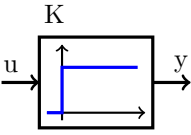
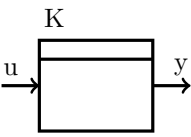
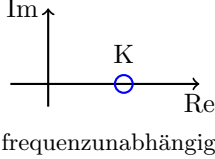
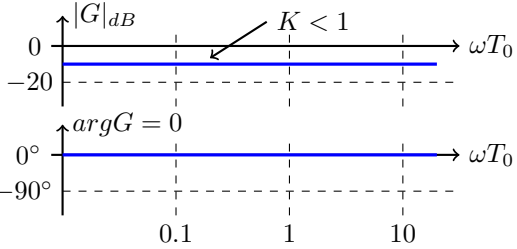
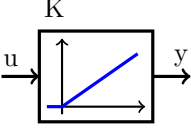
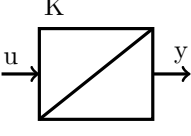
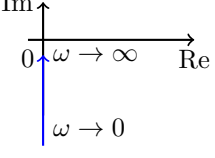
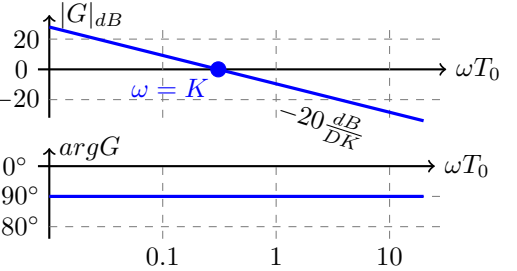
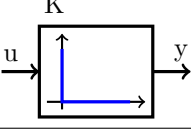
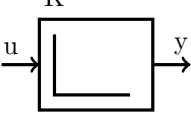
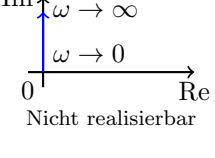
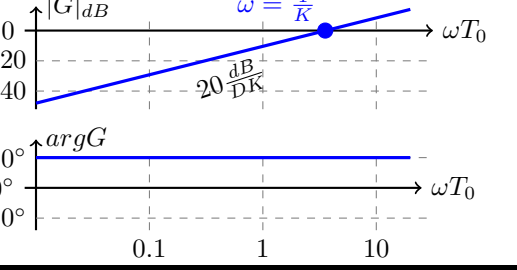
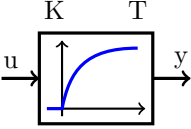
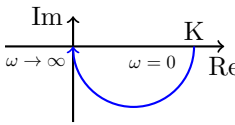
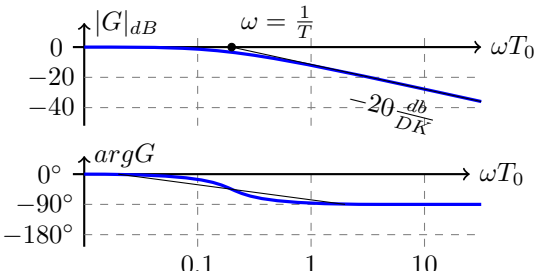
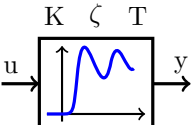
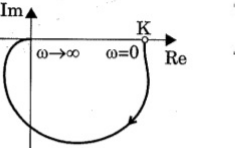
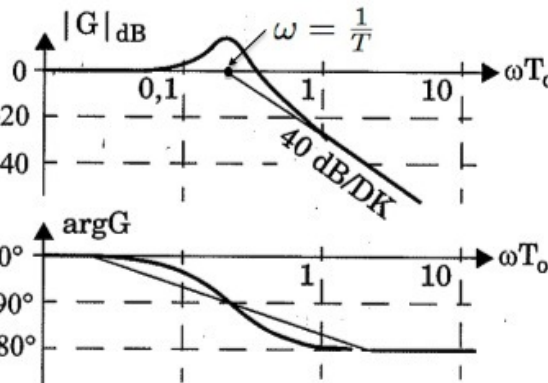
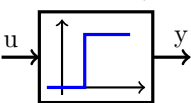
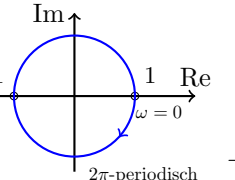
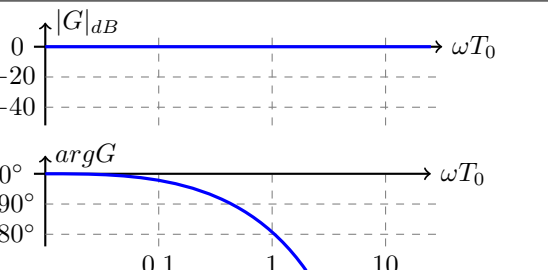
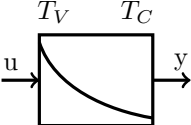


1 Gegenkopplung und Stabilität S107

1.1 LTI-Grundglieder S28ff & 115

Typ	Symbol	Gleichung, Dgl Sprungantwort Frequenzgang, Betrag und Argument
	Strukturbild	Nyquistdiagramm – Bodediagramm
P		$y = Ku$ $u = 1(t) \quad y = K1(t)$ $G(j\omega) = K \quad G = K \quad \arg(G) = 0$
		  frequenzunabhängig
I		$\dot{y} = Ku \quad y = K \int_0^t u(\tau) d\tau \quad y(0) = 0 \quad [K] = \text{sec}^{-1}$ $u = 1(t) \quad y = Kt$ $G(j\omega) = \frac{K}{j\omega} \quad G = \frac{K}{\omega} \quad \arg G = -\frac{\pi}{2}$
		  $\omega \rightarrow \infty$ $\omega \rightarrow 0$
D		$y = K\dot{u} \quad [K] = \text{sec}$ $u = 1(t) \quad y = K\delta(t)$ $G(j\omega) = Kj\omega \quad G = K\omega \quad \arg G = \frac{\pi}{2}$
		  $\omega \rightarrow \infty$ $\omega \rightarrow 0$ Nicht realisierbar

PT_1		$T\dot{y} + y = Ku \quad y(0) = 0$ $u = 1(t) \quad y = K \left[1 - e^{-\frac{t}{T}} \right]$ $G(j\omega) = \frac{K}{1+j\omega T} \quad G = \frac{K}{\sqrt{1+(\omega T)^2}} \quad \arg G = -\arctan(\omega T)$  
PT_2		$T^2\ddot{y} + 2\zeta T\dot{y} + y = Ku \quad \ddot{y} + 2\zeta\omega_n\dot{y} + \omega_n^2 y = K\omega_n^2 u$ $y(0) = 0 \quad \dot{y}(0) = 0 \quad \omega_n = \frac{1}{T}$ $y = K \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin \left(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t + \arccos(\zeta) \right) \right]$ $G(j\omega) = \frac{K}{1+2\zeta(j\omega T)+(j\omega T)^2} \quad G = \frac{K}{\sqrt{[1-(\omega T)^2]^2 + [2\zeta\omega T]^2}}$ $\arg G = -\arctan \frac{2\zeta\omega T}{1-(\omega T)^2} \quad 0 \leq \omega T \leq 1$ $\arg G = \arctan \frac{2\zeta\omega T}{1-(\omega T)^2} - \pi \quad 1 \leq \omega T \leq \infty$  
T_t		$y = \begin{cases} 0 & 0 < t < T_t \\ u(t - T_t) & t \geq T_t \end{cases}$ $u = 1(t) \quad y = 1(t - T_t)$ $G(j\omega) = e^{-j\omega T_t} \quad G = 1 \quad \arg G = -\omega T_t$  
DT_1		$G(j\omega) = G_D \cdot G_{PT_1} = j\omega T_V \frac{1}{1+j\omega T_C} = \frac{T_V}{T_C} \left(1 - \frac{1}{1+j\omega T_C} \right)$

1.2 Stabilitätsproblem S107

P-Glied mit Totzeit gegengekoppelt S109

- $K_P < 1$: stabil
 - $K_P = 1$: grenzstabil
 - $K_P > 1$: instabil mit $\omega_\pi = \frac{2\pi}{T_t}$
- ω_π : Phasenschnittfrequenz

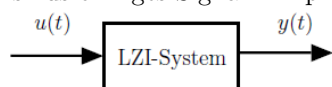
I-Glied mit Totzeit gegengekoppelt S109

Grenzkurve: $K_I T_t = \frac{\pi}{2}$, wobei $\omega_\pi = K_I = \frac{\pi}{2T_t} = \text{EigenF.}$

Zwei I-Glieder gegengekoppelt S111

$\omega_\pi = \sqrt{K}$ bei $\ddot{y} + K \cdot y = 0$

- Zur Untersuchung der Stabilität versucht man beim offenen Regelkreis $y = -e$ zu erfüllen mit $e(t) = A \cos(\omega t)$.
- Zur Instabilität führt das Zusammenwirken von Verstärkung und Signalverzögerung. Dabei ist die Reihenfolge der Glieder beliebig. Entscheiden sind gesamte Verstärkung = Kreisverstärkung und gesamte Verzögerung = Kreisverzögerung im offenen Regelkreis.
- Wird ein Sinus Signal auf ein P-,I-, oder Totzeit gegeben dann erscheint am Ausgang evt. nach einer Transienten Phase wieder ein sinusförmiges Signal. Amplitude und Phase ändert sich Frequenz dagegen bleibt gleich.



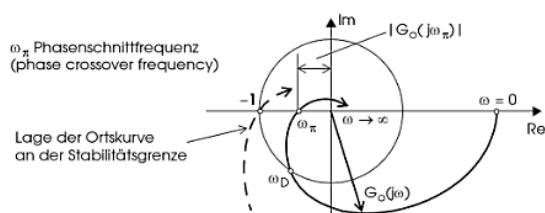
$$u(t) = A \cdot \cos(\omega t) \quad y(t) = B \cdot \cos(\omega t + \varphi) + \text{Transiente}$$

1.3 Einteilung der Systeme S113

- asymptotisch stabile Systeme (P-Glied, Totzeitglied, PT1-Glied)
- grenzstabile Systeme (I-Glied)
- instabile Systeme ('PT1-Glied' mit $T < 0$)
- 'stabil' definieren wir als Synonym zu 'asymptotisch stabil'.

1.4 Nyquistkriterium S126

Die Idee ist, Informationen über den offenen Regelkreis zu benutzen, um die Stabilität des geschlossenen Regelkreises zu beurteilen.



Der geschlossene Regelkreis ist genau dann stabil, wenn beim Durchlauf der Ortskurve des offenen Regelkreises G_o in Richtung zunehmender Frequenz der kritische Punkt -1 „zur Linken“ liegt, daher nicht umschlungen wird. **Variation der Verstärkung bewirkt eine zentrische Streckung.**

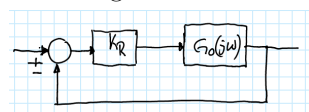
Dies ist eine vereinfachte Form des Nyquist-Kriterium und setzt einen stabilen offenen Kreis voraus (Prozess mit Ausgleich), der auch noch durch ein I-Glied ergänzt sein darf (Prozess ohne Ausgleich).

Definitionen

- Durchtrittsfrequenz ω_D = Frequenz bei der die Kurve den Einheitskreis durchquert d.h. $|G_0(j\omega)| = 1$
- Phasenschnittfrequenz ω_π = Frequenz bei der die Kurve die reelle Achse durchquert d.h. $\text{Im}(G_0(j\omega_\pi)) = 0$

Einstellen nach Verstärkungsreserve

1. ω_π aus $\arg(K_R \cdot G_0(j\omega)) = \arg(G_0(j\omega)) = -\pi$ berechnen
2. In $|G_0(j\omega)|$ ω_π einsetzen und $|G_0(j\omega_\pi)|$ bestimmen
3. $K_R \cdot |G_0(j\omega_\pi)| = \frac{1}{K_{res}}$ oder wenn K_R schon in $|G_0(j\omega)|$ eingerechnet ist dann gilt $|G_0(j\omega_\pi)| = \frac{1}{K_{res}}$

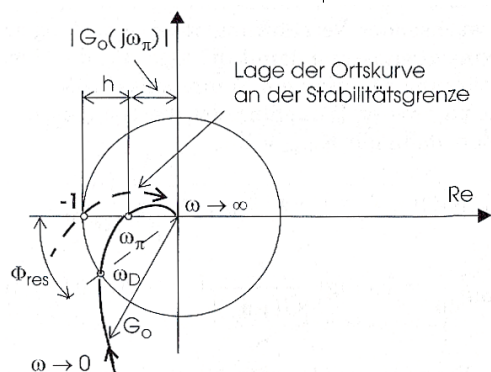


Einstellen nach Phasenreserve

1. $\arg(K_R \cdot G_0(j\omega)) = \arg(G_0(j\omega)) = -\pi + \phi_{res}$
2. $|G_0(j\omega_D)|$ bestimmen ω_D einsetzen
3. $|K_R \cdot G_0(j\omega_D)| = 1$

1.5 Phasenreserve und Verstärkungsreserve S128

$K_R K_{Res} = K_{R\pi}$	K_R	Reglerverstärkung ($K_R < K_{R\pi} \rightarrow$ Regelung stabil, $K_R > K_{R\pi} \rightarrow$ Regelung instabil)
$K_{Res} = \frac{1}{ G_o(j\omega_\pi) }$	K_{Res}	Verstärkungsreserve mit Regler (Amplitudenres., gain margin) ≥ 4 (praktisch)
$K_{R\pi} = K_R \cdot \frac{1}{ G_o(j\omega_\pi) }$	$K_{R\pi}$	kritische Verstärkung (Verstärkung ohne Regler)
$\arg G_o(\omega_D) = -\pi + \Phi_{res}$	ω_π	Phasenschnittfrequenz
$ G_o(j\omega_D) = 1$	ω_D	Durchtrittsfrequenz
$\arg G_o(\omega_\pi) = -\pi$	Φ_{res}	Phasenreserve (phase margin) $\Rightarrow 45^\circ \leq \Phi_{res} \leq 70^\circ$



1.5.1 Vorgehen beim Einstellen von P-Regler S133

Geg: Φ_{res}

1. Mit $\arg G_o(\omega_D) = -\pi + \Phi_{res} \rightarrow$ Durchtrittsfrequenz bestimmen.
2. Mit $|G_o(j\omega_D)| = 1 \rightarrow$ Nach K_R auflösen

Geg: K_{Res}

- $K_R = \frac{1}{K_{Res} \cdot |G(j\omega_\pi)|}$, wobei bei $|G(j\omega_\pi)| \rightarrow K_R = 1$ gewählt.

1.6 Sprungantwort und Stabilität S135

1.6.1 Stabilitätssatz für ein geschlossenes System 2. Ordnung S137

Ein System 2. Ordnung ist genau dann stabil, wenn **alle** Koeffizienten der homogenen Dgl. positiv und ungleich 0 sind.

$$\ddot{y} + a_1 \dot{y} + a_0 y = F(u)$$

Für $a_0 = 0$ und $a_1 > 0$ enthält der Prozess ein reines I-Glied und ist somit ein Prozess ohne Ausgleich.

Bei LTI-Systemen höherer Ordnung genügt dieser Satz nicht. Er ist jedoch notwendig, daher müssen alle Koeffizienten vorhanden und positiv sein. Jedoch ist dies nicht hinreichend!

1.6.2 Stabilitätssatz für die Sprungantwort

Ein LTI-System ist genau dann stabil, wenn die Sprungantwort einem konstantem Wert zustrebt.

1.7 Alternative Stabilitätskriterien

1.7.1 Vorzeichenregel

Vorzeichenregel
Eine notwendige Stabilitätsbedingung für das charakteristische Polynom
$a_n \lambda^n + a_{n-1} \lambda^{n-1} + \dots + a_2 \lambda^2 + a_1 \lambda + a_0 \quad (97)$
besteht darin, dass alle Koeffizienten $a_0 \dots a_n$ dasselbe Vorzeichen haben.
▼ Bei Systemen erster und zweiter Ordnung ist die Vorzeichenregel auch hinreichend für die Stabilität. ▼

1.8 Umrechnungstabelle Bode S131 Bsp. S135

K	K_{dB}	K	K_{dB}
100	40 dB	3	≈ 10 dB (9.54...)
10	20 dB	2	≈ 6 dB (6.02...)
1	0 dB	$\sqrt{2}=1.414\dots$	≈ 3 dB (3.01...)
0.1	-20 dB	$\frac{1}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{1}{2}} = 0.707\dots$	≈ -3 dB (-3.01...)
0.01	-40 dB		

- $|G(j\omega)|_{dB} = 20 \cdot \log_{10} |G(j\omega)|$

Bei Serieschaltungen werden die Frequenzgänge der einzelnen Komponenten multipliziert:

$$G(j\omega) = G_{Sensor}(j\omega) \cdot G_{Prozess}(j\omega) \cdot G_{Aktor}(j\omega) \cdot G_{Regler}(j\omega).$$

Damit ergibt sich (leicht abgekürzt):

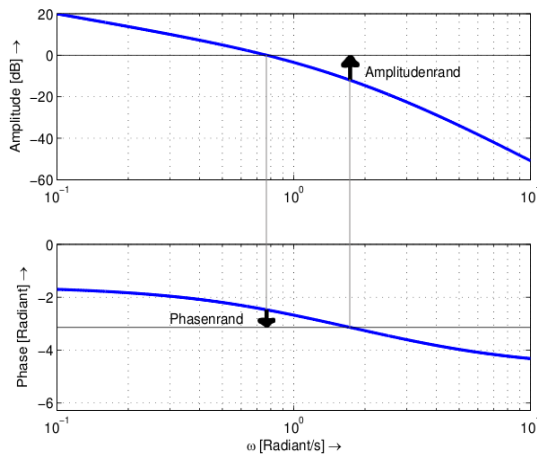
$$|G(j\omega)| = |G_S(j\omega)| \cdot |G_P(j\omega)| \cdot |G_A(j\omega)| \cdot |G_R(j\omega)| \quad (91)$$

$$\angle G(j\omega) = \angle G_S(j\omega) + \angle G_P(j\omega) + \angle G_A(j\omega) + \angle G_R(j\omega) \quad (92)$$

Durch das Logarithmieren der Beträge wird bei der Verstärkung aus der Multiplikation eine Addition:

- $|G(j\omega)|_{dB} = |G_S(j\omega)|_{dB} + |G_P(j\omega)|_{dB} + |G_A(j\omega)|_{dB} + |G_R(j\omega)|_{dB} \quad (93)$

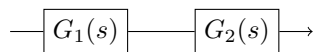
1.9 Graphisch Phasen-/Verstärkungsreserve



Phasen-/Verstärkungsreserve = Phasen-/Amplitudenrand

2 Frequenzgang Zusammensetzer Glieder S113

2.1 Serielle Systeme S119

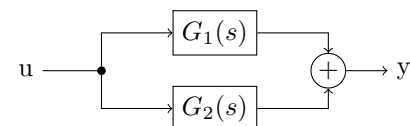


$$G(j\omega) = G_1(j\omega) \cdot G_2(j\omega)$$

$$\underline{Y} = G_1(j\omega) \cdot G_2(j\omega) \cdot \underline{U}$$

Verstärkungen Multiplizieren,
Phasenverschiebungen addieren

2.2 Parallele Systeme S122

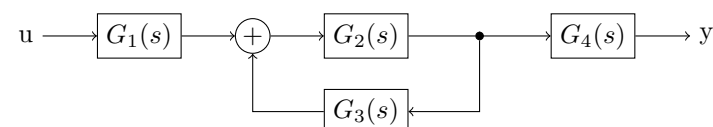


$$G(j\omega) = G_1(j\omega) + G_2(j\omega)$$

$$\underline{Y} = (G_1(j\omega) + G_2(j\omega)) \cdot \underline{U}(j\omega)$$

Addition von Real und Imaginärteil

2.4 Komplexeres Beispiel



$$G(j\omega) = G_1(j\omega) \cdot \frac{G_2(j\omega)}{1 - G_2(j\omega) \cdot G_3(j\omega)} \cdot G_4(j\omega)$$

3 PID-Regler S142

3.1 P-Regler - Stationärer Zustand S155

Beim einfachsten linearen Regler, dem P-Typ, besteht ein proportionaler Zusammenhang zwischen Fehler e und Stellgrösse u . Der P-Regler reagiert schnell, kann aber den Sprungfehler nicht vollständig eliminieren. Er hat einen stationären Fehler. Eine zu hohe Verstärkung K_R führt zu Rauschen.

3.2 I-Regler S160

Der reine I-Regler ist allgemein ungünstig, weil er relativ langsam arbeitet und die Stabilität schwächt. Ist aber die Regelstrecke nur erster Ordnung erzielt man gute Ergebnisse mit dem I-Regler.

Der I-Regler neigt zum Schwingen.

Bei sprungförmigen Signalen, d.h. für Festwertregelungen hat der I-Regler keinen Fehler!

3.3 PT₂-Glied S163

3.3.1 Parameter der Sprungantwort

$y_{\infty} = A \cdot K$
$T_{\omega} = 2T_m = \frac{2\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} = \frac{2\pi}{\omega}$
$\varepsilon = \frac{\Delta y}{y_{\infty}}$
$T_e = \frac{\ln(\varepsilon \sqrt{1-\zeta^2})}{-\omega_n \cdot \zeta} = \frac{1}{\sigma} \ln\left(\frac{\varepsilon \omega}{\omega_n}\right)$
$T_m = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} = \frac{\pi}{\omega}$
$y_m = y_{\infty} \cdot e^{\frac{-\pi \cdot \zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$
$\omega = \frac{1}{T} \sqrt{1-\zeta^2} = \omega_n \sqrt{1-\zeta^2} = \frac{2\pi}{T_{\omega}} = 2\pi f$
$\omega_n = \frac{1}{T}$
$T_a = \frac{\pi - \arccos(\zeta)}{\omega_n \cdot \sqrt{1-\zeta^2}}$
$\sigma = -\frac{\zeta}{T} = -\zeta \omega_n$
$\delta = \ln\left(\frac{y_i}{y_{i+1}}\right) = \frac{2\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}$

y_{∞} : Endwert

T_{ω} : Schwingungsdauer

ε : Verhältnis von Überschwinger nach T_e zum Endwert

Δy : Toleranzbereich der Amplitude nach T_e

T_e : Einschwingzeit

T_m : Überschwingungsdauer

y_m : Überschwingweite

ω : Kreisfrequenz

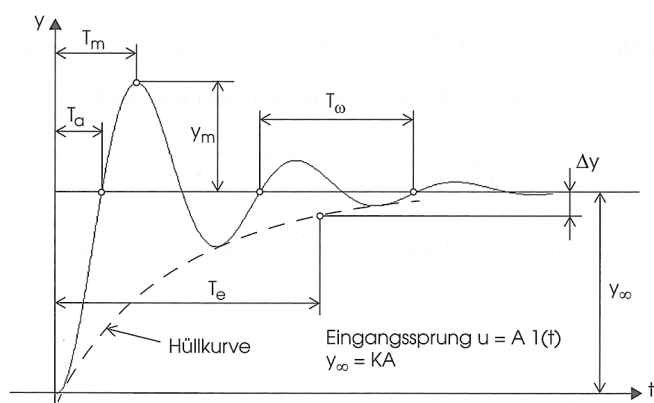
ω_n : Kennkreisfrequenz

T_a : Anschwingzeit/Anregelzeit

ζ : Dämpfungskonstante

δ : Logarithmisches Dekrement

3.3.2 Sprungantwort



3.3.3 Dämpfung

Optimal bei $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ ($\Psi = 45^\circ$). Dabei erreicht die Regelgrösse y nach 4.3% Überschwingen rasch den Endwert.

3.3.4 Berechnung ζ

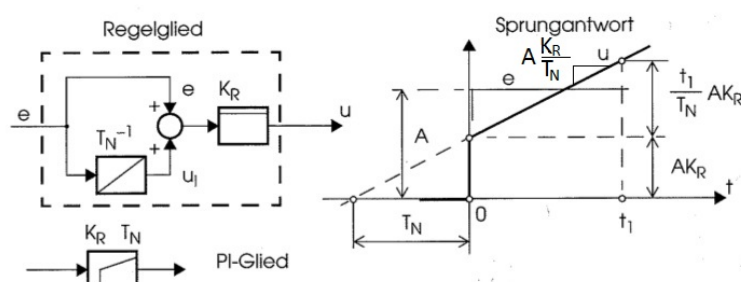
Aus DGL $\ddot{y} + a_1 \dot{y} + a_0 y = \dots$ folgt $a_1 = 2\zeta \omega_n$, $a_0 = \omega_n^2$
 $\Rightarrow \zeta = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0}}$

Mittels Überschwingweite kann ζ ebenfalls berechnet werden

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{c}{y_{\infty}}\right)^2}} \quad c = \ln\left(\frac{y_m}{y_{\infty}}\right) \quad y_m: \text{Überschwingweite}$$

Weitere Formeln in der LTI-Grundglieder Tabelle

3.4 PI-Regler S174



$$u(t) = A \cdot K_R \left(1 + \frac{t}{T_N}\right), \text{ wenn } e(t) = A \cdot 1(t)$$

$$G(j\omega) = K_R \frac{1 + j\omega T_N}{j\omega T_N}$$

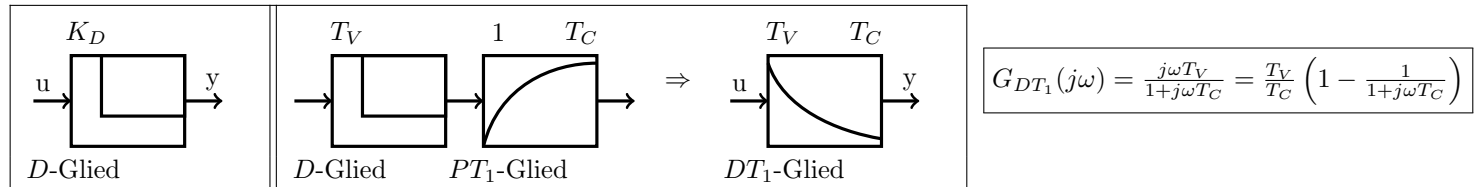
$$\arg(G(j\omega)) = \arctan(\omega T_N) - \frac{\pi}{2}$$

$$|G(j\omega)| = \frac{K_R \sqrt{1 + (\omega T_N)^2}}{\omega T_N}$$

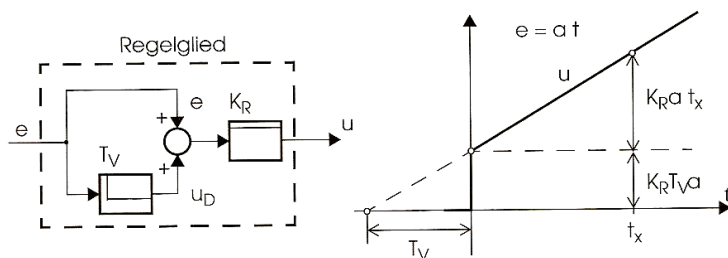
3.5 D-Glied / DT₁-Glied S179/183

Der Differenzierer erzeugt ein Korrektursignal im voraus. Nachteilig ist, wenn die Regelgrösse verrauscht ist, dann werden die hochfrequenten Störsignale durch die Ableitung verstärkt.

Ein LTI-System, welches ohne D-Glied darstellbar ist, gegebenenfalls durch Umformung des Blockdiagramms, heisst realisierbar. In der Realität wird meistens kein reines D-Glied sondern ein DT₁-Glied verwendet:



3.6 PD-Regler S187/383



Rampenantwort: $u(t) = K_R a t + K_R T_V a$, wenn $e(t) = a \cdot t$

Der PD-Regler entspricht dem inversen PT₁-Glied. Meistens wird jedoch der PDT₁ Regler verwendet.

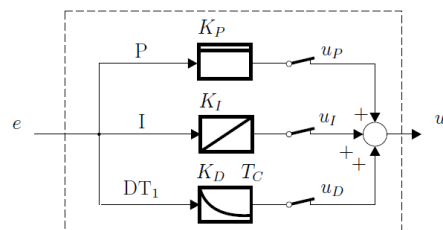
Sprungantwort: $u(t) = K_R \left(1 + \frac{T_V}{T_C} \cdot e^{-\frac{t}{T_C}}\right)$,
wenn $e(t) = 1(t)$

$$G_{PDT_1}(j\omega) = K_R \frac{1 + j\omega(\tilde{T}_V + T_C)}{1 + j\omega T_C} \quad \tilde{T}_V + T_C = T_1 > T_2 = T_C$$

3.7 PID-Regler S144

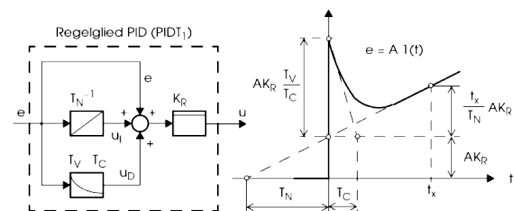
Das Zusammenspiel der drei Pfade kann so charakterisiert werden: der P-Anteil hängt vom aktuellen Fehler (Gegenwart) ab, der I-Anteil vom akkumulierten Fehler (Vergangenheit) und der D-Anteil vom Trend des Fehlers (Zukunft).

paralleler Form



$$G_{PIDT_1}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D \frac{s}{1+sT_C}$$

additive Form (Parallelschaltung) S144

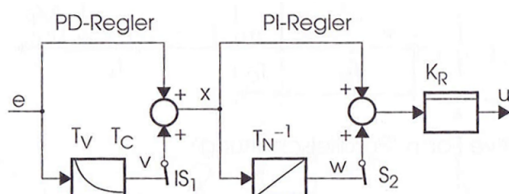


$$G_{PIDT_1}(s) = K_R \left(1 + \frac{1}{sT_N} + \frac{sT_V}{1+sT_C}\right)$$

$e(t) = 1(t) \rightarrow u(t) = K_R \left(1 + \frac{t}{T_N} + \frac{T_V}{T_C} e^{-\frac{t}{T_C}}\right)$

$$K_R = K_P; T_N = \frac{K_P}{K_I}; T_V = \frac{K_D}{K_P}; K_I = \frac{K_R}{T_N}; K_D = K_R T_V$$

multiplikative Form (Serienschaltung) S145



$$G_{PIDT_1}(s) = \tilde{K}_R \left[1 + \frac{\tilde{T}_V}{T_N} + \frac{1}{j\omega T_N} + \frac{j\omega \tilde{T}_V}{1+j\omega T_C} \left(1 - \frac{T_C}{T_N}\right)\right]$$

$$e(t) = 1(t) \rightarrow u(t) = K_R \left[1 + \frac{T_V}{T_N} + \frac{t}{T_N} + \left(\frac{T_V}{T_C} - \frac{T_V}{T_N}\right) e^{-\frac{t}{T_C}}\right]$$

$$K_R = \tilde{K}_R \left[1 + \frac{\tilde{T}_V}{T_N}\right]; T_N = \tilde{T}_N + \tilde{T}_V; T_V = \tilde{T}_V \cdot \frac{\tilde{T}_N - \tilde{T}_C}{\tilde{T}_N + \tilde{T}_V}$$

Praktisch ist: $T_N \leq T_V > T_C$

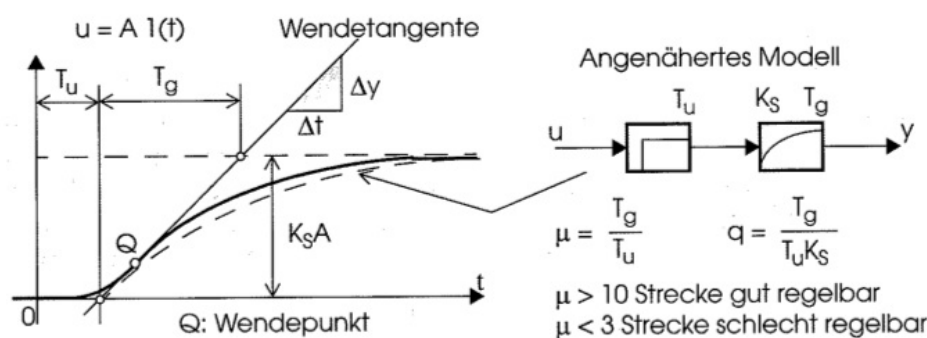
3.8 Empirische Einstellregeln S162

UTF des angenäherten Modells:

$$G_0(j\omega) = \frac{K_s}{1+j\omega T_g} e^{-j\omega T_u}$$

Für den entwerfenden Regler wird die additive Struktur verwendet:

$$G_R(j\omega) = K_R \cdot \left(1 + \frac{1}{j\omega T_N} + j\omega T_V\right)$$



Reglereinstellung nach Chien-Hrones-Reswick						Reglereinstellung nach Ziegler-Nichols	
$q = \frac{T_g}{T_u K_s} \quad \mu = \frac{T_g}{T_u}$ wenn $\mu \begin{cases} > 10 \rightarrow \text{Strecke gut regelbar} \\ < 3 \rightarrow \text{Strecke schlecht regelbar} \end{cases}$						$q = \frac{T_g}{T_u K_s}$	$K_{RES} \quad T_\pi = \frac{2\pi}{\omega_\pi}$
Regler	Reglerparameter	Führungsverhalten y_m : Überspringen		Störverhalten		Sprungantwort	Stabilitätsgrenze
		kein y_m	$\frac{y_m}{y_\infty} = 20\%$	kein a	$\frac{a}{b} = 20\%$		
P	K_R	$0.3q$	$0.7q$	$0.3q$	$0.7q$	q	$0.5K_{RES}$
PI	K_R	$0.35q$	$0.6q$	$0.6q$	$0.7q$	$0.9q$	$0.45K_{RES}$
	T_N	$1.17T_g$	$1T_g$	$4T_u$	$2.33T_u$	$3.33T_u$	$0.85T_\pi$
PID	K_R	$0.6q$	$0.95q$	$0.95q$	$1.2q$	$1.2q$	$0.60K_{RES}$
	T_N	$1T_g$	$1.36T_g$	$2.38T_u$	$2T_u$	$2T_u$	$0.50T_\pi$
	T_V	$0.5T_u$	$0.47T_u$	$0.42T_u$	$0.42T_u$	$0.5T_u$	$0.125T_\pi$

$$\Rightarrow T_C = T_V \frac{1}{4 \dots \text{bis } 50}$$

Empirisch Einstellregeln ergeben praktisch nicht immer das bestmögliche Zeitverhalten, sondern sie liefern eine erste Einstellung, welche experimentell noch verbessert werden kann.

Um Ausschläge im Stellsignal, welche durch die typische Reaktion eines DT_1 auf einen Sprung verursacht werden, zu verhindern, darf man die Führungsgrösse r nicht über den Differenzierer leiten. Dies wird mit der Reglerstruktur auf S. 194 erreicht.

3.9 Regeleinstellung durch Optimierung S165

Gütemass	Formel
Die Optimale Einstellung zu finden ist damit als Minimierungsproblem für J formuliert	$J(k_1, \dots, k_M) = \int_0^{T_{end}} e^2 dt$

3.10 Wind-Up S170

Definition: Der Fehler e am Integratoreingang bleibt konstant, sodass dessen Ausgangssignal ständig zunimmt.

Folge: Einerseits ein konstanter Fehler und andererseits eine verzögert reagierende und damit stark überschwingende Regelgrösse y .

Ursachen für Wind-Up:

- I-Anteil
- Sättigung am Regler Ausgang
- $e(t)$ über „längere Zeit“ $\neq 0$ ist.

Anti-Wind-Up:

- Integration beschränken
- Siehe Bsp. Seite 171

4 Diverses

4.1 Von $G(s)$ zur DGL

- $G(s)$ als Bruch aufschreiben.
- Zähler = Eingang (u) Nenner = Ausgang (y)
- $j\omega = \dot{y}$ $(j\omega)^2 = \ddot{y}$...
- Gleiches gilt für den Zähler mit u !

Beispiel: $G(s) = \frac{K(j\omega T + 1)}{(j\omega)^2 T_N + j\omega T_N(1 + K_R) + K_R}$

DGL: $T_N \ddot{y} + T_N(1 + K_R) \dot{y} + K_R y = K(T \dot{u} + u)$

4.2 Zeigerdiagramme

Soll zu einem gegebenen Blockschaltbild (oder einer gegebenen Funktion) das Zeigerdiagramm erstellt werden, werden die **Beträge** der Elemente **multipliziert** und die **Winkel** ($\arg()$) **addiert**. Die Werte für die einzelnen Elemente sind der Tabelle in Kap 1.1 LTI- Grundglieder zu entnehmen.

4.3 Störgrössenaufschaltung S172

Bei der Störgrössenaufschaltung wird auch die Hauptstörung (Last) gemessen und verarbeitet.

Merkmale:

- Hauptstörung wird früher erkannt, was die Regelgeschwindigkeit stark verbessert.
- Für die Genauigkeit sorgt weiterhin der Regelkreis. Weitere Störungen werden damit auskorrigiert.
- Das Führungsverhalten wird durch die Störgrössenaufschaltung nicht beeinflusst. Somit auch nicht die Stabilität der Regelung.
- Die Zeitverzögerung zwischen Störort und Aufschaltort soll gering sein.

4.4 Kaskadenregelung S173

Die Kaskadenregelung besitzt einen oder mehrere unterlagerte Regelkreise.

- Die Hauptstörung, welche oft am Anfang der Strecke angreift, wird rascher erkannt und kann schneller auskorrigiert werden.
- Die Dynamik wird verbessert.
- Die positiven Nebenwirkungen der inneren Regelung, wie Linearisierung der Strecke und Reduktion der Parameterempfindlichkeit, sind erwünscht.
- Die Kaskadenregelung vereinfacht die Regler und erleichtert ihre Einstellung.

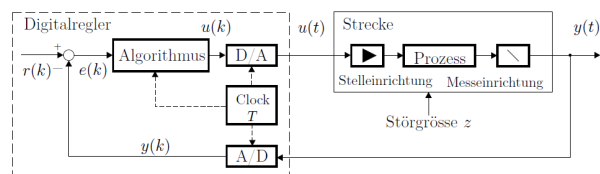
4.5 Implementierung von Reglern S175 / S178 / Bsp. S180

Analoge Regler	Mögliche Struktur
$G_R(j\omega) = \frac{U(j\omega)}{E(j\omega)} = \frac{b_m(j\omega)^m + b_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + b_1 j\omega + b_0}{(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + a_1 j\omega + a_0}, \quad (m \leq n)$	

4.6 diskreter PID S181

Grundaufgaben eines diskreten PID:

- Erfassen der Regelgrösse über die Messeinrichtung (AD-Wandlung) (Wahl der Abtastzeit T)
- Fehler bestimmen durch Vergleich
- Korrektur berechnen
- Korrektur am Prozess über die Steleinrichtung vornehmen (DA-Wandlung)
- Sättigung und Quantisierung der Wandler



4.7 Approximation des Bode-Diagramms

Pole	UTF $H(s)$	Amplitude $ H(s) $	Phase $\angle(H(s))$
Keine, konstanter Faktor	$\alpha e^{j\beta}$	 Konstant: $20 \log \alpha$	 Konstant: β
Pol im Ursprung	$\frac{\alpha}{s}$	 Lineare Steigung: -20dB/Dek. 0dB bei $\omega = \alpha$	 Konstant: $-\frac{\pi}{2}$
Nullstelle im Ursprung	αs	 Lineare Steigung: $+20\text{dB/Dek.}$ 0dB bei $\omega = \frac{1}{\alpha}$	 Konstant: $+\frac{\pi}{2}$
Reeller Pol	$\frac{1}{s+\alpha}$	 $\omega < \alpha$: Konstant $-20 \log \alpha$ $\omega > \alpha$: -20dB/Dek.	 $\omega < \frac{\alpha}{10}$: Konstant 0 $\omega > 10\alpha$: Konstant $-\frac{\pi}{2}$
Reeller Pol	$\frac{\alpha}{s+\alpha}$	 $\omega < \alpha$: Konstant 0dB $\omega > \alpha$: -20dB/Dek. ($\omega_r = \alpha$)	 $\omega < \frac{\alpha}{10}$: Konstant 0 $\omega > 10\alpha$: Konstant $-\frac{\pi}{2}$
Reelle Nullstelle	$s + \alpha$	 $\omega < \alpha$: Konstant $20 \log \alpha$ $\omega > \alpha$: $+20\text{dB/Dek.}$	 $\omega < \frac{\alpha}{10}$: Konstant 0 $\omega > 10\alpha$: Konstant $+\frac{\pi}{2}$
Reelle Nullstelle	$\frac{s+\alpha}{\alpha}$	 $\omega < \alpha$: Konstant 0dB $\omega > \alpha$: $+20\text{dB/Dek.}$	 $\omega < \frac{\alpha}{10}$: Konstant 0 $\omega > 10\alpha$: Konstant $+\frac{\pi}{2}$
Konjugiert-komplexe Pole für $ q_p > 1/2$	$\frac{1}{s^2 + s\frac{\omega_p}{q_p} + \omega_p^2}$	 $\omega < \omega_p$: Konstant $-40 \log \omega_p$ $\omega > \omega_p$: -40dB/Dek. Überhöhung: $\frac{\omega_p}{2}$ bis $2\omega_p$ Maximum: $-40 \log \omega_p + 20 \log q_p$ bei $\omega = \omega_p$	 $\omega < \frac{\omega_p}{10^{\frac{1}{2q_p}}}$: Konstant 0 $\omega > \omega_p 10^{\frac{1}{2q_p}}$: Konstant $-\pi$ $\omega = \omega_p$: $-\frac{\pi}{2}$
Konjugiert-komplexe Pole für $ q_p > 1/2$	$\frac{\omega_p^2}{s^2 + s\frac{\omega_p}{q_p} + \omega_p^2}$	 $\omega < \omega_p$: Konstant 0dB $\omega > \omega_p$: -40dB/Dek. Überhöhung: $\frac{\omega_p}{2}$ bis $2\omega_p$ Maximum: $20 \log q_p$ bei $\omega = \omega_p$	 $\omega < \frac{\omega_p}{10^{\frac{1}{2q_p}}}$: Konstant 0 $\omega > \omega_p 10^{\frac{1}{2q_p}}$: Konstant $-\pi$ $\omega = \omega_p$: $-\frac{\pi}{2}$
Konjugiert-komplexe Nullstellen für $ q_z > 1/2$	$s^2 + s\frac{\omega_z}{q_z} + \omega_z^2$ $\frac{s^2 + s\frac{\omega_z}{q_z} + \omega_z^2}{\omega_z^2}$	Analog zu den Konjugiert-komplexen Polen jedoch gespiegelt an der 0dB - / 0 -Grad-Linie.	
Serieschaltung von Systemen erfolgt durch Superposition der einzelnen Bode-Diagramme (Multiplikation von UTFs entspricht Addition im dB-Bereich). $\alpha, \beta \in \mathbf{R}$.			