamaknjen (odvisno od širine histereze)

Stabilnost: nihanje in pogreški se po amplitudah zmanjšujejo

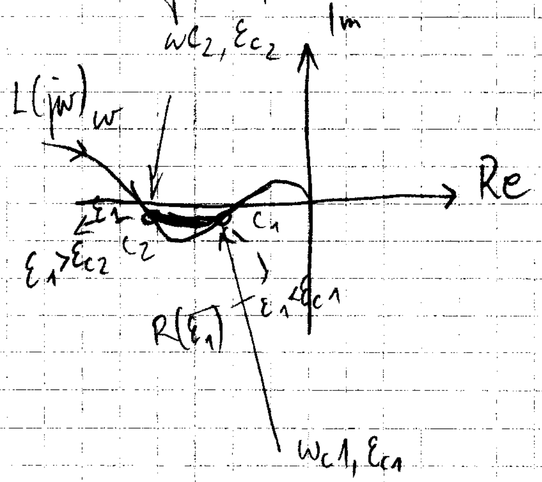
zgled 3:



sistem 3. reda z dif. členom

$$L(s) = \frac{K(1+sT_3)}{s^2(1+sT_1)(1+sT_2)}$$

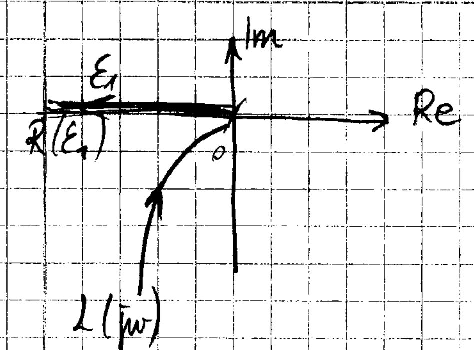
povečevanje amplitude, itd.



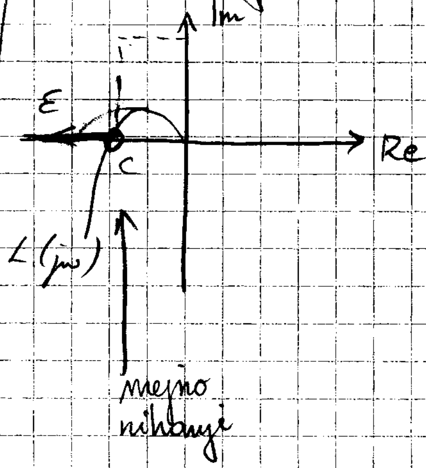
- vpliv mrtve cone, histereze in mrtvega časa

$$L(s) = \frac{K}{s(1+sT)}$$; 2. reda + integrator

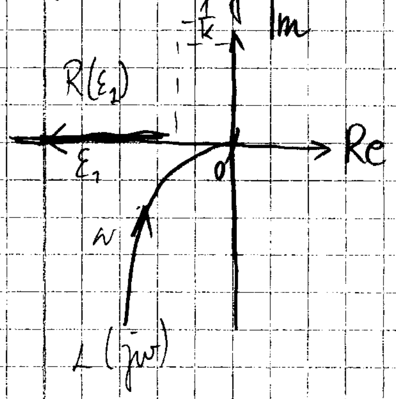
brez vplivov



nasičenje + mrtvi čas (zakasnitev)



- nasičenje + mrtva cona.



povečamo mrtvi čas ; pripomore k spremembi mejnega nihanja →

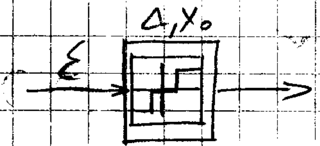
$\omega_c \downarrow$, $\varepsilon_c \uparrow$

- nasičenje + histereza

$\omega_c \downarrow$, $\varepsilon_c \uparrow$

10. LAB. VAJA

- nelinearni element - tropoložajni

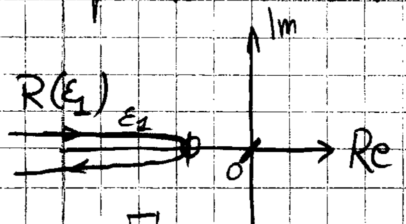


$\Delta = 0{,}2$
$X_0 = 1$

• enačba kritične trajektorije:

$$R(\varepsilon_1) = -\frac{1}{N(\varepsilon_1)} = -\frac{\pi \cdot \varepsilon_1}{4X_0\sqrt{1-\left(\frac{\Delta}{2\varepsilon_1}\right)^2}}$$

• potek kritične trajektorije:



$$R(\varepsilon_1) = -\frac{\pi\Delta}{4X_0}$$

$\varepsilon_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \Delta$

~~[illegible]~~ najbližje koordinatnemu izhodišču

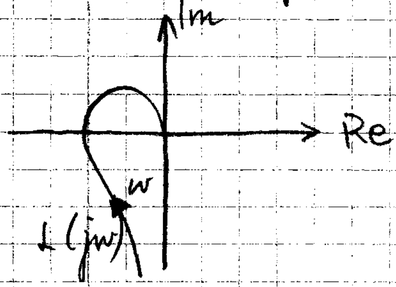
- Kako je z linearnim sklopom?

$$L(s) = K_1 \cdot \frac{1}{sT_1} \cdot \frac{K_2}{1 + 2zT_2 \cdot s + T_2^2 \cdot s^2}$$

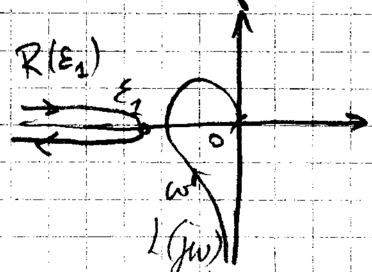
$K_1 = 2$, $T_1 = 1$, $K_2 = 3$, $T_2 = 0{,}04$, $z = 0{,}25$

{ ali bo člen imel prenihaj
{ bo izkazoval resonanco?

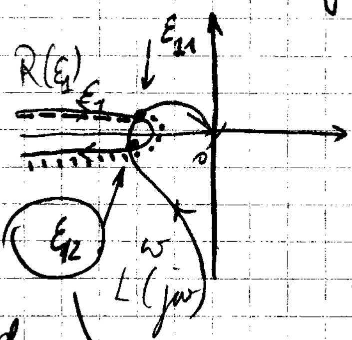
člen 3. reda + integrator



1. možnost: brez presečišča
brez nihanja, stabilen



2. možnost: dvojno presečišče



$\mathcal{E}$: 1:1
↑
osn. harm. komp.

$\mathcal{E}_{11} < \mathcal{E}_{12}$

→ $\mathcal{E}_1 < \frac{\Delta}{2}$: v mrtvi coni
izhod iz $N = 0$

→ $\frac{\Delta}{2} < \mathcal{E}_1 < \mathcal{E}_{11}$: stabilno
$\mathcal{E}_1 \downarrow$

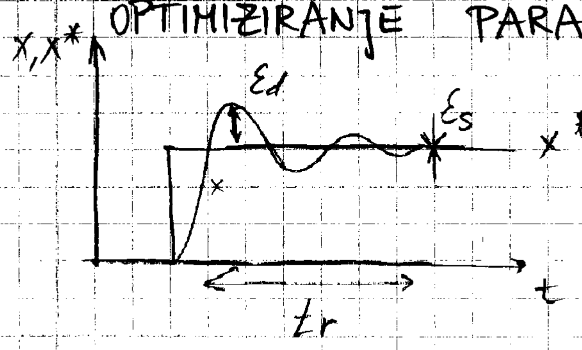
→ $\mathcal{E}_{11} < \mathcal{E}_1 < \mathcal{E}_{12}$: leži desno od fr. kr. v smeri naraščajoče frekvence
$\mathcal{E}_1 \uparrow$ lokalno nestabilna

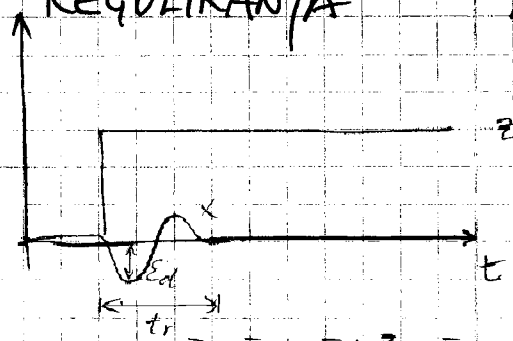
→ $\mathcal{E}_1 > \mathcal{E}_{12}$ lokalno stabilno
$\mathcal{E}_1 \downarrow$

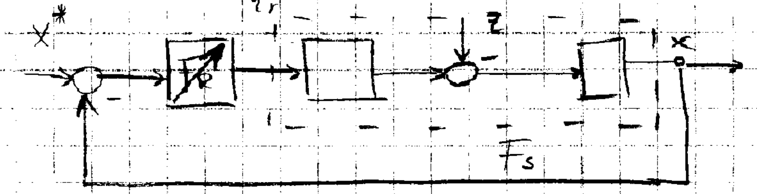
mejno nihanje
$\mathcal{E}_c = \mathcal{E}_{12}$

OPTIMIZIRANJE PARAMETROV REGULIRANJA

2.1.2013

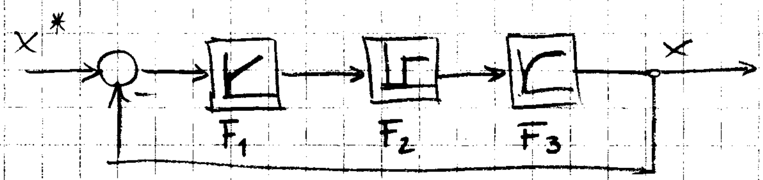






AV

Podanemu reg. krogu določite konstante PI regulatorja; vodena regulacija



→ $\boxed{K_p, T_{ip} = ?}$ $\quad F_1 = K_p \frac{1+sT_{ip}}{sT_{ip}}$

→ $F_2 = e^{-sT_2}$ ... člen z mrtvim časom

$T_2 = 0{,}05$

→ $F_3 = \frac{K_3}{1+sT_3}$ ... člen 1. reda

} reguliranec

$K_3 = 3, \; T_3 = 0{,}2$

$F_s = \frac{e^{-sT_2}}{1+sT_3}$ ... mrtvi čas (iz knjige) ; $F_s = F_2 \cdot F_3 = \frac{e^{-sT_2} K_3}{1+sT_3}$ znotraj reg. kroga lahko poljubno premikamo

prestavimo na začetek

– modifikacija:

$F_s' = \underbrace{\frac{e^{-sT_2}}{1+sT_3}}$; $F_R' = \underbrace{K_3 \cdot K_p}_{K_p'} \frac{1+sT_{ip}}{sT_{ip}} = \underbrace{K_p' \frac{1+sT_{ip}}{sT_{ip}}}$

– optimum iznosa (iz knjige):

PI: "$K_p = \frac{1}{4} \frac{6A^3+6A^2+3A+1}{3A^2+3A+1}$"

"$T_{ip} = \frac{T_1}{3} \frac{6A^3+6A^2+3A+1}{2A^2+2A+1}$" ; "$A = \frac{T_2}{T_3}$"

$$A = \frac{T_2}{T_3} = 0,25$$

$$K_p' = K_p K_3 = \frac{1}{4} \cdot \frac{6A^3+6A^2+3A+1}{3A^2+3A+1} = \frac{1}{4} \frac{2,2188}{1,9375} = \underline{\underline{0,2863}}$$

$$T_{ip} = \frac{T_2}{3} \frac{6A^3+6A^2+3A+1}{2A^2+2A+1} =$$

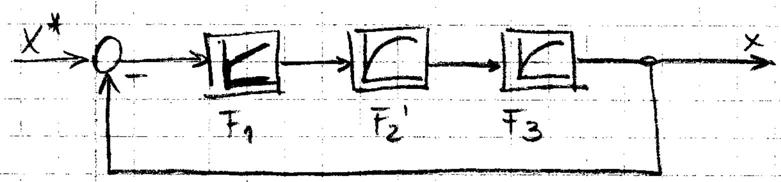
$$K_p' = K_p \cdot K_3 \longrightarrow K_p = \frac{K_p'}{K_3} = \frac{0,2863}{3} = \underline{\underline{0,0954}}$$

$$T_{ip} = \frac{0,05}{3} \cdot \frac{2,2188}{1,625} = \underline{\underline{0,0228}}$$

$$\boxed{\begin{matrix} K_p = 0,095 \\ T_{ip} = 0,023 \end{matrix}}$$

približek k členu z mrtvim časom ; člen 1. reda

$$F_2' = \frac{1}{1+sT_2} = \frac{1}{1+s0,05}$$



$$\underline{\underline{F_S = F_2' \cdot F_3}}$$

$$F_S = \frac{1}{1+0,05 \cdot s} \cdot \frac{3}{1+0,2s}$$

→ optimum iznosa:

"$F_S = \frac{K_S}{(1+sT_\mu)(1+sT_1)}$" "$T_\mu << T_1$" dolga čas. konst.

"$K_p = \frac{T_1}{2K_S T_\mu}$" $K_p = \frac{T_3}{2K_3 T_2}$ $K_p = \frac{0,2}{6 \cdot 0,05} = \underline{\underline{0,6667}}$

"$T_{ip} = T_1$" $T_{ip} = T_3$ $T_{ip} = \underline{\underline{0,2}}$

kratka čas. konst

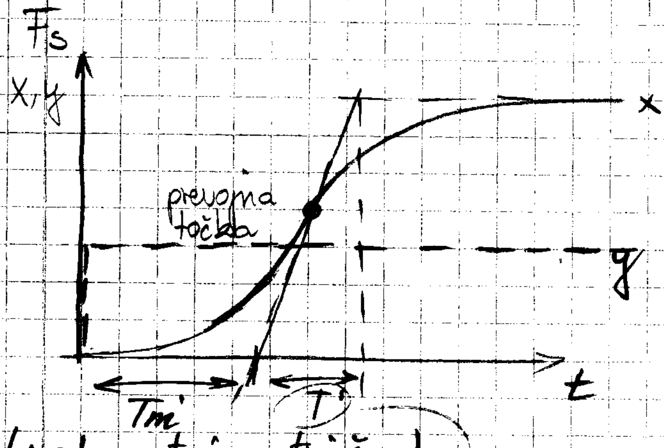
T_2 le z 4x manjša od T_3, zato tudi pride do odstopanj

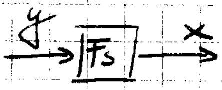
približek s členom 1. reda $\left\{ \begin{array}{l} 10\text{x večja časovna konstanta} \\ 2,3\text{x večje ojačanje} \end{array} \right.$

- simetrični optimum ... dobili bi enake parametre kot pri O.I.

sistem bi se obnašal solidno; sami ocenimo ali smo zadovoljni z doseženim

PROCESNE REGULACIJE po ZIEGER-NICHOLS-u





moramo imeti prehodno funkcijo reguliranca

(nadomestni mrtvi čas)

nadomestna čas. konst. člena I. reda

$$F_s = e^{-s\boxed{T_m'}} \cdot \frac{\boxed{K}}{1+s\boxed{T'}}$$

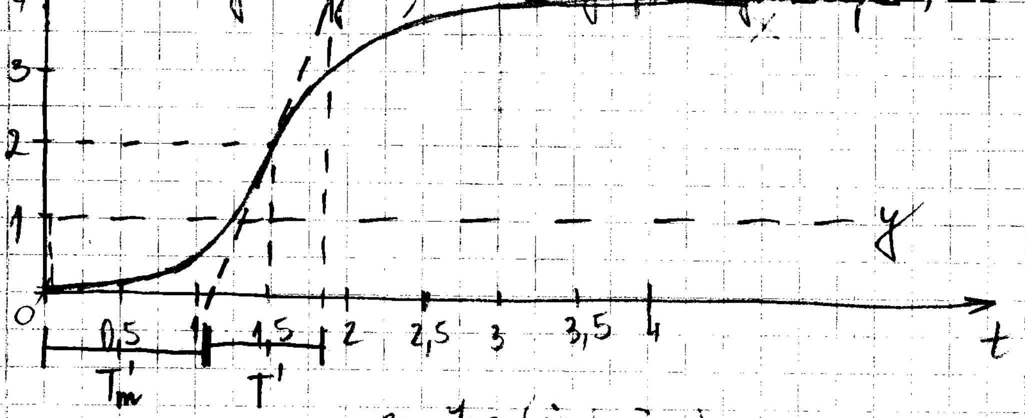
$$K = \frac{x(t=\infty)}{y(t=\infty)}$$

- na podlagi podanih podatkov poskusimo ugotoviti vsaj red velikosti sistema

- Če nimamo poznane preh. f. iz sistema odstranimo integratorje in diferencialne člene; dvigujemo ojačanje dokler ne začne oscilirati → KRITIČNO OJAČANJE ↦ izmerimo periodo prek enačb določimo manjkajoče dele

AV

Procesna regulacija; znana je preh. funkcija; P I reg. Ziegler & Nichols



$K_s = 4$

$T_m' = 1{,}2$

$T' = 0{,}6$

- enačbe (iz knjige):

"$K_p = 0{,}9 \cdot \frac{T'}{K_s T_m'}$"

"$T_{ip} = 3{,}3\, T_m'$"

$\boxed{K_p} = 0{,}9 \cdot \frac{0{,}6}{4 \cdot 1{,}2} = \boxed{0{,}1125}$

$\boxed{T_{ip}} = 3{,}3 \cdot 1{,}2 = \boxed{3{,}96 \approx 4}$

računamo še za prejšnjo nalogo:

$$K_p = 0{,}9\,\frac{0{,}2}{3\cdot 0{,}05} = \underline{\underline{1{,}2}}$$

$$T_{ip} = 3{,}3\cdot 0{,}05 = \underline{\underline{0{,}165}}$$

podobno rangu, ki smo ga že izračunali
v ozadju so procesne regulacije → počasno spreminjanje, ...

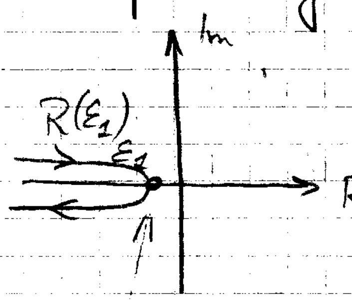
4.1.2013

10. LAV

$$N:\ R(\varepsilon_1) = -\frac{1}{N(\varepsilon_1)} = -\frac{\pi\,\varepsilon_1}{4X_0\sqrt{1-\left(\frac{\Delta}{2\varepsilon_1}\right)^2}}$$

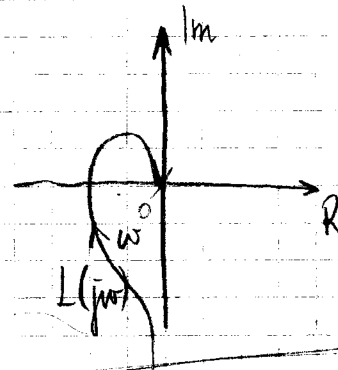
→ osnovna harm. komp. vh. signala

... Δ → mrtva cona, v tem primeru je simetrična



$$L:\ L(s) = K_1\,\frac{1}{sT_1}\cdot\frac{K_2}{1+2zT_2s+T_2^2s^2}$$

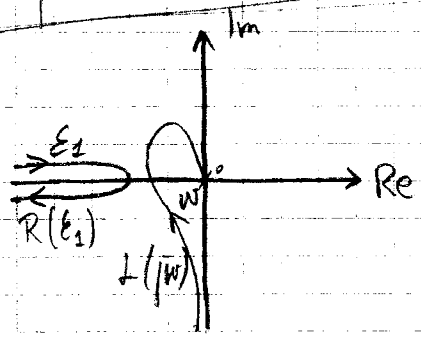
3. red + 1 integrator



$$\varepsilon_1 = \frac{\pi}{2}\Delta = \underline{\underline{0{,}14}}$$

$$X_0 = 1 \qquad R(\varepsilon_1) = -\frac{\pi\,0{,}2}{4\cdot 1\sqrt{1-\left(\frac{0{,}2}{2\cdot 0{,}14}\right)^2}} = \underline{\underline{-0{,}157}}$$

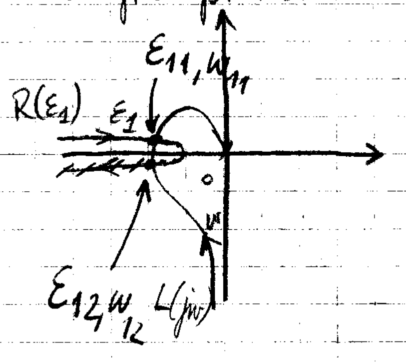
1.)



STABILNO

2.)

dvojno presečišče



$\varepsilon_1 < \varepsilon_{11}$

STABILNO

$\varepsilon_1 < \frac{\Delta}{2}$: smo v mrtvi coni

$\frac{\Delta}{2} < \varepsilon_1 < \varepsilon_{11}$: stabilno; $\varepsilon_1 \to 0$

- pripadajoči del kr. trajektorije je na desni strani ...

$\varepsilon_{11} < \varepsilon_1 < \varepsilon_{12}$: nestabilno; $\varepsilon_1 \uparrow$

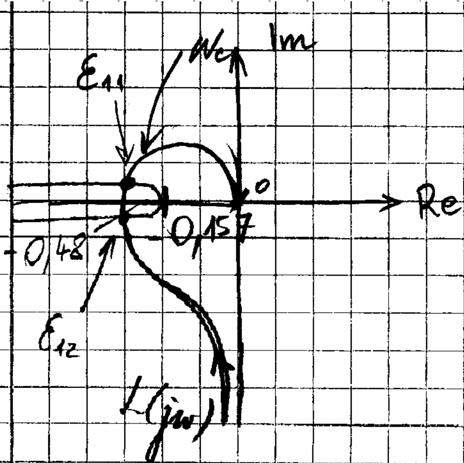
$\varepsilon_1 > \varepsilon_{11}$

- pripadajoči del kr. tr. leži na levi strani ″ ″ ″

$\varepsilon_1 > \varepsilon_{12}$: stabilno; $\varepsilon_1 \downarrow$

$\varepsilon_c = \varepsilon_{12}$; $\omega_c = \omega_{12}$

pojav mejnega nihanja



$Im\left[L(j\omega_c)\right] = 0 \Longrightarrow \omega_c \ldots$

$Re\left[L(j\omega)\right] =$ ... negativnega predznaka

$$L(s) = \frac{K_1 K_2}{sT_1 (1 + 2\zeta T_2 s + T_2^2 \cdot s^2)}$$

$$L(j\omega_c) = \frac{6}{j\omega_c [1 + 0{,}02\, j\omega - 0{,}0016\omega^2]}$$

$$L(j\omega_c) = \frac{6}{j\omega_c - 0{,}02\omega_c^2 - j0{,}0016 \cdot \omega_c^3}$$

$$L(j\omega_c) = \frac{6}{-0{,}02\omega_c^2 + j[\omega_c - 0{,}0016\omega_c^3]}$$ ... racionaliziramo

$\boxed{\omega_c = 25}$

$Re\left[L(j\omega_c)\right] = -0{,}48$

$\omega_c = 25\ ; \quad f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{25}{2\pi} \doteq 4$

$Re\left[L(j\omega_c)\right] = R(\varepsilon_1)$

$\rightarrow \varepsilon_{11} = 0{,}101405641$

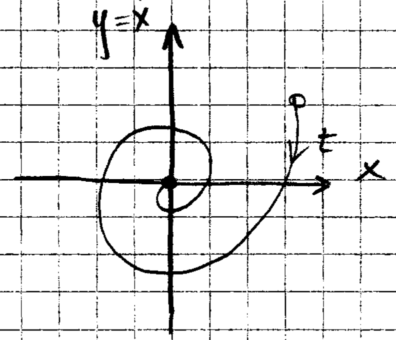
$\boxed{\varepsilon_c = \varepsilon_{12} = 0{,}602683422}$

- FAZNA RAVNINA → "ravnina stanja", "fazni prostor"

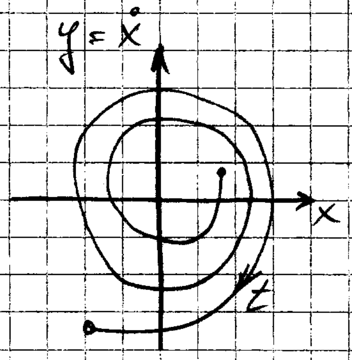
"faza" = stanje

stanje sistema v posameznem trenutku je natanko določeno z vrednostime x in y (veličina in njen odvod)

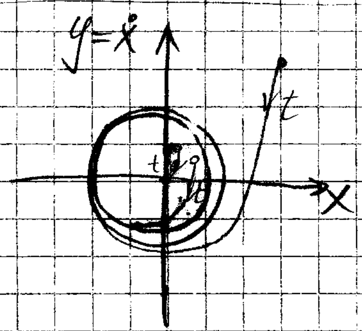
$$\dot{x} = y$$



STABILNO



NESTABILNO



9.1.2013

- Rele ima določeno živl. dobo – nekaj miljonov preklopov.
Če je histereza pri regulatorju preozka, se lahko preklopi ← visoka frekvenca
dogajajo hipoma in preveč pogosto → element lahko odpove veliko prej.

→ Duffingova dif. enačba:

$$\ddot{x} + 0{,}15 \cdot \dot{x} + x^3 = 7{,}5 \sin t$$

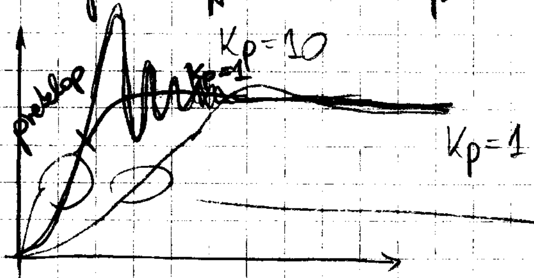
→ Rayleighova dif. enačba:

$$\ddot{x} - \varepsilon (1 - \dot{x}^2) \cdot \dot{x} + x = A \cdot \sin(\omega t)$$

- V fazni ravnini je čas parameter
enake razdalje med točkami na fazni trajektoriji ne pomenijo enakega časovnega intervala.

- nelinearnosti nam večkrat povzročajo težave, lahko pa jih obrnemo sebi v prid → zahteva po čim hitrejšem prehodu iz enega stac. stanja v drugega

→ preklapljamo lahko med več različnimi poteki (z nekim ojačanjem začnemo, nato pa v primeru možnosti prenihaja preklopimo na prehodno funkcijo, ki je ugodnejša)

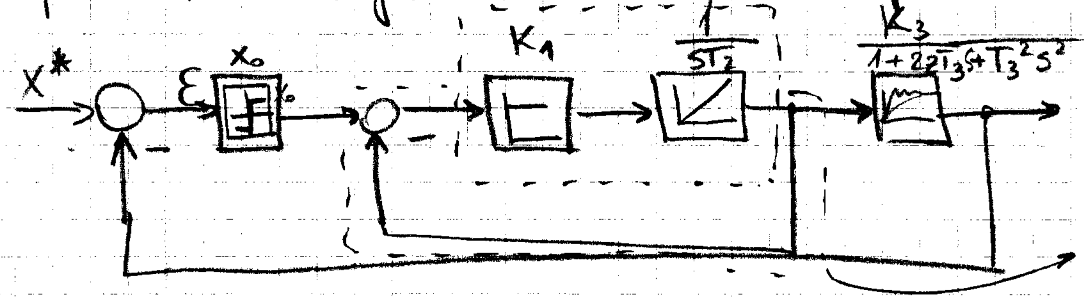


→ manjši čas, manjši prenihaj

→ funkcija z hitrim naraščanjem → kratek reakcijski čas
večji prenihaj

- Od obeh signalov vzamemo le najboljše lastnosti.
- ugotoviti moramo točen čas pri katerih naredimo preklop + preklopi morajo biti čim bolj gladki

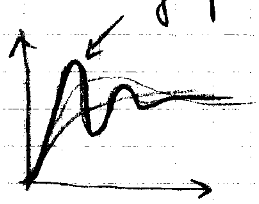
Za podani sistem ugotovite stabilnostne razmere po metodi opisne funkcije



člen 1. reda z ojačanjem 1 *

$K_1 = 15$ $\quad x_0 = 0{,}5$
$T_2 = 3$
$K_3 = 3$
$T_3 = 1$
$z = 0{,}2$

(skiciraj potek preh. f. za člen 2. reda, kakšen je prenihaj za tak faktor dušenja)

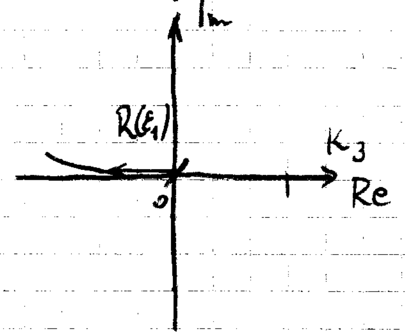


regulator je nelinearen, reguliranec je linearen → zapišemo prenosno funkcijo

→ ε_1 je parameter krivulje

$$R(\varepsilon_1) = -\frac{1}{N(\varepsilon_1)}$$

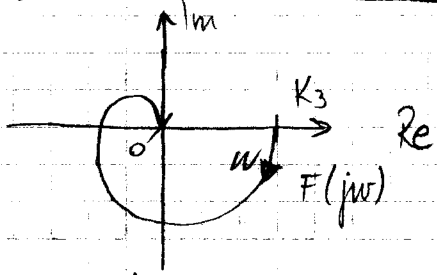
$$R(\varepsilon_1) = -\frac{\pi \varepsilon_1}{4 x_0}$$



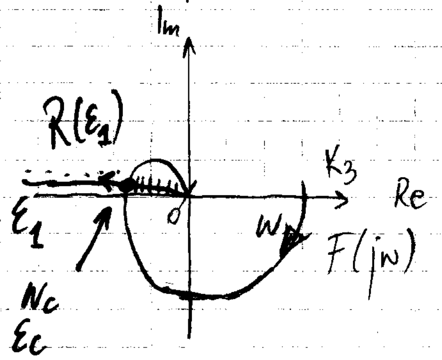
$$* \quad F(s) = \underbrace{\frac{1}{1+sT_2/K_1} \cdot \frac{K_3}{1+2zT_3 \cdot s + T_3 \cdot s^2}}$$

sistem je 3. reda
$\varphi(\omega \to \infty) = -270$

$\varphi(\omega \to 0) = 0$; začne pri K_3



integrator je premoščen z neg. povr. zanko.



////// → ta del krivulje je nestabilen
. . . . → stabilen

$\varepsilon_1 < \varepsilon_c$: nestabilno ($\varepsilon_1 \uparrow$)

$\varepsilon_1 > \varepsilon_c$: stabilen ($\varepsilon_1 \downarrow$)

} mejno nihanje v točki preseka: amplituda ε_c, frekvenca ω_c

potrebno zapisati na izpitu!

$$F(j\omega) = \frac{1}{(1+0{,}2j\omega)} \cdot \frac{3}{1+0{,}4 \cdot j\omega - 1\omega^2} = \frac{3}{1+0{,}4j\omega - 1\omega^2 + 0{,}2j\omega - 0{,}8\omega^2 - 0{,}2j\omega^3}$$

$$F(j\omega) = R(\varepsilon_1)$$

$$= \frac{3}{[1-1\omega^2-0{,}8\omega^2] + j[0{,}6\omega - 0{,}2\omega^3]} \Big/ \frac{[1-1{,}08\omega^2] - j[0{,}6\omega - 0{,}2\omega^3]}{//} =$$

$$= \frac{3([1-1{,}08\omega^2] - j[0{,}6\omega - 0{,}2\omega^3])}{[1-1{,}08\omega^2]^2 + [0{,}6\omega - 0{,}2\omega^3]^2}$$

$$\mathrm{Im}[F(j\omega)] = 0 \quad ; \quad \omega = \omega_c$$

$$-0{,}6\omega + 0{,}2\omega^3 = 0$$

$$\omega(-0{,}6 + 0{,}2\omega^2) = 0$$

$$\omega^2 = 3$$

$\cancel{\omega_1 = 0}$ → posledica začetne vrednosti

$\boxed{\omega_2 = \sqrt{3}}$

$\cancel{\omega_3 = -\sqrt{3}}$

$$\mathrm{Re}[F(j\omega)] = \frac{3\cancel{(1-1{,}08\omega^2)}}{(1-1{,}08\omega^2)^{\cancel{2}}} = \frac{3}{1-1{,}08 \cdot 3} =$$

$$= \underline{\underline{-1{,}339}}$$

$$\mathrm{Re}[F(j\omega)] = R(\varepsilon_c)$$

$$-1{,}339 = -\frac{\pi \cdot \varepsilon_c}{X_0 \cdot 4}$$

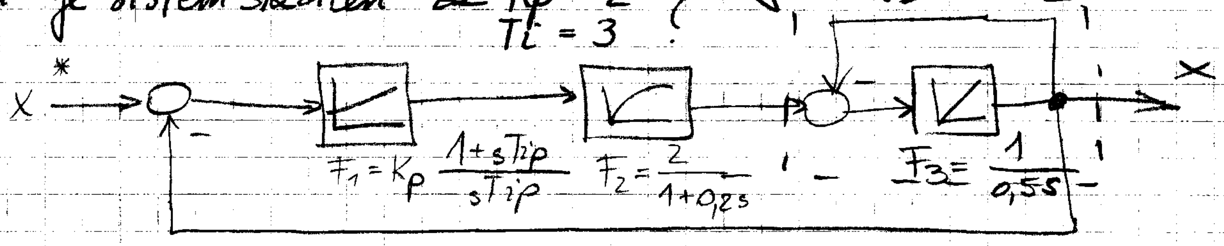
$$\varepsilon_c = \frac{4 \cdot X_0 \cdot 1{,}339}{\pi} = \frac{4 \cdot \frac{1}{2} \cdot 1{,}339}{\pi} = \underline{\underline{0{,}853}}$$

— frekvenca mejnega nihanja:
$\omega_c = 1{,}73$

— amplituda mejnega nihanja:
$\varepsilon_c = 0{,}85$

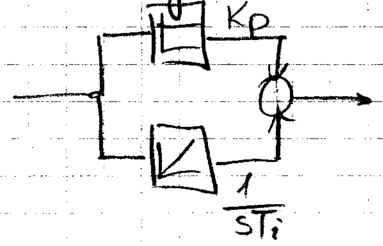
AV-13

Za podano blokovno shemo izračunaj mejno stabilnostno krivuljo. Ali je sistem stabilen za $K_p = 2$, $T_i = 3$?



- reguliranec je sistem 2. reda $\rightarrow F_s = F_2 \cdot H_3 = \frac{2}{1+0{,}2s} \cdot \frac{1}{1+0{,}5s}$

PI regulator:



$$F_1 = K_p + \frac{1}{sT_i} = K_p \frac{1+sT_{ip}}{sT_{ip}}$$

karakteristična enačba:

$$1 + F_o = 0$$

$$F_o = F_1 \cdot F_2 \cdot H_3 =$$

$$H_3 = \frac{1}{1+sT_i} = \frac{1}{1+0{,}5s}$$

$$F_1 = \frac{1+K_pT_i \cdot s}{T_i \cdot s}$$

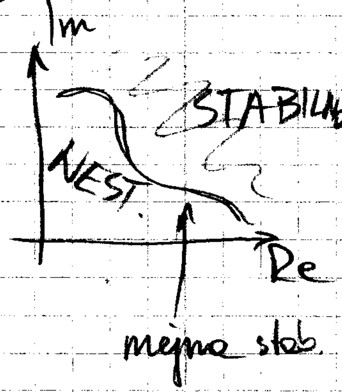
$$F_2 = \frac{2}{1+0{,}2s}$$

$$\Rightarrow F_o = \frac{1+K_pT_i \cdot s}{T_i s} \cdot \frac{2}{1+0{,}2s} \cdot \frac{1}{1+0{,}5s}$$

$$1+F_o = 0 \Rightarrow 1 + \frac{1+K_pT_i \cdot s}{T_i \cdot s} \cdot \frac{2}{1+0{,}2s} \cdot \frac{1}{1+0{,}5s} = 0$$

$$T_i s(1+0{,}2s)(1+0{,}5s) + 2(1+K_pT_i \cdot s) = 0$$

$K_p, T_i \longrightarrow$ mejna stabilnost $\rightarrow$ iščemo krivuljo



$$T_i s(1+0{,}5s+0{,}2s+0{,}1s^2) + 2 + 2K_pT_i \cdot s = 0$$

$$T_i s(1+0{,}7s+0{,}1s^2) + 2 + 2K_pT_i s = 0$$

$$T_i s + 0{,}7T_i s^2 + 0{,}1T_i s^3 + 2 + 2K_pT_i s = 0$$

$$0{,}1T_i s^3 + 0{,}7T_i s^2 + T_i s(1+2K_p) + 2 = 0$$

- koreni kar. enačbe morajo ležati levo od krivulje.
- uporabimo Hurwitz-ov kriterij → vsi koeficienti kar. enačbe morajo biti enakega predznaka
- vse determinante Δ_λ so večje od 0 ($n-2$ ... determinant)

$$\Delta_\lambda = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \dots & \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \dots & \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & & \\ \vdots & & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_{n-1} \end{vmatrix}$$

- pri sistemih višjega reda moramo računati veliko determinant, ki niso ravno trivialne.

$\lambda = [2 \dots n-1]$

$$\begin{array}{c} \quad a_2 \qquad a_0 \\ \Delta_2 = \begin{vmatrix} 0{,}7\,T_i & 2 \\ 0{,}1\,T_i & T_i(2K_p+1) \end{vmatrix} > 0 \\ \quad a_1 \qquad a_3 \end{array} \qquad 0{,}7\,T_i^2(2K_p+1) - 0{,}2\,T_i > 0$$

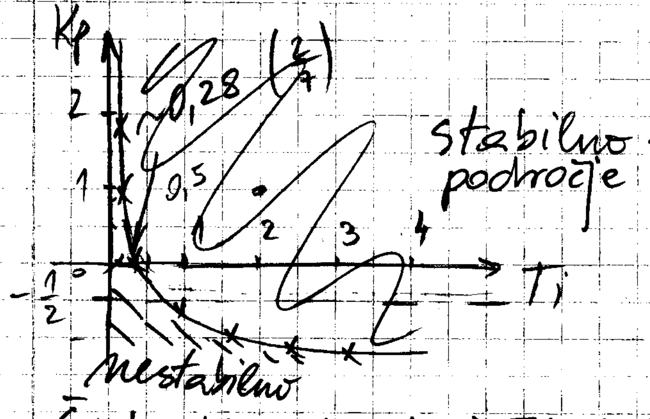
$$0{,}7\,T_i^{2}(2K_p+1) > 0{,}2\,\cancel{T_i}$$

$$0{,}7\,T_i\,2K_p + 0{,}7\,T_i > 0{,}2$$

$$K_p > \frac{0{,}2-0{,}7\,T_i}{0{,}7\cdot 2\,T_i} > \frac{0{,}2-0{,}7\,T_i}{1{,}4\,T_i} > \boxed{\frac{1}{7T_i} - \frac{1}{2}}$$

sistem je stabilen, ko je K_p večji od tega izraza

$T_i = 3$, $\quad K_p > \frac{1}{21} - \frac{1}{2} = -0{,}452$



$$\frac{1}{7T_i} = \frac{1}{2}$$

$$2 = 7\,T_i$$

$$T_i = 0{,}28 \quad (K_p = 0)$$

Če kombinacija K_p in T_i leži na meji stabilnostne krivulji, →

Pri daljših čas. konst. integratorja ne bi imeli težav

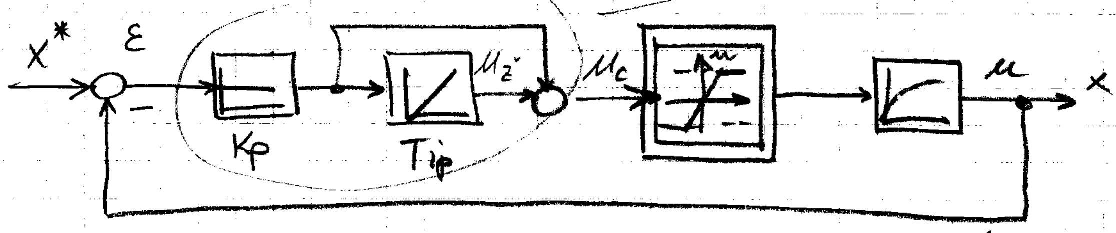
ki koreni ležali na imaginarni osi → nedušeno nihanje

16. 1. 2013

Integralski pobeg

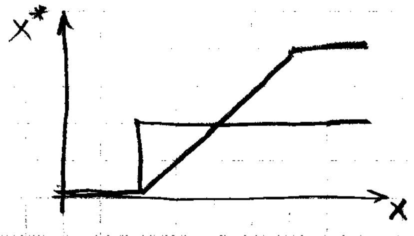
- reguliranec je v nasičenju (nelinearnost)
- P-I regulator (I del ... Es)

$$K_p\left(1+\frac{1}{sT_{ip}}\right)=K_p\frac{1+sT_{ip}}{sT_{ip}}$$



- integrator uporabimo za odpravljanje pogreška (kljub pojavu faznega zamika $\varphi=-90°$)

- na izhodu ne moremo imeti višje napetosti kot na vhodu

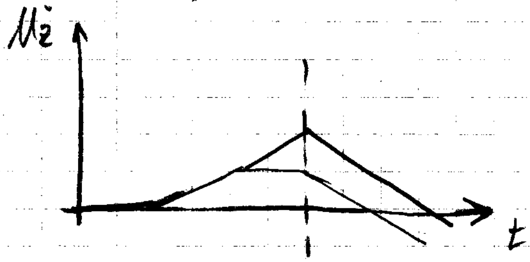


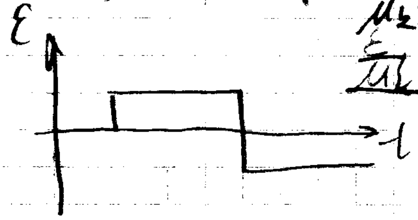
integrator deluje do nekega obsega, upoštevamo omejitve, da ne pride do menjave predznaka

- če imamo pogrešek: P-člen ga bo pomnožil z neko konstanto
  I-člen pa bo ta signal integriral

→ pogrešek se ne zmanjša →

integrator "leze" (reguliranec zahteva namesto 300V - 500V, ne spremeni se nič, integrator integrira

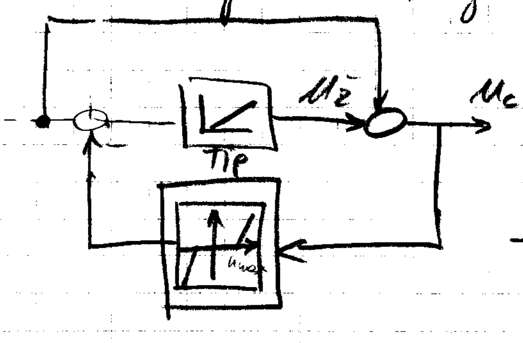




$u_z > u_{max}$ - integrator integrira ε, posledično zahteva večji u_z, u pa zaradi nasičenja ne sledi

- ko je člen v nasičenju, nehamo integrirati, sicer dobimo neustrezne regulirne signale. Po tem potrebuje veliko časa, da se vrne na raven normalnega delovanja

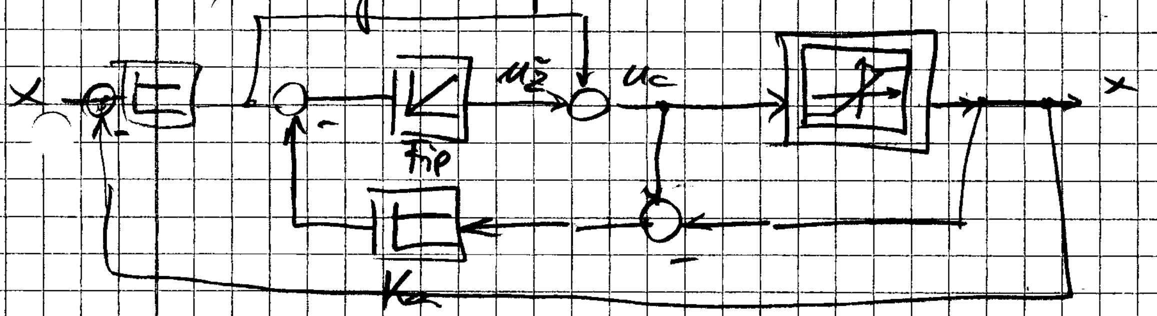
- prenehanje integriranja (reguliranec v nasičenju):
  izvedemo z digitalnim regulatorjem (μP)



- če bo člen z mrtvo cono v nasičenju, bo pošiljal signal in ustavljal integriranje

- 1) zaporedno k integratorju dodamo člen z mrtvo cono → mrtva cona je široka kot člen, ki sledi integratorju

- realizacija z vzp. vezanim P-členom



- v seriji postavljena člen 1. reda in integratorja sta ekvivalentno členu 2. reda:

$$F(s) = \frac{1}{1 + sT_z + s^2 T_z T_K}$$

z ustrezno konfiguracijo lahko dobimo tudi prenihaj)

$\longrightarrow T_K << T_Z$ ... člen lahko obravnavamo kot člen 1. reda