

Email: graf@hm.edu

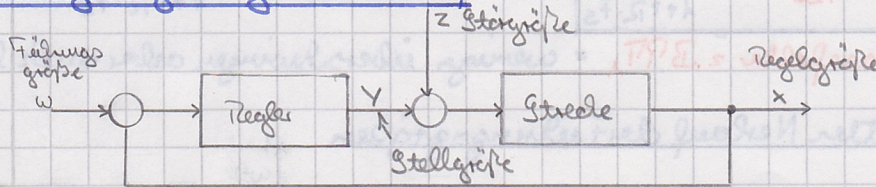
Sperrstunde: Di 13⁰⁰ - 17³⁰ 4⁰⁰

Termine: Vorlesungsperiode: 14¹⁵ - 17³⁰

Prüfungsperiode: 14¹⁵ - 15¹⁵

Losche: Passwort: ibddpw

1) Wiederholung Regelungstechnik 1

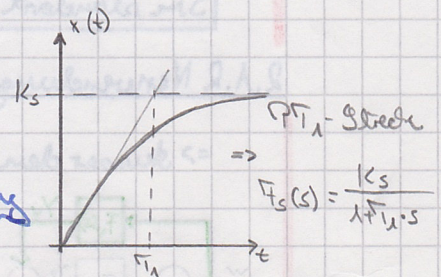


Neu in Regelungstechnik 2

- neue Regler-Strukturen -> nur Verbesserung von Führungs- bzw. Störverhalten
- nicht lineare Regelkreise z.B. Biegeleisen -> Binimalschalter

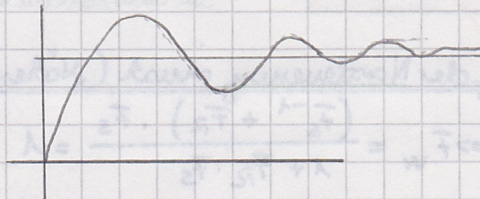
Wie erhält man die Strecken - Hilfe $\bar{T}_S(s)$?

- Dgl. aufstellen => physikalische Modellbildung
- Sprungantwort messen => experimentelle Modellbildung



Anforderungen an einen guten Regelkreis

- stationäre Genauigkeit
- schnelligkeit
- Genauigkeit

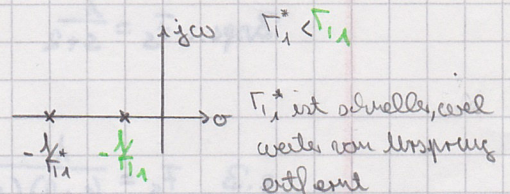


Weiteres neu in Regelungstechnik 2

- weitere Einstellregeln
- Bode-Diagramm
- Wurdeleitsdiagramm

→ Charakteristische Gleichung: $1 + K \bar{T}_R(s) \cdot \bar{T}_S(s) = 0$ => Rolle des geschl. $\bar{T}_K(s)$

→ Lösungen der char. Gl. bei Variation der Regelverstärkung K

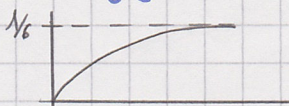


Endwertatz

$$\bar{T}_S(s) = \frac{s+2}{(s+4)(s+3)}$$

=> s gegen 0 laufen lassen => $s=0$

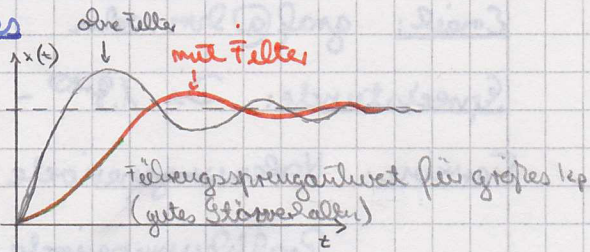
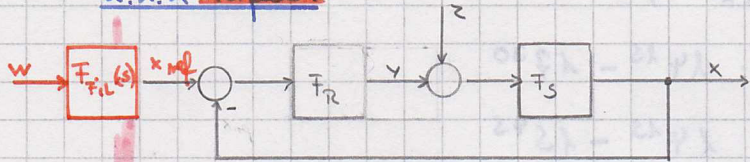
$$\bar{T}_S(0) = \frac{2}{12} = \frac{1}{6}$$



1) Regelungsstrukturen

2.1 Verbesserung der Führungsverhältnisse

2.1.1 Nachfilter



erkl. ist unterschiedliches k_p für gutes Führungsverhalten bzw. Störverhalten möglich

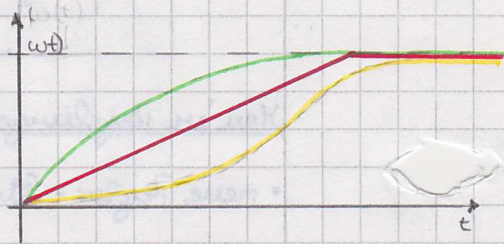
$$\bar{F}_w(s) = \frac{x(s)}{w(s)} = \bar{F}_{Fil}(s) \cdot \frac{\bar{F}_R \cdot \bar{F}_S}{1 + \bar{F}_R \cdot \bar{F}_S}$$

$$\bar{F}_z(s) = \frac{-\bar{F}_S}{1 + \bar{F}_R \cdot \bar{F}_S}$$

Nachfilter mit Tiefpassfilter z.B. PT_1 = wenig überschwingen aber auch langsamere

Nachfilter mit glatter Verlauf der Führungsgrößen

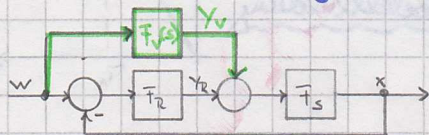
- PT_1 -System
- Rampengeber (glatter Sprung auf anderer Frequenz)
- \sin^2 -Geber (z.B. Drehzug)



Im standard Regelkreis wurde ein Stellsignal y erzeugt, wenn ein Fehler $w-x$ aufgetreten ist

2.1.2 Verwendung einer Vorsteuerung

=> dass der Regler erzeugt die Vorsteuerung einen Stellsignalanteil



Führungsübertragungsfkt.:

$$\bar{F}_w = \frac{(\bar{F}_V + \bar{F}_R) \cdot \bar{F}_S}{1 + \bar{F}_R \cdot \bar{F}_S}$$

Im Nenner steht die Rückübertragung

Auslagerung der Vorsteuerung meist (Näherungsweise) als inverse Strecke

$$\bar{F}_V = \bar{F}_S^{-1} \Rightarrow \bar{F}_w = \frac{(\bar{F}_S^{-1} + \bar{F}_R) \cdot \bar{F}_S}{1 + \bar{F}_R \cdot \bar{F}_S} = 1 \quad \text{ideales Führungsverhalten.}$$

$$\Rightarrow w(t) \equiv x(t) \quad \forall t$$

ideale Vorsteuerung $\bar{F}_V = \bar{F}_S^{-1}$ ist i.a. nicht lösbar

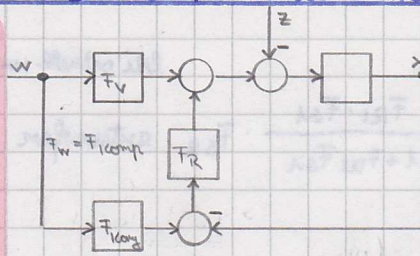
Bsp.: $\bar{F}_S = \frac{1}{s+2} \Rightarrow \bar{F}_V = \frac{s+2}{s+20} \cdot 20 \hat{=} \text{Näherungsweise Realisierung durch Summation eines schnellen Poles ohne die stationäre Verstärkung zu verändern}$

$$\text{z.B. } \bar{F}_S = \frac{1}{(s+2)(s+1)} \Rightarrow \bar{F}_V = \frac{(s+2)(s+1)}{(s+10)^2} \cdot 100$$

Norsteuerung umgeht Regler arbeiten gegeneinander => schlechtes Führungsverhalten

muss deutlich größer sein als die schnellste im Nenner hier 2 -> könnte auch 20 nehmen Dämpfungsgrad = Nenngrad

2.1.3 Struktur mit zwei Freiheitsgraden



- Auslegung: 1) Wunsch-Führungsverhalten $F_{comp}(s)$ vorgeben an F_{comp}
- gleich Differenzgrad wie der Strecke
 - stationär genau $F_{comp}(s=0) = 1$
 - F_{comp} muss alle rechts liegenden NSI von F_s erhalten

2) Vorsteuerung gemäß $F_v = \frac{F_{comp}}{F_s}$ berechnen

F_{comp} : kompensiert alles, was von der Strecke kommt erst wenn ein Änderung vorliegt kommt etwas an den Regler

Der Regler ist am Führungsverhalten unbeteiligt \Rightarrow Er wird ausschließlich für gutes Störverhalten ausgelegt

Klausuraufgabe: Übung 4 Aufgabe 1

Bemerkungen zur Struktur

- Die Dynamik des Wunsch-Führungsverhaltens ist durch die Stellbegrenzung der Strecke begrenzt.

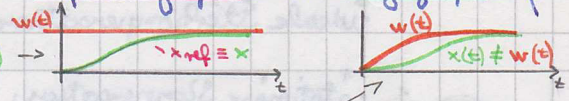
$$F_v = \frac{F_{comp}}{F_s}$$

Führungsgränze der Höhe \hat{w}

Anfangsstellsignal: $\lim_{t \rightarrow 0^+} y(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} s F_v(s) \cdot \frac{\hat{w}}{s} = \hat{w}_{max}$ Stell-Begrenzung

- Bei Str. 2 FHG treten keine Abweichungen zwischen der Referenzgröße und der Regelgröße auf

$x_{ref}(t) \equiv x(t) \forall t$ aber zwischen $w(t)$ und $x(t)$

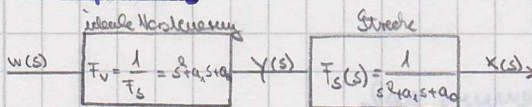


ABER auch bei einaglaten realisierbaren Verlauf von $w(t)$ treten Abweichungen auf!

Abhilfe Bahnplanung / Tragheitsmomentplanung

$F_{comp} = 1 \rightarrow$ Überwindung des Stauselutätsproblems, weil $w(t)$, $\dot{w}(t)$ usw. im Voraus bekannt

Bahnplanung



nicht Drausal!

$$Dgl: y(t) = \ddot{w}(t) + a_1 \dot{w}(t) + a_0 w(t)$$

\hookrightarrow realisierbar, wenn $w(t)$ glatt ist und $\dot{w}(t)$

und $\ddot{w}(t)$ bekannt

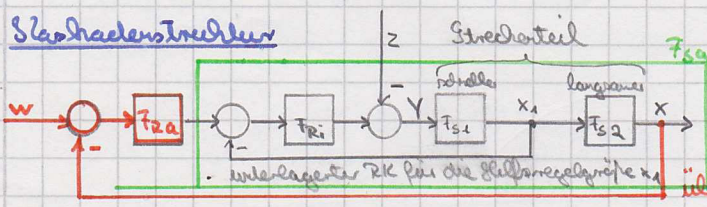
z.B. $w(t)$ als Dreiecksches Polynom oder Spline-Funktion

2.2 Verbesserung des Störverhaltens

Voraussetzung: zusätzliche Messgröße vorhanden

2.2.1 3asradenregelung

3asradenstruktur



Beispiel: el. Drehregelung

- unterlegte Stromregelung
- überlegte Drehregelung (langsam)
- überlegter RK für die eigentliche Regelgröße x

Entwurf der 3-Loop-Struktur von innen nach aussen

1. F_{z1} (innerer Regler) an Strecke F_{s1} entwerfen

bei schnell unterlagerten RK

2. Äußerer Regler F_{z2} an der Strecke $F_{sa}(s) = \frac{F_{z1} \cdot F_{s1}}{1 + F_{z1} F_{s1}} \cdot F_{s2}$ entwerfen $\approx F_{s2}$

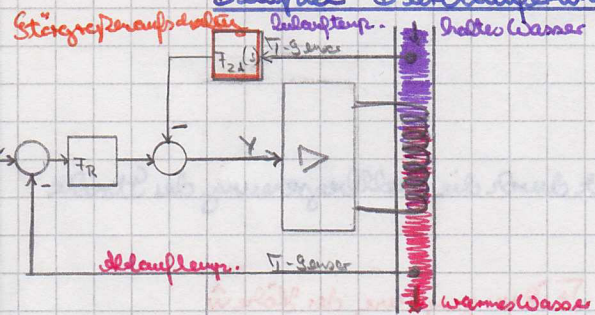
Vorteile der 3-Loop-Struktur

1. Unterteilung der Gesamtstrecke $F_{s1} \cdot F_{s2}$ in zwei einfacher zu regelnde Teilstrecken kleiner Ordnung
2. Störgröße z wirkt sich zuerst in x_1 aus \rightarrow wird durch den schnellen inneren RK ausgeglichen

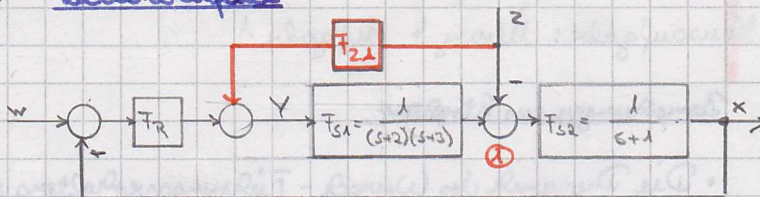
2.2.2 Störgrößenaufschaltung

Voraussetzung: Störgröße z ist messbar

Beispiel Durchlaufleuchte



Zahlenbeispiel



Auslegung der Störgrößenaufschaltung so, dass sich die beiden Signalpfade der Störung in \oplus aufheben.

$$\rightarrow F_{z1}(s) \cdot \frac{1}{(s+2)(s+3)} = 1$$

ideale Störkompensations: $F_{z1}^*(s) = (s+2)(s+3)$ nichtausal!

= stat. Verstärkung

wird für $s=0$ muss immer 6 rauskommen

1. stationäre Kompensation: $F_{z1} \text{ stat} = F_{z1}^*(s=0) = 6$

2. näherungsweise dynamische Kompensation: $F_{z1} \text{ dyn}(s) = \frac{(s+2)(s+3)}{(s+20)^2} \cdot 400$

oder $\frac{(s+2)(s+3)}{(s+10)^2} \cdot 100$

\rightarrow schnelle, und kleinere Abweichung (durch Störgröße)

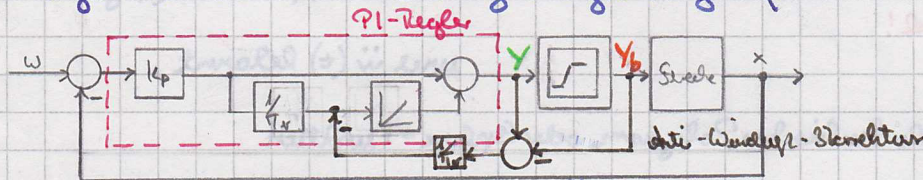
- Stellbegrenzung } begrenzen die reale Dynamik
- Sensorrauschen }

Klausuraufgabe 15 11+12

3.04.13 2.3 Nennzeichnung des Reglerinnenlaufs (Windup)

y_x^B
 $y_x^{(4)}$
 $y_x^{(3)}$
Folie 2.3 - Fimung

Bei jeder realen Strecke tritt Stellsignalbegrenzung auf



Problem: Der Regler-I-Anteil weicht nicht von der Stellbegrenzung und integriert weiter (\rightarrow Windup)

Lösung: durch Anti-Windup-Bremshalter \Rightarrow Anhalten des Regler-I-Anteils im Falle der Stellbegrenzung

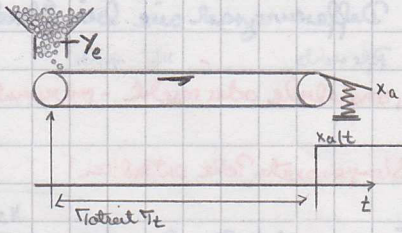
Bei Stellbegrenzung ist der RK aufgetrennt \rightarrow Probleme integrierender oder instabiler Pole in Strecke

2.4 Regelung von Totzeitstrichen

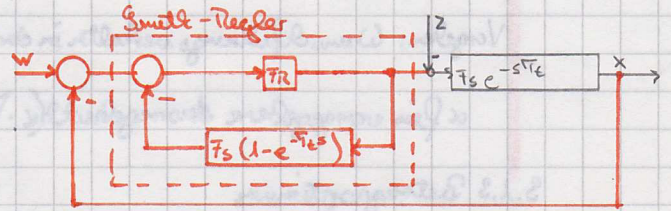
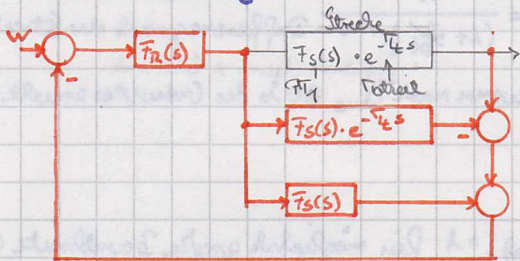
Überschwingungsvergange - Trichterband

Problem: Die Totzeit des Labors der RL \rightarrow nur langsame

Regelung möglich



1. Smith-Regler



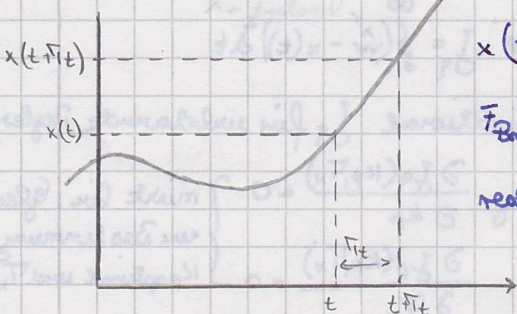
\Rightarrow Führungs-/Störverhalte werden über eine Vorzeit

\rightarrow Durch Parallelschaltung wird die Totzeit aufgehoben, der Regler $F_R(s)$ wird nur noch für die

Totzeitfreie Strecke F_S entworfen.

2. Prädiktor

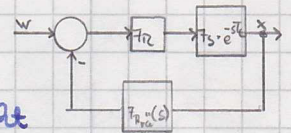
S Idee: Totzeit teilweise aufheben durch Nachschauung häufiger Regelgrößen



$$x(t+T_E) \approx x(t) + \dot{x}(t) \cdot T_E$$

$$F_{Pr}^{**}(s) = 1 + T_E \cdot s \quad \text{Übertragungsfkt des idealen Prädiktors}$$

$$\text{realisierbar } F_{Pr}^{**}(s) = 1 + \frac{T_E s}{1 + T_E s} \quad \text{PD-} \frac{1}{s} \text{-Verhalten}$$



Problem des Differenzierens: Das Rauschen der Regelgröße wird verstärkt

3 Reglereinstellverfahren

3.1 Analytische Verfahren ($F_S(s)$ bekannt)

3.1.1 Dynamische (Pol/NST) Kompensation

S Idee: Kompensation des größten Streifenzeitkonstanten

$$\text{Beispiel: } F_0(s) = \frac{1}{8} \frac{1+4s}{4s} \frac{8}{(1+2s)(1+4s)}$$

PI-Regler PI₂-Strecke

$$\rightarrow F_w(s) = \frac{F_0}{1+F_0} = \frac{1}{1+4s(1+2s)}$$

$$\rightarrow F_z(s) = \frac{-F_S}{1+F_0} = \frac{-3s}{(1+4s)[1+4s(1+2s)]}$$

Das kompensierte Pol ist im Störverhalte noch enthalten! \rightarrow macht Störverhalte langsam

\rightarrow Einstellregel für gutes Führungsverhalten

Keine Kompensation instabiler Pole

NICHTS bei integrierenden Strecken

3.1.2 Kompensationsregler

Schl.: Das gewünschte Führungsverhalten im einlochigen Regelkreis vorgeben

$$\bar{F}_W = \frac{F_R F_S}{1 + F_R F_S} \rightarrow \text{nach Regler } F_R \text{ auflösen}$$

Differenzial wie bei Strecke

$$F_R = \frac{F_W}{F_S(1 - F_W)}$$

=> NICHT für integrierende, konstante oder nicht-minimalphasige Strecke

Wieder sind im Störverhalt alle Störparameterpole enthalten!

Wunsch-Führungsverhalten für vorgegebene Ausregelzeit $T_{A0.95}$ -> siehe Bode

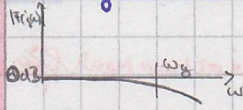
$$F_R = \frac{N_S}{Z_S(N_W - 1)}$$

Vorgehen: Wunsch-Führungsverhalten in der Form $F_W(s) = \frac{1}{(1 + \frac{s}{\omega_c})^n}$ -> Differenzial der Strecke

α für vorgegebene Ausregelzeit ($\alpha \cdot T_{A0.95}$) = 0,3, wenn nach $T_{A0.95}$ aus 80% des Endwertes anzeigt werden soll

3.1.3 Betragsoptimum

Schl.: Gutes Führungsverhalten dann, wenn $|F_W(j\omega)| = 1$ für möglichst große Bandbreite $0 = \omega \leq \omega_g$

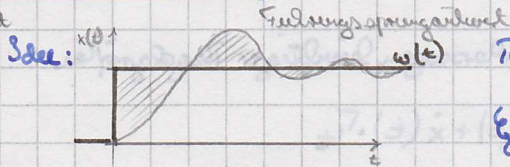


-> kleine Drosselrate möglichst lange auf 0dB-Linie bleiben

nur für proportionale (PI, I-) Strecken

16.04.13

3.1.4 Parameteroptimierung



Schl.: Regler so, dass die Fläche $w(t) - x(t)$ minimal

$$\text{Gütekriterium } J_q = \int_0^{\infty} (w - x(t))^2 dt$$

Reglerumstellung mit Parameteroptimierung Gütekriterium J_q für unbekannte Reglerparameter

$$k_p, T_N \text{ berechnen.} \rightarrow J_q(k_p, T_N) \text{ Minimierung}$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial J_q(k_p, T_N)}{\partial k_p} &= 0 \\ \frac{\partial J_q(k_p, T_N)}{\partial T_N} &= 0 \end{aligned} \right\} \text{ nicht lin. Gleichungssystem zur Bestimmung von } k_{p \text{ optimal}} \text{ und } T_{N \text{ optimal}}$$

3.2 Empirische Einstellregeln

=> Bestimmung der Reglerparameter anhand einer Messung (z.B. Störansprungsantwort) ohne

Bestimmung der Strecken - üflet.

Einfache Einstellregeln für das Störverhalten • nicht schwingungspfähige T_N -Strecke



PI-Regler nach T_Z -Methode

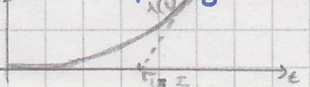
$$T_N = \frac{T_Z}{2} \quad k_p = \frac{1}{K_S}$$

$$F_R(s) = k_p \frac{1 + T_N s}{T_N s}$$

• PI-Regler für integrierende (T_N -) Strecken

=> symmetrisches Optimum

Störansprungsantwort



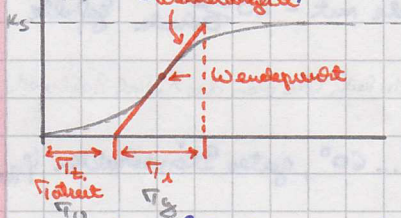
$$T_N = 4 \cdot T_Z \quad k_p = \frac{1}{2K_{IS} \cdot T_Z}$$

PI-Regler => Dämpfung $D = 0,4$ -> Überschwingen im Führungsverhalten => durch Grenzfrequenz mit 2 Freiheitsgraden (FHG) verbessern

3.2.1 Reglereinstellung nach Ziegler-Nichols

Block 1: (für nicht schwingungsfähige PT₁-Strecken)

1. Sprungantwort aufnehmen



2. Mit dem Wendepunktmethode die Parameter einer Totzeit-PT₁-Strecke bestimmen

$$F_S(s) = e^{-sT_t} \frac{k_S}{1+T_A s}$$

3. Reglereinstellungen gemäß Regel 8.2 & 3 Tabelle 8.2

Block 2: Schwingversuch

1. Regelkreis mit P-Regler aufbauen

2. Verstärkung k_p erhöhen, bis der RK Dauerschwingungen ausführt

Statische Verstärkung $k_{p/sta}$ und kritische Frequenz ω_{krit} ; kritische Periodendauer T_{krit} ablesen

3. Reglerparameter gemäß Tabelle 8.3 & 2 & 4

4. Reglersynthese im Bode-Diagramm

=> Darstellung des Frequenzgangs $F_o(j\omega)$ des offenen Regelkreises RK nach Betrag $|F_o(j\omega)|$ und

Phase $\angle F_o(j\omega)$. $F_o = F_R \cdot F_S$

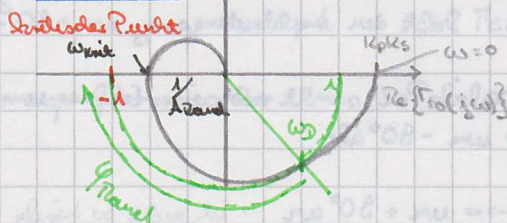
=> Darstellung des offenen RK, ABER kurzen über geschl. RK!

Char. Gl. $1 + F_o(s) = 0 \rightarrow F_o = -1 \cong 0 \text{ dB} \rightarrow 180^\circ$

Stabilität im Bode-Diagramm

Beispiel: P-Regler und PT₃-Strecke $F_o(j\omega) = \frac{k_p k_s}{(1+j\omega T_{11})(1+j\omega T_{12})(1+j\omega T_{13})}$

Ortskurve

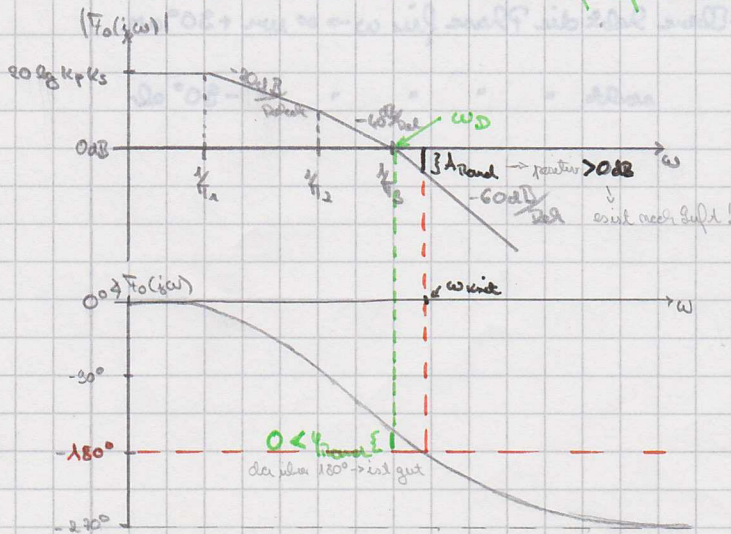


Stabilität: kritischer Punkt liegt links der Ortskurve \rightarrow stabil

Amplitudenrand: $\frac{1}{\lambda_{Rand}} = |F_o(j\omega_{krit})| \quad \angle F_o(j\omega_{krit}) = -180^\circ$

hier $\lambda_{Rand} > 1$

Phasengang bei der Durchtrittsfrequenz ω_D ($|F_o(j\omega_D)| = 1$; $\varphi_{Rand} = \angle F_o(j\omega_D) - (-180^\circ)$ hier $\varphi_{Rand} > 0$)

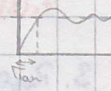


4.1 Entwurfsanforderungen im Bode

1. Stabilität $\rightarrow \varphi_{\text{rand}} > 0$

2. „gutes“ Führungsverhalten - stationäre Genauigkeit \rightarrow I-Anteil im RK \rightarrow Phase beginnt bei -90° ; Amplitudengabe mit $-20 \frac{\text{dB}}{\text{Dekade}}$ Gefälle

- Schnellleget: Amplitudengabe $T_m \approx \frac{\pi}{\omega_D}$



die Zeit, bis man das 1. Mal Sollwert erreicht hat

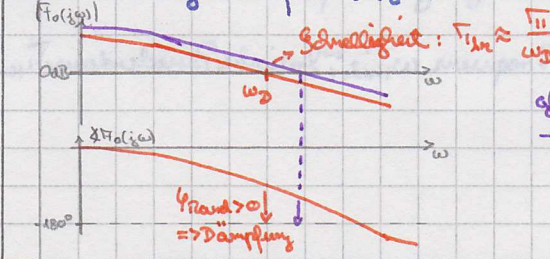
- Dämpfung: gutes Führungsverhalten $\varphi_{\text{rand}} - 50^\circ \dots 60^\circ$, gutes Stehverhalten $\varphi_{\text{rand}} = 30^\circ$

$$D = \frac{\sin \varphi_{\text{rand}}}{2 \sqrt{\cos \varphi_{\text{rand}}}}$$

Hausaufgabe 116 A1 + 117 A1

offener Kreis

WH Bode-Diagramm für $F_o(j\omega)$ zeichnen



Prüfung: Fertige Bodediagramme interpretieren \rightarrow Werte rauslesen
• Bodediagramme zeichnen

gleicher RK für größeres $K_p \rightarrow$ RK wird schneller aber φ_{rand} kleiner \rightarrow Dämpfung geringer

4.2 Bode-Diagramme zeichnen

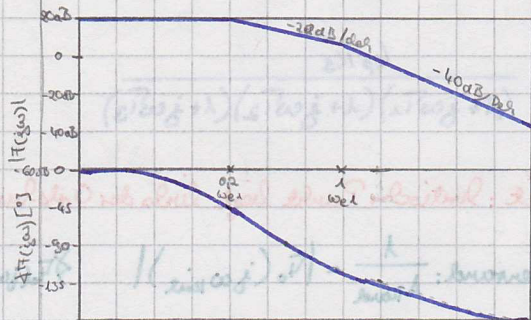
Proportionale Systeme (PT₁) Beispiel 11. Übung 6 Aufgabe 1

$$F_1(s) = \frac{10}{5s^2 + 6s + 1} \Rightarrow F_1(j\omega) = \frac{10}{(1+j\omega)(1+5j\omega)}$$

Anfang bei niedriger Frequenz $\omega = 0$

Bei niedrigen Frequenzen beginnen $|F_1(j0)| = 10 \hat{=} 20 \text{ dB} \rightarrow$ Amplitudengang beginnt ausgeht bei 20dB

\rightarrow Phasengang beginnt bei 0°



\rightarrow Eckfrequenzen $\omega_{c1} = 0,2$; $\omega_{c2} = 1$

- jeder Pol senkt den Amplitudengang um $-20 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$
- jede NST hebt den Amplitudengang um $+20 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$
- jeder stabile Pol senkt ab einer Eckfrequenz die Phase für $\omega \rightarrow \infty$ um -90° ab

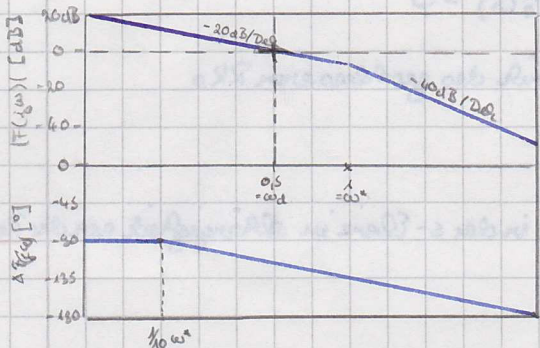
• jedes instabile Pol hebt die Phase für $\omega \rightarrow \infty$ um $+90^\circ$ an \rightarrow ist nicht so häufig (oder selten)

• jede NST in der linken s-Halb-Ebene hebt die Phase für $\omega \rightarrow \infty$ um $+90^\circ$ an

• jede " " " rechten " " " " " " " " " " -90° ab

Integrierendes System (PI) Beispiel 16.1.1

$|F_2(j\omega)| = \left| \frac{1}{2j\omega(1+j\omega)} \right| \approx \frac{1}{2j\omega} \stackrel{\omega \ll 1}{\approx} \frac{1}{2j\omega} \stackrel{\omega \gg 1}{\approx} \frac{1}{2\omega} \stackrel{!}{=} 1$ (Schnittpunkt mit 0dB) $\rightarrow \omega_d = 0,5$



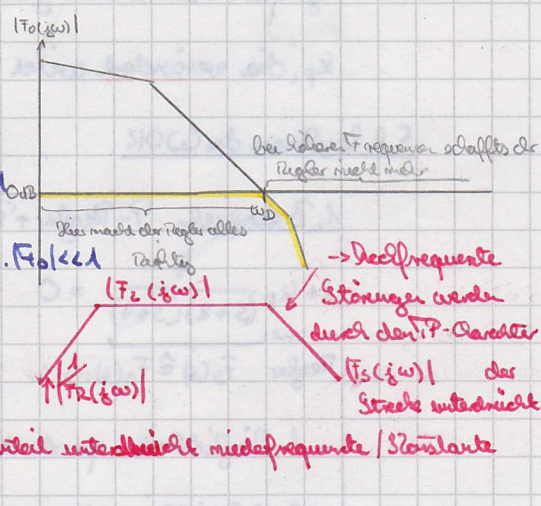
$\angle F_2(j\omega) = -90^\circ ; \angle F_2(j\omega) = -180^\circ$

Wegen I-Anteil weiß man, dass Regler mit -20dB/Dec beginnt $\rightarrow \omega_d =$ Schnittpunkt mit 0dB

4.3 Approximation des Führungs- und Störampelübergangs

$|F_w(j\omega)| = \left| \frac{F_0(j\omega)}{1+F_0(j\omega)} \right| = \begin{cases} 1 \text{ für } \omega \ll \omega_0 \text{ bzw. } |F_0| \gg 1 \\ |F_0(j\omega)| \text{ für } \omega \gg \omega_0 \text{ bzw. } |F_0| \ll 1 \end{cases}$

$|F_z(j\omega)| = \left| \frac{F_s(j\omega)}{1+F_0(j\omega)} \right| \approx \begin{cases} \frac{1}{|F_2(j\omega)|} \text{ für } \omega \ll \omega_0 \\ |F_s(j\omega)| \text{ für } \omega \gg \omega_0 \end{cases}$



4.5 Das symmetrische Optimum

Besonders für integrierende Strecken geeignet

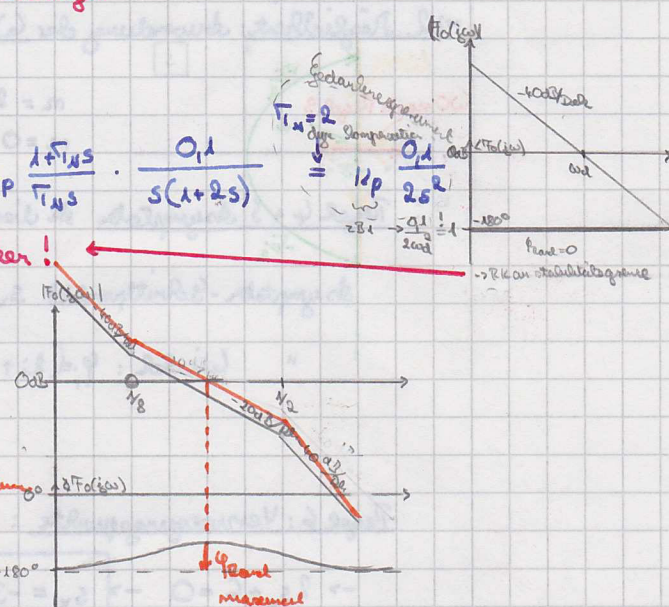
Beispiel: P1-Regler und Π_1 -Strecke $F_0(s) = k_p \frac{1+\tau_{N1}s}{\tau_{N1}s} \cdot \frac{0,1}{s(1+2s)}$

Keine PX-Kompensation bei integrierenden Strecken!

$\tau_{N1} > 2$ wählen \rightarrow sym. Optimum $\tau_{N1} = 4\tau_{N2} \stackrel{!}{=} 8$
 $\Rightarrow F_0(s) = k_p \frac{1+8s}{8s} \cdot \frac{0,1}{s(1+2s)}$

k_p so wählen, dass der Amplitudengang im Planungspunkt durch die 0dB verläuft

$k_p = \frac{1}{2k_{is}\tau_{N2}} \quad \tau_{N1} = 4\tau_{N2}$
 sym. Optimum



Beispiel: Was ist τ_{N2} ? $F_0(s) = \frac{8}{s(s+2)(s+4)} \Rightarrow \tau_{N2}$
 $F_s(s) = \frac{8}{s(1+\frac{1}{2}s)2(1+\frac{1}{4}s)4} \Rightarrow \tau_{N2} = \tau_{N1} + \tau_{N2} = \frac{3}{4} \dots = \frac{1}{s(1+\frac{1}{2}s)(1+\frac{1}{4}s)}$

Klausuraufgabe 17.12

4.4 Grenzen des erreichbaren Regelgüte \rightarrow Folie ! Nicht Prüfungsrelevant!

1) Reglerauswahl (Strecke mit Streubutagrenze beachten!)
 2) Inst. Substitutions + eventuelle weitere
 \rightarrow Wie ändert der Nachregelungsgrad

Prüfung

5. Reglersynthese mit der Wurzelortslinie (WOL)

3.09.13 nur für Systeme ohne Totzeit

Charakteristische Gleichung: $1 + k_p \cdot \overset{\text{Übertragungsfunktion des offenen RL}}{T_0(s)} = 0$

=> Lösungen (Wurzeln) beschreiben die Dynamik des geschlossenen RL

5.1 Definition WOL

Grafische Darstellung der Wurzeln der char. Gl. in der s-Ebene in Abhängigkeit von der Reglerverstärkung k_p , die verändert wird

5.2 Leuchten der WOL

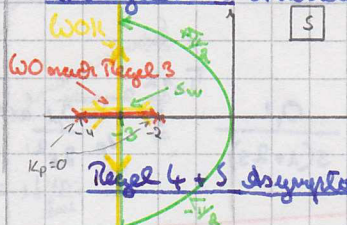
1. Beispiel P-Regler + PT₂ Strecke

$$1 + k_p \frac{1}{(s+2)(s+4)} = 0 \quad \Leftrightarrow (s+2)(s+4) + k_p = 0 \text{ in der char. Gl.}$$

Regler $T_S(s) \hat{=} T_0(s)$ ohne k_p

1. Stabilität: quadratische Lösungsformel -> geht nur bis zur Ordnung 2

=> 2. Stabilität: Anwendung der WOL-Regeln -> erfolgreich



$m = 2 \rightarrow 2$ WOL-Äste

$m = 0$ keine endliche Nullstelle -> $m - m = 2$ Äste laufen für $k_p \rightarrow \infty$ ins Unendliche

Regel 4 + 5: Asymptoten. In diese Gerade schwingen sich die sich ∞ laufenden WOL-Äste an.

Asymptoten-Schnittpunkt: $s_w = \frac{-2 - 4}{2 - 0} = -3$

Winkel: $\varphi_i = (2i+1) \frac{\pi}{2}$ $\left\{ \begin{array}{l} \varphi_0 = \frac{\pi}{2} \\ \varphi_1 = \frac{3\pi}{2} \hat{=} \frac{3\pi}{2} \end{array} \right.$

Regel 6: Verzweigungspunkte: $-\frac{1}{s_v - (-2)} - \frac{1}{s_v + 4} = 0 \Rightarrow \frac{s_v + 4 + s_v + 2}{(s_v + 2)(s_v + 4)} = 0$

$\rightarrow 2s_v + 6 = 0 \rightarrow s_v = -3$ *hier zufällig gleich dem Wurzelortspunkt!*

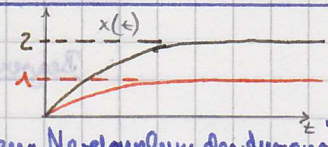
=> Interpretation der WOL: Für $0 < k_p < \frac{1}{4}$ hat man zwei reelle Pole und kein Überschwingen im RL

Als $k_p > \frac{1}{4}$ zeigt sich komplexe Pole mit Überschwingen - Dämpfung nimmt ab

Verstärkung zu einem bestimmten Punkt der WOL: -> Regel 7

Verstärkung am Verzweigungspunkt $k_p = \frac{1}{Q} L_1 L_2 = \frac{1}{4} \cdot 1 \cdot 1 = \frac{1}{4}$

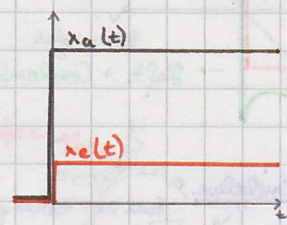
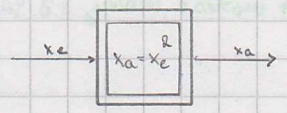
6. Nichtlineare Regelkreise



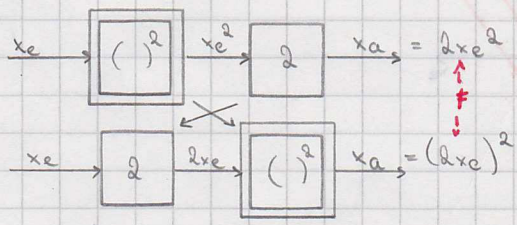
6.1 Eigenschaften nichtlinearer Regelkreise

lineares System \rightarrow Verstärkungssatz: „Verdopplung des Eingangs führt zur Verdopplung des Ausgangs“

nichtlineares System



\Rightarrow Verstärkungssatz gilt nicht!

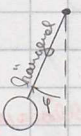


\Rightarrow Die Reihenfolge der Blöcke im BSB darf nicht vertauscht werden!

Stabilität

lineares System: stabil, wenn alle Pole links unabhängig von der Größe der Signale

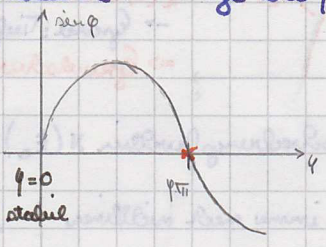
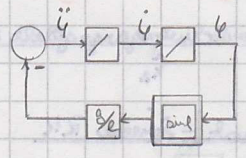
nichtlineares System: - Beispiel Pendel



hängendes Pendel \rightarrow stabile Ruhelage bei $\varphi = 0$ mit Erregungsbereich $-\pi < \varphi < \pi$

stehendes Pendel \rightarrow instabile Ruhelage bei $\varphi = \pi$

mittler. BSB



Lösungsaufgabe US A3

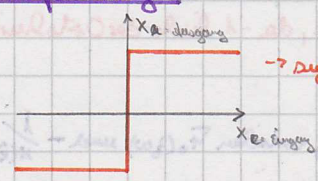
14.05.2013

6.2 Beispiele nichtlinearer Regler und Strecken

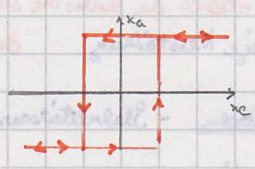
Nichtlinearer Regler z.B. als Schaltende Regler im Biegekreislauf oder Scherfen mit Bimetallschalt

Neu: Regelung durch stabile Schwingung

Frequenzregler:

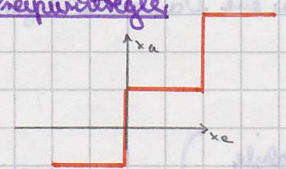


\rightarrow systematischer ZTR ohne Systemse



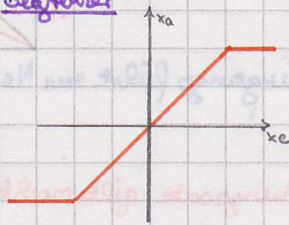
\rightarrow mit Hysterese

Dreipunktregler

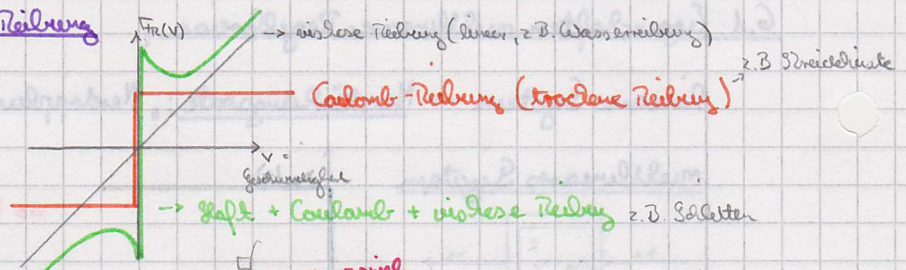


Strecken mit nichtlinearen Teilen / Grenzlinien

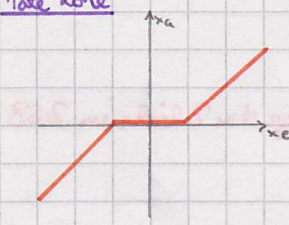
Bezwecken



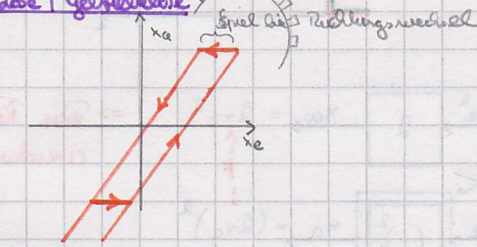
Reibung



Tote Zone



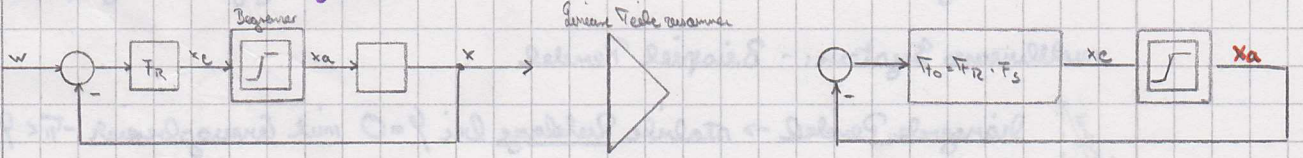
Leere / Spiel



6.3 Die harmonische Balance

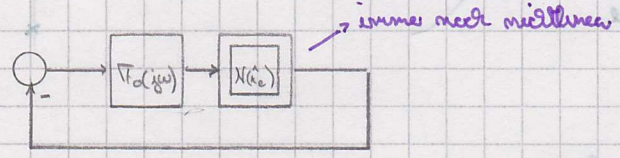
zur Stabilitätsanalyse des nichtlinearen NK

nichtlineare NK mit Bezwecken

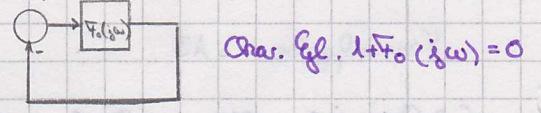


$x_a(t)$ enthält Oberschwingungen → vernachlässigen
→ Grenzf: Tiefpassverhalten in F_0
⇒ Grundschwingungsstruktur

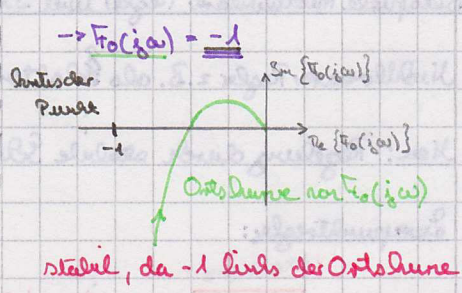
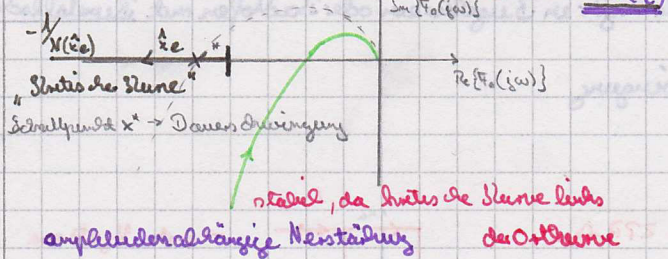
Beschreibungsfunktion $N(\hat{x}_e) = \frac{\text{Grundschwingungsgehalt in } x_a}{\hat{x}_e}$



Nyquist - lineares NK

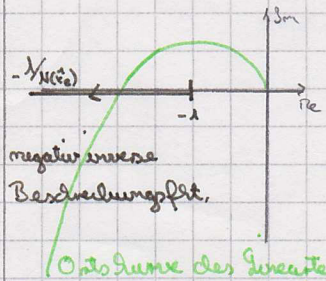


Char. Gf. $1 + N(\hat{x}_e) F_0(j\omega) = 0 \rightarrow F_0(j\omega) = -\frac{1}{N(\hat{x}_e)}$

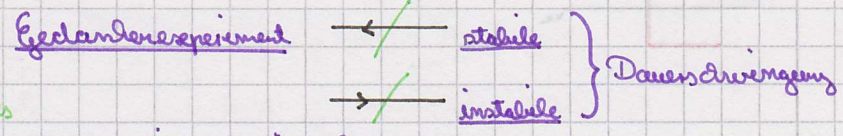


Zweikreisverfahren

- Stabilitätsanalyse aus der Gegenüberlegung zwischen $F_0(j\omega)$ und $-\frac{1}{N(\hat{x}_e)}$



Schnittpunkt der beiden Kurven stellt für eine Dauerschwingung. Diese kann stabil oder instabil sein.

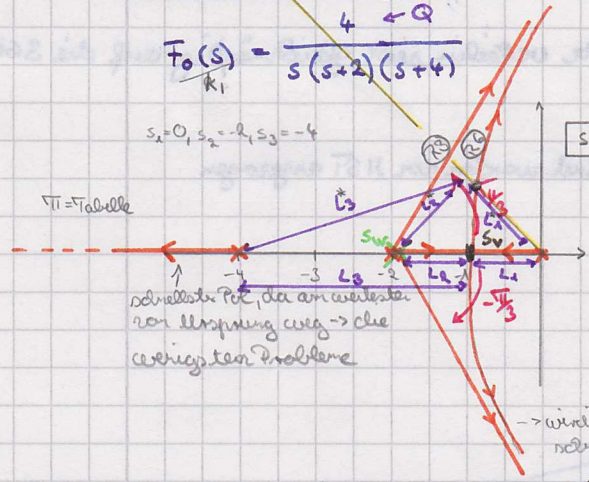


1. Störung vergrößert Schwingungsamplitude verbleibend
2. Schnittpunkt links der Ortskurve $F_0(j\omega) \rightarrow$ stabil \rightarrow Schwingungsamplitude wird kleiner
3. " " wandert in den Scharnschnittpunkt zurück

3. Beispiel I-Regler + Π_2 -Strecke

$F_0(s) = \frac{4 \leftarrow Q}{s(s+2)(s+4)}$

$s_1=0, s_2=-2, s_3=-4$



Char. Eq.: $s(s+2)(s+4) + 4k_p = 0$

(R3) reelle Achse ist Wo zwischen $]-\infty, -4]$ und $[-2, 0]$

(R4) Asymptoten: $s_w = \frac{0-2-4}{3-0} = -2$

(R5) $\varphi_i = (2i+1)\frac{\pi}{3} = \begin{cases} \varphi_0 = \frac{\pi}{3} = 60^\circ \\ \varphi_1 = \pi \\ \varphi_2 = \frac{5}{3}\pi \hat{=} -\frac{\pi}{3} = -60^\circ \end{cases}$

(R6) Verzweigungspunkt $s_v \rightarrow -\left[\frac{1}{s_v+2} + \frac{1}{s_v+4} + \frac{1}{s_v}\right] = 0$

$s_v(s_v+4) + (s_v(s_v+2) + (s_v+2)(s_v+4)) = 0 \rightarrow \frac{3s_v^2 + 12s_v + 8}{s_v(s_v+4)(s_v+2)} = 0$
 $s_{v1/2} = \frac{-12 \pm \sqrt{144-96}}{6} = \begin{cases} -\frac{10}{6} = -1.66 \dots \text{kein Verzweigungspunkt da reelle Achse} \\ -\frac{5}{6} \leftarrow \text{keine Wo} \end{cases}$
 -> Verzweigungspunkt

Sinnvolle Einstellung der Reglerverstärkung

1. Fall: kein Überschwingen für Doppelpol im Verzweigungspunkt

(R7) $k_{p1} = \frac{1}{Q} L_1 L_2 L_3 = \frac{1}{4} \cdot \frac{5}{6} \cdot \frac{7}{6} \cdot \frac{13}{6} =$

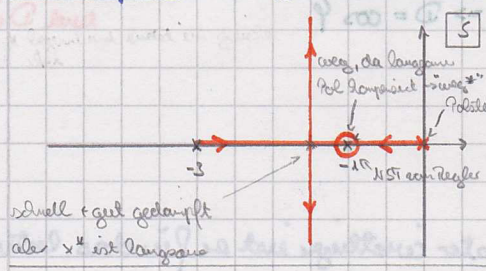
2. Fall: 4% Überschwingen $\hat{=} D=0,7 \hat{=} \varphi=45^\circ \cos\varphi=D$

$k_{p2} = \frac{1}{4} L_1^* L_2^* L_3^* = \frac{1}{4} \cdot 1,2 \cdot 1,5 \cdot 3,3 > k_{p1}$
 von Pol 1 bis Schrittweite φ mit $\left(\frac{1}{\sigma_1}\right)$

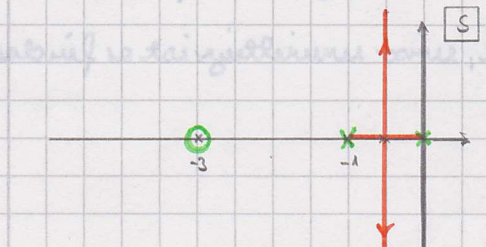
Lösungsaufgabe Übung 8.12 + 11.3 A1

7.05.13

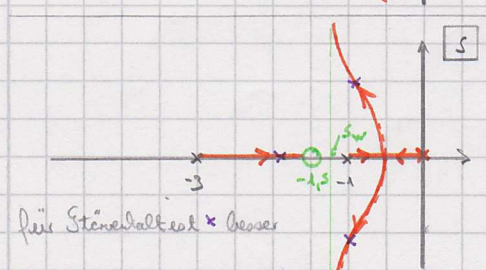
3. Beispiel: Π_2 -Strecke und PI-Regler $F_0(s) = k_p \frac{1+T_N s}{T_N s} \cdot \frac{1}{(s+1)(s+3)}$



dyne. Kompensation des langsamen Pols $T_N=1$
 aber betrachte 3 Polstellen!
 Ein Ast des WzL beginnt und endet im Punkt -1 -> diese Pol ist in $F_z(s)$ noch enthalten. Die PI-Kompensation beeinflusst die Form des WzL nicht



Kompensation des schnellen Poles bei -3 (falsch!!!) $T_N=1/3$
 -> Wahl näher am Ursprung der s-Ebene -> langsames Verhalten



keine Kompensation sondern T_z -Einstellregel
 $T_N = \frac{1.2}{2} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{3}\right) = \frac{2}{3}$; $k_p = \frac{1}{k_s} = 3$
 $s_w = \frac{-3-1+0-(-1,5)}{3-1} = -1,25$; $\varphi_i = (2i+1)\frac{\pi}{2}$; $\varphi_0 = \frac{\pi}{2}$; $\varphi_1 = \frac{3\pi}{2}$

Für diese k_p -Einstellung haben alle 3 Pole relativ großen Abstand zum Ursprung => RL besitzt schnelleres Störverhalten als der mit dem. Kompensation (=> kompensierter Pol ist langsam!)

Populäre Wok-Regeln

1. Die n -m im Uhrzeigersinn laufende Wok-Äste verteilen sich gleichmäßig auf die 360° zur Verfügung stehender Raum. (RS)
2. Die Wok-Äste stapeln sich gegenseitig ab und werden nur N ST angezogen

Nachweis einiger Wok-Regeln

Char. Eq.: $k \cdot Q \cdot \frac{\prod_i (s - s_{oi})}{\prod_j (s - s_{oj})} = -1$

Reglerverstärkung
Streckenverstärkung

$T_0(s)$ für $k_p = 1$

Betragsgleichung:

$$k \cdot Q \cdot \frac{\prod_i |s - s_{oi}|}{\prod_j |s - s_{oj}|} = 1$$

Regel 7 $\rightarrow k = \frac{1}{Q} \cdot \frac{\prod_j |s - s_{oj}|}{\prod_i |s - s_{oi}|}$

Argumentengleichung:

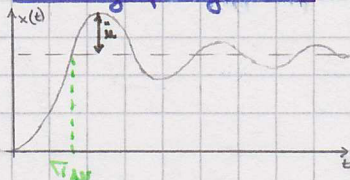
$$\sum_i \angle (s - s_{oi}) - \sum_j \angle (s - s_{oj}) = (l_i + 1) \pi$$

$$1 + k \frac{z_0(s)}{N_0(s)} = 0 \rightarrow N_0(s) + k Z_0(s) = 0$$

- Regel 1
- $\hookrightarrow k_0 = 0 \rightarrow N_0(s) = 0$ Äste beginnen für $k=0$ in den Polen des offenen RLK
 - $\hookrightarrow k \rightarrow \infty \rightarrow Z_0(s) = 0$ Äste enden für $k \rightarrow \infty$ in den N ST des offenen RLK

Entwurfsanforderungen in der s-Ebene

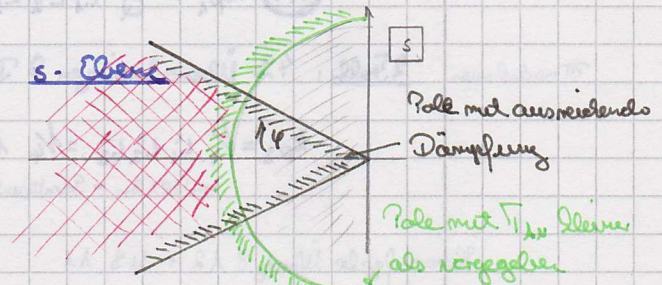
Führungsspannungswert



1. Stabilität \rightarrow alle Pole links

2. Dämpfung $D = \frac{|\operatorname{Re} \ddot{u}|}{\sqrt{\operatorname{Re}^2 \ddot{u} + (\operatorname{Im} \ddot{u})^2}} = \cos \varphi \Rightarrow D = \cos \varphi$

3. Anregelzeit $T_{AB} \approx \frac{T}{\omega_0}$



Pole mit ausreichender Schnelligkeit und Dämpfung

Dominante Pole

1. Je näher ein Pol dem Ursprung liegt, desto wichtiger ist er für das Leitverhalten
2. Je näher ein Pol bei einer Nullstelle liegt, umso unwichtiger ist er für das Leitverhalten

Frequenz der Dauerschwingung

$\text{Im} \{F_0(j\omega_{\text{Wint}})\} = 0 \rightarrow \omega_{\text{Wint}}$

Amplitude der Dauerschwingung

$F_0(j\omega_{\text{Wint}}) = -\frac{1}{N(\hat{x}_e)} \rightarrow \hat{x}_e$

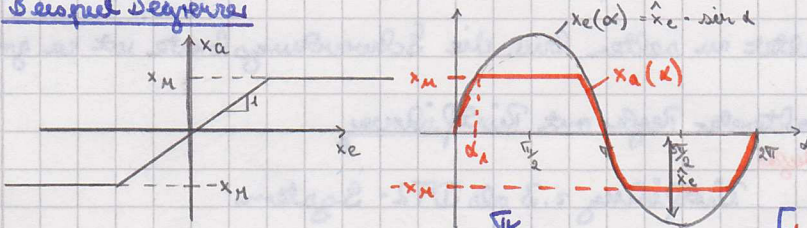
Klausuraufgabe 11.11 Aufgabe 1

Prüfungstoff: Larmische Balance mittels RL mit Begrenzer 6.3 Dreieckshemmerverfahren

28.05.2013 Definition der Beschreibungsfunktion: Verhältnis des komplexen Leigers der Grundschwingung

der Ausgangsfunktion zum Leiger der Eingangsfunktion: $N(\hat{x}_e) = \frac{b_1 + ja_1}{\hat{x}_e}$

Beispiel Begrenzer



Fourierkoeffizient der Grundschwingung:

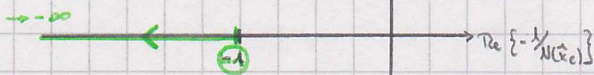
$b_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} x_a(k) \sin k dx$
 $a_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} x_a(k) \cos k dx = 0$ (da $x_a(k)$ ungerade)

Nadelrechenasymmetrie: $b_1 = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} x_a(k) \sin k dx = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{2}} \hat{x}_e \sin k dx + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi} x_M \sin k dx \right]$
 $= \frac{2 \hat{x}_e}{\pi} \cdot (k_1 + \sin k_1 \cos k_1)$ $\hat{x}_e \cdot \sin k_1 = x_M$

Ergebnis Beschreibungsfkt: $N(\hat{x}_e) = \frac{b_1}{\hat{x}_e} = \frac{2}{\pi} (k_1 + \sin k_1 \cos k_1)$

Zwei Grenzfälle einsetzen: 1.) $\hat{x}_e = x_M \rightarrow k_1 = \frac{\pi}{2} \Rightarrow N(x_M) = \frac{2}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} + 1 \cdot 0 \right) = 1 \Rightarrow -\frac{1}{N(x_M)} = -1$

2.) $\hat{x}_e \rightarrow \infty \rightarrow k_1 = 0 \Rightarrow N(\hat{x}_e \rightarrow \infty) = 0 \rightarrow -\frac{1}{N(\hat{x}_e \rightarrow \infty)} = -\infty$ (falls Amplitude ungerade)
 -> Führt immer immer mehr zu Nichtlinearität
 aber wie stark durch $\hat{x}_e \rightarrow$ Verstärkung $\rightarrow 0$

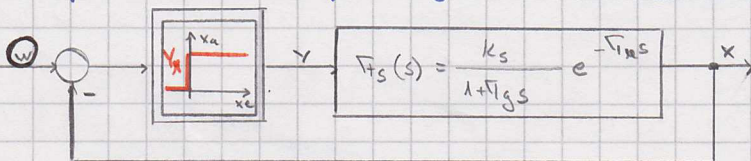


Klausuraufgabe 11.10 Aufgabe 2

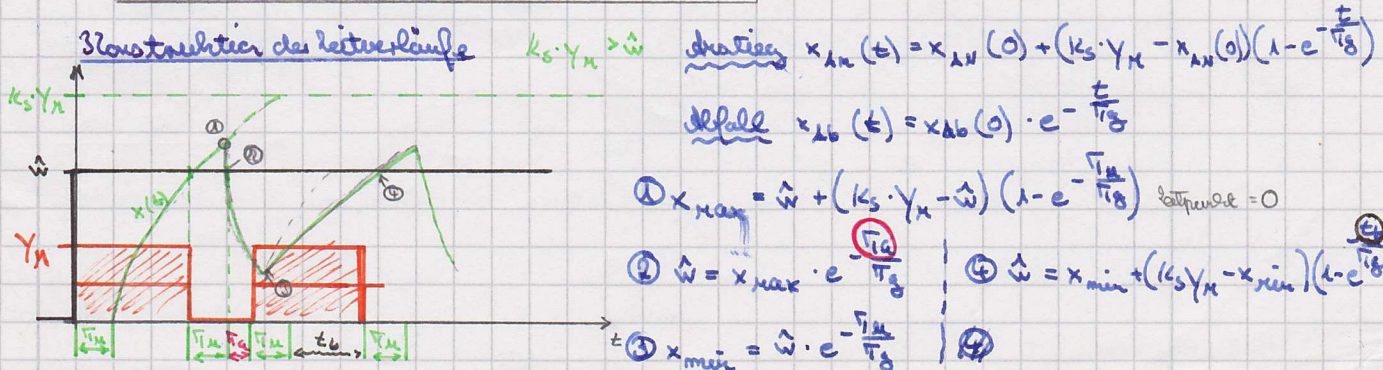
6.4 Schaltene Regel

Wie im Büchleiner: Parallelschalter mit Permanentmagneten \rightarrow sehr einfach und billig

Beispiel: Idealer Impulsregler u. $\Pi_1 - \Pi_2$ - Strecke



Blockstruktur der Leitverläufe



Schwundungsbreite $\Delta x = x_{MAX} - x_{MIN} = k_s \cdot Y_M (1 - e^{-\frac{T_M}{T_0}})$

Mittelwert $\bar{x} = \frac{1}{2} (x_{MAX} + x_{MIN}) = \frac{k_s Y_M}{2} (1 - e^{-\frac{T_M}{T_0}}) + \hat{w} \cdot e^{-\frac{T_M}{T_0}}$

mittlere Regelabweichung $\bar{x}_d = \hat{w} - \bar{x} = (\hat{w} - \frac{k_s Y_M}{2}) (1 - e^{-\frac{T_M}{T_0}})$

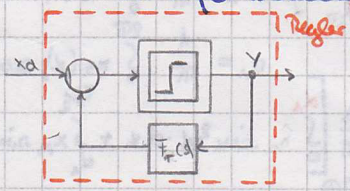
$\bar{x}_d = 0 \rightarrow \hat{w} = \frac{k_s \cdot Y_M}{2}$
muss 0 werden, falls $\bar{x}_d = 0$ wird

Bei allen schaltenden Reglern ist ein Kompromiss zwischen der Schwundungsbreite Δx und der Schaltfrequenz (= Stellglied - Verschleiß) einzustellen.

Fall 1: Der Regler schaltet zu häufig \rightarrow Messgrößen der Systemzeit im Regler

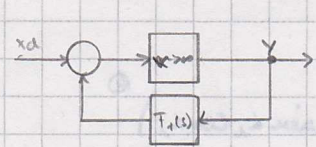
Fall 2: Der Regler schaltet zu selten bzw. die Schwundungsbreite ist zu groß

\Rightarrow Abhilfe: schaltender Regler mit Reiführung



Reiführung z.B. als DTZ-System

$$F_R(s) = \frac{k_s}{(1+T_{1s})(1+T_{2s})}$$



$$F_R(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{v}{1+v \cdot F_R(s)} \stackrel{v \rightarrow \infty}{=} \frac{1}{F_R(s)}$$

$$F_R(s) = \frac{k_s}{(1+T_{1s})(1+T_{2s})}$$

wie PD-Regler