

Regelungstechnik 2

FS 24 Prof. Dr. Lukas Ortmann

Autoren:

Simone Stitz, Laurin Heitzer

Version:

1.0.20240614

<https://github.com/P4ntomime/regelungstechnik-2>



Inhaltsverzeichnis

| | | | |
|---|----------|--|-----------|
| 1 Regelkreise aus LTI-Systemen (S. 105) | 2 | 7 Einstellen eines PID-Reglers | 6 |
| 1.1 Steuerung | 2 | 7.1 Vorgehensweisen zum Einstellen eines Reglers | 6 |
| 1.2 Regelung | 2 | 7.2 Pol-Nullstellenkürzung (S. 164) | 6 |
| 1.3 Stabilität eines Systems mit Rückkopplung | 2 | 7.3 Empirische Einstellregeln | 6 |
| 2 Frequenzgang (S. 114) | 2 | 7.4 Regler-Einstellung durch Optimierung (S. 167) | 7 |
| 2.1 Frequenzgang $G(j\omega)$ als komplexe Zahl | 2 | 8 Variationen / Erweiterungen zu PID-Reglern | 7 |
| 2.2 Frequenzgang der Grundglieder | 2 | 8.1 Modifizierter PID-Regler in Parallelform (S. 171) | 7 |
| 2.3 Darstellung mit Zeigern | 2 | 8.2 Glättung der Referenz (S. 171) | 7 |
| 2.4 Bestimmung des Frequenzgangs aus DGL | 2 | 8.3 Störgrössenaufschaltung (S. 174) | 7 |
| 2.5 Serieschaltung von LZI-Systemen | 3 | 8.4 Kaskadenregelung (S. 175) | 7 |
| 2.6 Parallelschaltung von LZI-Systemen | 3 | 8.5 Übertragungsfunktionen Kaskadenregelung | 7 |
| 2.7 Kreisschaltung (Gegenkopplung) von LZI-Systemen | 3 | 8.6 Wind-Up (Integratoren) (S. 172) | 7 |
| 2.8 Frequenzgang – Übertragungsfunktion (UTF) | 3 | 9 Fallstudie: Gleichstromantrieb | 8 |
| 3 Stabilität – Nyquistkriterium (S. 126) | 3 | 9.1 Modellierung (S. 53) | 8 |
| 3.1 Stabilität im Nyquist-Diagramm | 3 | 9.2 Gleichstromantrieb mit Steuerung (S. 148-149) | 8 |
| 3.2 Vereinfachtes Nyquistkriterium (S. 127-128) | 3 | 9.3 Gleichstromantrieb mit P-Regler (S. 149-150) | 8 |
| 3.3 Stabilitätsreserven | 3 | 9.4 Gleichstromantrieb mit I-Regler (S. 151-152) | 8 |
| 3.4 Stabilitätsreserven im Nyquistdiagramm (S. 129) | 4 | 9.5 Gleichstromantrieb mit PI-Regler (S. 152-154) | 8 |
| 3.5 Nyquistdiagramme mit MatLab | 4 | 9.6 Gleichstromantrieb mit PID / PD-Regler (S. 155) | 9 |
| 3.6 Vorgehen: Nyquistdiagramme zeichnen | 4 | 9.7 Gleichstromantrieb mit Totzeit mit PI-Regler (S. 157-159) | 9 |
| 4 Dezibel dB | 4 | 9.8 Gleichstromantrieb mit Totzeit mit PID-Regler (S. 160-162) | 9 |
| 4.1 Umrechnung Verstärkungsfaktor – Dezibel dB | 4 | 10 Implementierung analoger Regler | 9 |
| 4.2 dB–Umrechnungstabelle | 4 | 10.1 Struktur allgemeiner Frequenzgang eines Reglers | 9 |
| 5 Bode-Diagramm | 4 | 10.2 Grundsaltungen mit OpAmps | 9 |
| 5.1 Vorgehen: Bode-Diagramm zeichnen | 4 | 10.3 Varianten analoger PID-Schaltungen | 9 |
| 5.2 Modellbildung (UTF) mittels Frequenzmessung (S. 139) | 5 | 11 Implementierung digitaler Regler | 9 |
| 5.3 Stabilität im Bodediagramm (S. 140) | 5 | 11.1 Aufbau digitaler Regelkreis (S. 183) | 10 |
| 5.4 Bodediagramme mit Matlab | 5 | 11.2 Entwurfsverfahren (S. 186) | 10 |
| 5.5 Alternative Stabilitätskriterien – Vorzeichenregel (S. 142) | 5 | 11.3 Diskretisierung eines Reglers (S. 188) | 10 |
| 6 PID-Regler | 5 | 11.4 Vorgehen: Diskretisierung eines Reglers | 10 |
| 6.1 Strukturen und Frequenzgänge von PID-Reglern | 5 | 11.5 Code-Implementierung eines diskreten Reglers (S. 190) | 10 |
| 6.2 Matlab / Simulink | 6 | 12 Anhang | 10 |
| 6.3 PID-Regler im Frequenzgang | 6 | 12.1 Bodediagramm eines Integrators | 10 |
| 6.4 PID-Regler im Bodediagramm | 6 | 12.2 Bodediagramm eines Differenzierers | 10 |
| | | 12.3 z-Transformation | 11 |
| | | 12.4 Fourier- bzw. Laplace-Transformation | 11 |

1 Regelkreise aus LTI-Systemen (S. 105)

1.1 Steuerung



Eine Steuerung besitzt **keine Rückkopplung** und ist somit ein **offener Regelkreis**

$$y = \underbrace{KL \cdot r}_{\text{Sensitivität}} + \underbrace{K \cdot z}_{\text{Störung}}$$

1.2 Regelung



Eine Regelung besitzt eine **Gegenkopplung**

$$y = KH \cdot (r - y) + K \cdot z$$
$$y = \underbrace{\frac{KH}{1+KH} \cdot r}_{\text{Sensitivität}} + \underbrace{\frac{K}{1+KH} \cdot z}_{\text{Störungsunterdrückung}}$$

1.2.1 Störungsunterdrückung (S. 106)

Ein Regler ist vorteilhaft, um Störungen zu unterdrücken, denn für die Verstärkung H der Störung z gilt:

$$\lim_{H \rightarrow \infty} \frac{K}{1+KH} \cdot z = 0$$

⇒ Hat der Regler eine grosse Verstärkung H , so wird die Störung z unterdrückt

⇒ Bei einer Steuerung wird die Störung z nicht unterdrückt

1.2.2 Sensitivität (Empfindlichkeit) (S. 106)

Für die Sensitivität eines Reglers gilt:

$$\lim_{H \rightarrow \infty} \frac{KH}{1+KH} \cdot r = 1$$

⇒ Hat der Regler eine grosse Verstärkung H , so ist $y \approx r$ (Ausgang ≈ Sollwert)

⇒ Bei einer Steuerung muss $H = \frac{1}{L}$ sein, damit $y \approx r$

1.2.3 Stabilitätsproblem (S. 109-110)

Sobald ein offener Regelkreis (Steuerung) geschlossen wird, muss darauf geachtet werden, dass das System stabil ist.

1.3 Stabilität eines Systems mit Rückkopplung

| | | |
|------------------|-----------------------|---------------------------------------|
| (asympt.) stabil | Verstärkung $ V < 1$ | System schwingt nicht |
| grenzstabil | Verstärkung $V = -1$ | System schwingt mit konstanter Ampl. |
| instabil | Verstärkung $ V > 1$ | System schwingt mit zunehmender Ampl. |

1.3.1 Berechnung Grenzstabilität (S. 111)

Für Grenzstabilität muss für die Verstärkung des Systems gelten: $V = -1$

Beispiel: Grenzstabilität System aus I-Glied und Totzeitglied



Es muss gelten: $y(t) = -e(t)$ unter der Annahme, dass $e(t) = A \cdot \cos(\omega t)$

$$x(t) = K \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau + x_0 = K \cdot \int_0^t A \cdot \cos(\omega \tau) d\tau + x_0 = K \frac{A}{\omega} \sin(\omega \tau) \Big|_0^t + x_0$$
$$= \frac{KA}{\omega} \sin(\omega t) + \underbrace{x_0}_0$$

$$y(t) = x(t - T_t) = \frac{KA}{\omega} \sin(\omega(t - T_t)) = \frac{KA}{\omega} \cos(\omega(t - T_t) - \frac{\pi}{2})$$

Koeffizientenvergleich:

$$\underbrace{\frac{KA}{\omega} \cos(\omega t - \omega T_t - \frac{\pi}{2})}_{y(t)} = -A \cos(\omega t) = \underbrace{A \cdot \cos(\omega t - \pi)}_{-e(t)}$$

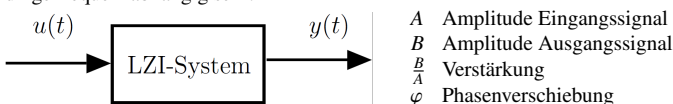
⇒ Wenn der Regler die Verstärkung K hat ist das System grenzstabil und das System schwingt für alle Zeit mit der Frequenz ω

⇒ Die Verstärkung K muss vermieden werden!

2 Frequenzgang (S. 114)

Wird ein Sinus-Signal $u(t)$ in ein LZI-System gegeben, so ist das Ausgangssignal $y(t)$ wieder sinusförmig. Dabei ändern sich meist die **Amplitude** und die **Phase**. Die **Frequenz** hingegen bleibt **gleich**.

Die Amplitude und die Frequenz des Ausgangssignals (bzw. deren Änderung) kann allerdings frequenzabhängig sein!



| | |
|---------------|--------------------------|
| A | Amplitude Eingangssignal |
| B | Amplitude Ausgangssignal |
| $\frac{B}{A}$ | Verstärkung |
| φ | Phasenverschiebung |

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

Transiente

Die Transiente beschreibt den Vorgang, bis der eingeschwungene Zustand (**steady state**) erreicht ist. In der Praxis betrachtet man häufig $t = 5\tau$ als Ende des Einschwingvorgangs
⇒ **Uns interessiert nur der der steady state!**

Darstellung des Frequenzgangs

Der Frequenzgang kann mittels folgenden Diagrammen dargestellt werden:

- Nyquist-Plot (Ortskurve)
- Bode-Plot
- Zeiger-Diagramm

2.1 Frequenzgang $G(j\omega)$ als komplexe Zahl (S. 116)

$$G(j\omega) = |G(j\omega)| \cdot e^{j\angle G(j\omega)} = \frac{B}{A} \cdot e^{j\varphi}$$

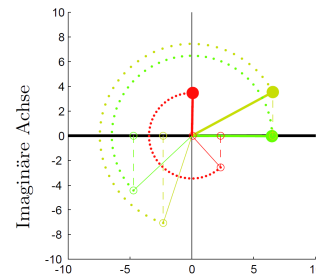
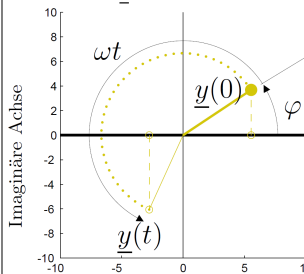
2.2 Frequenzgang der Grundglieder

| P-Glied | I-Glied | PT ₁ -Glied | T _t -Glied |
|-----------------------------|---|--|---------------------------------------|
| | | | |
| $y(t) = Ku(t)$ | $\dot{y}(t) = Ku(t)$ | $T\dot{y}(t) + y(t) = Ku(t)$ | $y(t) = u(t - T_t)$ |
| $G(j\omega) = K$ | $G(j\omega) = \frac{K}{j\omega}$ | $G(j\omega) = \frac{K}{1+j\omega T}$ | $G(j\omega) = e^{-j\omega T_t}$ |
| $ G = K$ $\angle G = 0$ | $ G = \frac{K}{\omega}$ $\angle G = -\frac{\pi}{2}$ | $ G = \frac{K}{\sqrt{1+(\omega T)^2}}$ $\angle G = -\arctan(\omega T)$ | $ G = 1$ $\angle G = -\omega T_t$ |
| | | | |

⇒ Zusammengesetzte Grundglieder: siehe Skript S. 204-208

2.3 Darstellung mit Zeigern

Im Frequenzbereich kann ein Signal **bei einer bestimmten Frequenz** als Zeigerdiagramm dargestellt werden. Dabei wird das Signal $y(t)$ als Zeiger \underline{Y} zur Zeit $t = 0$ dargestellt, welcher anschliessend mit Frequenz $\omega = 2\pi f$ rotiert. Das zeitliche Signal $y(t)$ entspricht dem **Realteil** von $\underline{y}(t)$



2.3.1 Komplexe Amplitude \underline{Y}

$$\underline{y}(t) = B \cdot [\cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega t + \varphi)]$$
$$= B \cdot e^{j(\omega t + \varphi)} = B \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega t}$$
$$= \underline{Y} \cdot e^{j\omega t}$$

Die in der Gleichung vorkommenden Grössen sind definiert als

$|\underline{y}(t)| = B$ Maximale Amplitude des Ausgangssignals

$\text{Re}(\underline{y}(t)) = y(t)$ Ausgangssignal (zeitlich)

$\underline{y}(0) = \underline{Y}$ Anfangszeiger (komplexe Amplitude)

2.3.2 Ableitung / Integral im Frequenzbereich

$$\underline{\dot{y}}(t) = \underline{Y} \cdot j\omega \cdot e^{j\omega t}$$

$$\int y(t) dt = \frac{Y}{j\omega} \cdot e^{j\omega t}$$

2.4 Bestimmung des Frequenzgangs aus DGL

- DGL des Systems in Frequenzbereich transformieren
- Geeignet umformen: $G(j\omega) = \frac{Y}{U}$
- Falls gewünscht: Amplitude $|G(j\omega)|$ und Phase φ bestimmen

Beispiel: PT₁ Glied

$$T\dot{y} + y(t) = Ku(t) \quad \xrightarrow{\text{Frequenzbereich}} \quad T \cdot j\omega \cdot \underline{Y} + \underline{Y} = [j\omega T + 1] \cdot \underline{Y} = K \underline{U}$$

$$\frac{\underline{Y}}{\underline{U}} = \frac{K}{j\omega T + 1} = G(j\omega)$$

$$|G(j\omega)| = \frac{|\underline{Y}|}{|\underline{U}|} = \frac{K}{\sqrt{(\omega T)^2 + 1}} \quad \varphi = \frac{K}{1 + (\omega T)^2} - j \frac{K\omega T}{1 + (\omega T)^2} + \pi$$

2.4.1 Allgemeiner Fall

$$a_n y(t)^{(n)} + \dots + a_1 \dot{y}(t) + a_0 y(t) = b_m u(t)^{(m)} + \dots + b_1 \dot{u}(t) + b_0 u(t)$$

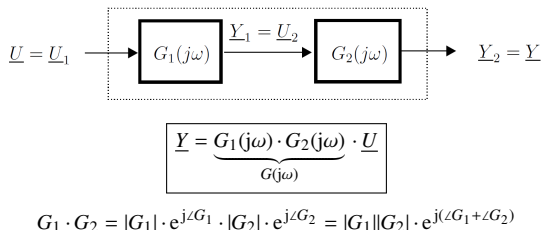
$$a_n (j\omega)^n \cdot \underline{Y} + \dots + a_1 j\omega \cdot \underline{Y} + a_0 \underline{Y} = b_m (j\omega)^m \cdot \underline{U} + \dots + b_1 j\omega \cdot \underline{U} + b_0 \underline{U}$$

$$\frac{\underline{Y}}{\underline{U}} = \frac{b_m (j\omega)^m + \dots + b_1 j\omega + b_0}{a_n (j\omega)^n + \dots + a_1 j\omega + a_0} = G(j\omega)$$

$$|G(j\omega)| = \frac{|\underline{Y}|}{|\underline{U}|} = \frac{|b_m (j\omega)^m + \dots + b_1 j\omega + b_0|}{|a_n (j\omega)^n + \dots + a_1 j\omega + a_0|}$$

$$\varphi = \angle G(j\omega) = \arctan \left(\frac{\text{Im}\{G(j\omega)\}}{\text{Re}\{G(j\omega)\}} \right) (+\pi)$$

2.5 Serieschaltung von LZI-Systemen



2.6 Parallelschaltung von LZI-Systemen



2.7 Kreisschaltung (Gegenkopplung) von LZI-Systemen



2.7.1 Vorgehen Frequenzgang ermitteln

1. Gleichung zum Blockdiagramm aufstellen
2. Nach \underline{Y} umformen

2.8 Frequenzgang – Übertragungsfunktion (UTF)

Der Frequenzgang $G(j\omega)$ und die Übertragungsfunktion $G(s)$ mit $s = \sigma + j\omega$ hängen folgendermassen zusammen:

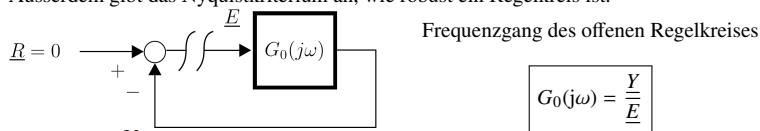
$$G(j\omega) = G(s) \Big|_{s=j\omega}$$

2.8.1 Übersicht Darstellungsformen



3 Stabilität – Nyquistkriterium (S. 126)

Die Stabilität eines Regelkreises kann mit dem Nyquistkriterium viel einfacher betrachtet werden. Dafür wird der **Frequenzgang $G_0(j\omega)$ des offenen Regelkreises** betrachtet. Ausserdem gibt das Nyquistkriterium an, wie robust ein Regelkreis ist.



Beispiel: Kreisschaltung mit mehreren Blöcken

Folgendes System besitzt ein Eingangssignal R und vier Ausgangssignale \underline{Y} . Es sollen der Frequenzgang des offenen Regelkreises $G_0(j\omega)$, sowie ausgewählte UTFs des Systems beschrieben werden.



Hinweis: Die Stabilität des Systems ist **unabhängig von der Reihenfolge der Teilsysteme** $G_i(j\omega)$, da die Stabilität durch den Nenner (bzw. die Polstellen) beschrieben wird.

3.1 Stabilität im Nyquist-Diagramm

Gedankenexperiment: Ein offener Regelkreis mit $G_0(j\omega)$ (gemäss Abschnitt 3) wird um eine veränderbare Verstärkung K ergänzt.

3.1.1 Stabilität

Wähle $K = K_0$, sodass sich die Ortskurve immer innerhalb des Einheitskreises befindet.

- Befindet sich die Ortskurve eines Systems immer **innerhalb des Einheitskreises**, so ist der offene Regelkreis stabil.
⇒ Daraus folgt, dass auch der geschlossene Regelkreis stabil sein muss.
- Führungsübertragungsfunktion für $K \ll K_0$:
 $G_f(j\omega) = \frac{K \cdot G_0(j\omega)}{1 + K \cdot G_0(j\omega)} \approx K \cdot G_0(j\omega)$

3.1.2 Grenzstabilität

Wähle $K = K_{\text{krit}} > K_0$, sodass die Ortskurve den Punkt -1 schneidet.

- Ortskurve des offenen Regelkreises $G_0(j\omega)$ verläuft **durch den Punkt -1** ,
- Die Frequenz ω_π , für die $G_0(j\omega_\pi) = -1 = e^{-\pi}$ heisst **kritische Frequenz**. Mit dieser kritischen Frequenz schwingt das System.
- Die Führungsübertragungsfunktion $G_f(j\omega) = \frac{K \cdot G_0(j\omega)}{1 + K \cdot G_0(j\omega)}$ wird bei der kritischen Frequenz zu $G_f(j\omega_\pi) = \frac{-1}{1-1} = -\infty \Rightarrow$ Grenzstabilität

3.1.3 Instabilität

Wähle $K > K_{\text{krit}}$

- Ortskurve verläuft nicht mehr durch den Punkt -1
- Das System ist instabil

3.2 Vereinfachtes Nyquistkriterium (S. 127-128)

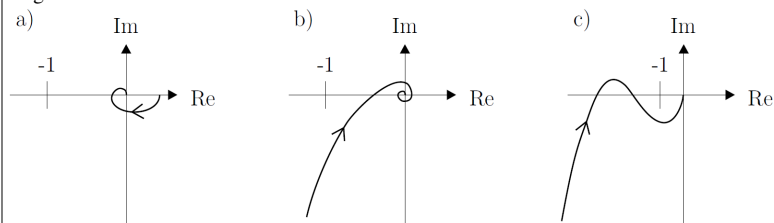
Idee: Informationen über den **offenen Regelkreis** verwenden, um die **Stabilität des geschlossenen Regelkreises** zu beurteilen

3.2.1 Vereinfachtes Nyquistkriterium

- Gemäss Abschnitt 3 wird $G_0 = \prod_i G_i$ gebildet aus den seriegeschalteten Teilsystemen des offenen Regelkreises (⇒ **Produkt aller G_i im Feedback-Loop**)
- G_0 muss dabei einem **Prozess mit Ausgleich (stabilen Prozess)** entsprechen; zusätzlich **dürfen** noch einer oder zwei Integratoren seriegeschaltet sein
Mit Polen formuliert: Bei G_0 sind maximal zwei Pole bei Null erlaubt; alle weiteren Pole müssen in der linken Halbebene liegen
- Damit der geschlossene Regelkreis stabil ist, muss der kritische Punkt -1 **links** der Nyquistkurve von G_0 liegen, wenn diese in Richtung zunehmender Frequenz durchlaufen wird ($\omega = 0 \dots \infty$) ⇒ **'links der Kurve': Man befindet sich auf der Kurve und 'schaut' nach links und muss den Punkt -1 'sehen'**

Beispiel: Ortskurven stabiler Systeme (S. 128)

Achtung: Damit die Stabilität der gezeigten Systeme beurteilt werden kann, muss sichergestellt werden, dass auch die ersten beiden Punkte des vereinfachten Nyquistkriteriums eingehalten werden!



3.3 Stabilitätsreserven

Wir möchten nicht nur Stabilität, sondern auch eine gewisse Stabilitätsreserve, um z.B. auch bei einem ungenau modellierten Prozess oder einer sich ändernden Regelstrecke noch einen stabilen Regelkreis zu gewährleisten.

- **Auch ein stabiler Regelkreis kann sehr lange (ein)schwingen**
- Stabilität / Grenzstabilität / Instabilität sind definierte Bereiche
 - Es gibt nicht 'ein wenig stabil', 'ziemlich stabil', 'stabiler als...', 'instabiler als'
- Allenfalls: Ein Regelkreis ist stabiler als ein anderer. Gemeint ist:
 - Ein Regelkreis ist besser gedämpft / schneller (eingeschwungen)
 - Ein Regelkreis ist robust – er ist trotz gewissen Widerigkeiten im Regelkreis
 - **Ein Regelkreis bleibt stabil, auch wenn die Regelstrecke leicht ändert**

3.4 Stabilitätsreserven im Nyquistdiagramm (S. 129)



3.4.1 Verstärkungsreserve K_{RES}

Die Verstärkungsreserve K_{RES} liefert direkt den Toleranzwert für den Fall, dass die **Modellunsicherheit** des offenen Regelkreises bei der **Verstärkung** liegt. Der Abstand zum Ursprung bei der Phasenschnittfrequenz ω_π entspricht $\frac{1}{K_{RES}}$.
⇒ Wenn anstatt dem Nominalfrequenzgang $G_0(j\omega)$ tatsächlich $K_{RES} \cdot G_0(j\omega)$ vorliegt, wird der Regelkreis **grenzstabil**!

3.4.2 Phasenreserve Φ_{RES}

Die Phasenreserve Φ_{RES} liefert einen Toleranzwert für den Fall, dass die **Modellunsicherheit** des offenen Regelkreises bei der **Totzeit** liegt.
⇒ Wenn anstatt dem Nominalfrequenzgang $G_0(j\omega)$ tatsächlich $G_0(j\omega) \cdot e^{-j\omega T_t}$ vorliegt, wird der Regelkreis **grenzstabil**!

Der Zusammenhang zwischen Phasendrehung und Totzeit ist

$$T_t = \frac{\Phi_{RES}}{\omega_D} \quad \text{wobei } [\Phi_{RES}] = \text{rad}$$

Beispiel: Einfluss von Stabilitätsreserven auf Nyquistdiagramm



3.4.3 Faustregeln für Reserven (S. 131)

Hinweis: Es besteht eine Kopplung zwischen den beiden Effekten!

- Phasenreserve von $\Phi_{RES} = 40^\circ \dots 70^\circ$
- Verstärkungsreserve von $K_{RES} > 4$ (≈ 12 dB)

3.5 Nyquistdiagramme mit MatLab

```
1 s = tf('s');
2 G = 1 + 1/s;    % UTF des Systems
3 nyquist(G)
```

3.6 Vorgehen: Nyquistdiagramme zeichnen

- Werte für $G(\omega = 0)$ und $G(\omega = \infty)$ berechnen
- Anzahl j im Zähler **plus** Anzahl j im Nenner entspricht Anzahl Quadranten, welche zwischen $\omega = 0$ und $\omega = \infty$ durchlaufen werden
- Polstellen: $|G(j\omega)| \downarrow$; $\angle G(j\omega) \downarrow$ ⇒ Bewegung im Uhrzeigersinn ⇒ Bei den Nullstellen ist $\angle G(j\omega) = \pm 45^\circ$
- Nullstellen: $|G(j\omega)| \uparrow$; $\angle G(j\omega) \uparrow$; ⇒ Bewegung im Gegenuhrzeigersinn
- Frequenzen der Pol- bzw. Nullstellen berechnen

4 Dezibel dB

4.1 Umrechnung Verstärkungsfaktor – Dezibel dB (S. 133)

$$|K|_{dB} = 20 \text{ dB} \cdot \log_{10} |K| \quad \Leftrightarrow \quad |K| = 10^{\left(\frac{|K|_{dB}}{20}\right)}$$

Hinweis: Die Betragsstriche nur Notation! $|K|$ kann sehr wohl negativ sein!

4.1.1 Rechenregeln

- Multiplikation ⇒ Addition
 $|K_1 \cdot K_2|_{dB} = |K_1|_{dB} + |K_2|_{dB}$
- Division ⇒ Subtraktion
 $\left|\frac{K_1}{K_2}\right|_{dB} = |K_1|_{dB} - |K_2|_{dB}$
- Kehrwert ⇒ Negatives Vorzeichen
 $\left|\frac{1}{K_1}\right|_{dB} = |1|_{dB} - |K_1|_{dB} = -|K_1|_{dB}$

4.2 dB–Umrechnungstabelle (S. 133)

| Faktor [1] | Dezibel dB | Faktor [1] | Dezibel dB |
|------------|------------|----------------------|------------|
| 100 | 40 | 2 | 6 |
| 10 | 20 | $\sqrt{2}$ | 3 |
| 1 | 0 | $\frac{1}{\sqrt{2}}$ | -3 |
| 0.1 | -20 | $\frac{1}{2}$ | -6 |
| 0.01 | -40 | | |

5 Bode-Diagramm

Das Bode-Diagramm ist eine weitere Variante, den Frequenzgang $G(j\omega)$ grafisch darzustellen. Die Darstellung beinhaltet zwei Graphen.

- Amplitudengang $|G(j\omega)|$ in Dezibel dB
- Phasengang $\angle G(j\omega)$ in Grad °
- Die Frequenzachse ist **logarithmisch** mit $\log_{10}(\omega)$
- Ein **Bodediagramm kann in ein Nyquistdiagramm umgezeichnet werden, aber nicht umgekehrt!**

5.0.1 Logarithmische Frequenzachse (S. 134)

- Serieschaltung von Systemen

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

- Amplitudengang

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

$$|G(j\omega)|_{dB} = |G_1(j\omega)|_{dB} + |G_2(j\omega)|_{dB}$$

⇒ Grafisch multiplizieren wäre schwierig, grafisch addieren geht gut

- Phasengang

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

⇒ Die Phase muss nicht logarithmisch sein, wir haben schon eine Addition

5.1 Vorgehen: Bode-Diagramm zeichnen

Das Diagramm wird approximativ mit **Geraden** gezeichnet!

- Frequenzgang in folgende Form bringen:

$$G(j\omega) = K_0 \cdot (j\omega)^v \cdot \frac{(1 + T_{n0} \cdot j\omega) \cdot (1 + T_{n1} \cdot j\omega) \cdot \dots}{(1 + T_{p0} \cdot j\omega) \cdot (1 + T_{p1} \cdot j\omega) \cdot \dots} \cdot e^{-j\omega T_t}$$

- Für $\omega = 0$ sind alle $(1 + T \cdot j\omega) = 1 = 0$ dB
- Für $\omega = \frac{1}{T}$ sind alle $(1 + T \cdot j\omega) = 1 + j = \sqrt{2} \cdot e^{j\frac{\pi}{4}} = 3 \text{ dB} \angle 45^\circ$
- Frequenzen der Nullstellen berechnen: $\omega = \frac{1}{T_n}$
- Frequenzen der Polstellen berechnen: $\omega = \frac{1}{T_p}$
- Jede **Nullstelle** bewirkt
 - einen Knick um $+20$ dB / Dekade **nach oben** im Amplitudengang
 - einen Phasenhub von $+90^\circ$ über 2 Dekaden ⇒ $+45^\circ$ beim Knick
- Jede **Polstelle** bewirkt
 - einen Knick um -20 dB / Dekade **nach unten** im Amplitudengang
 - einen Phasenverlust von -90° über 2 Dekaden ⇒ -45° beim Knick
- Einzelne Faktoren einzeichnen ⇒ Wenn Faktor quadriert ist, zwei mal einzeichnen!
- Grafische Addition der Faktoren für gesamten Frequenzgang

Beispiel: Bode-Diagramm zeichnen

$$G(j\omega) = \frac{j\omega + 10}{(j\omega + 0.1)} \xrightarrow{\text{Standardform}} G(j\omega) = 100 \cdot \frac{(1 + 0.1j\omega)}{(1 + 10j\omega)}$$

- $|K_0|_{dB} = |100|_{dB} = 40 \text{ dB}$ ⇒ $\angle G(100) = 0^\circ$
- Nullstelle: $|1 + 0.1j\omega|_{dB}$ ⇒ Knick bei $\omega = \frac{1}{0.1s} = 10 \frac{\text{rad}}{s}$
- Polstelle: $|1 + 10j\omega|_{dB}$ ⇒ Knick bei $\omega = \frac{1}{10s} = 0.1 \frac{\text{rad}}{s}$
- Endresultat:** Grafische Addition der Teilergebnisse



5.1.1 Inverse Frequenzgänge (S. 137)

Um das Bodediagramm des inversen Frequenzgangs $\frac{1}{G(j\omega)}$ zu erhalten, muss bei Betrag und Phase das **Vorzeichen gedreht** werden.

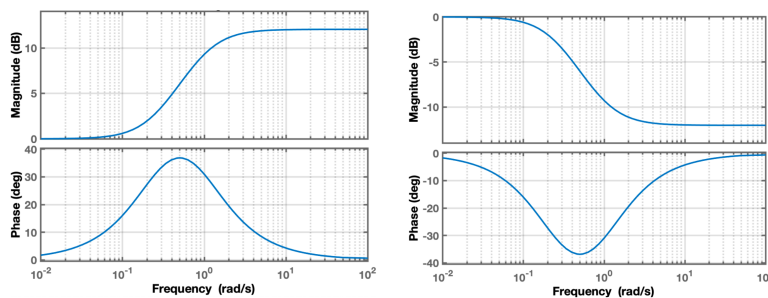


5.1.2 Lead-Lag-Glied

$$\text{Lead-Lag-Glied: } G(s) = K \cdot \frac{sT_1 + 1}{sT_2 + 1}$$

Lead-Glied ($T_1 > T_2$)

Lag-Glied ($T_2 > T_1$)



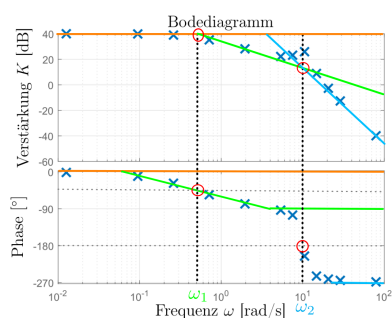
$$\text{Maximale Phasenänderung bei: } \omega = \frac{1}{\sqrt{T_1 \cdot T_2}}$$

⇒ Bei der Regler-Auslegung werden vor allem Lead-Glieder verwendet, um **Phase anheben** zu können

5.2 Modellbildung (UTF) mittels Frequenzmessung (S. 139)

Um aus einem gegebenen Bodediagramm die Übertragungsfunktion $G(j\omega)$ zu ermitteln, werden die Zeichenregeln aus Abschnitt 5.1 **rückwärts angewendet**. Dazu werden die Punkte einer gegebenen Messung mittels Geraden approximiert. Mittels dieser Approximationen können die einzelnen Komponenten (Faktoren) der gesuchten UTF ermittelt werden.

Beispiel: Übertragungsfunktion $G(s)$ aus Bodediagramm ermitteln



Aus den Steigungen der Geraden ist ersichtlich, dass folgende Komponenten in $G(s)$ enthalten sein müssen:

Verstärkung K , PT_1 -Glied, PT_2 -Glied

$$G(s) = K \cdot \frac{1}{(sT_1 + 1)} \cdot \frac{1}{(T_2^2 s^2 + 2\zeta T_2 s + 1)}$$

Werte der Parameter aus Bodediagramm bestimmen:

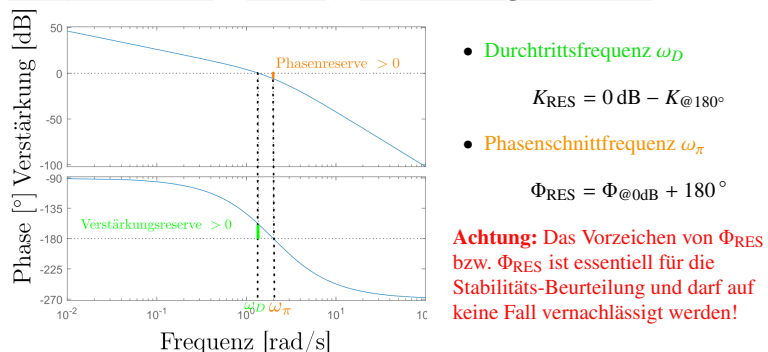
- $|K|_{dB} = 40 \Rightarrow K = 100$
- $\omega_1 = \frac{1}{T_1} = 0.5 \Rightarrow T_1 = \frac{1}{0.5} = 2$
- $\omega_2 = \frac{1}{T_2} = 10 \Rightarrow T_2 = \frac{1}{10} = 0.1$
- $\zeta = 0.1 \Rightarrow$ gegeben

5.3 Stabilität im Bodediagramm (S. 140)

Analog zum Punkt -1 im Nyquistdiagramm kann die Stabilität auch im Bodediagramm beurteilt werden. Auch bei dieser Betrachtung sind die folgenden Frequenzen relevant.

- Durchtrittsfrequenz $\omega_D \Rightarrow$ Phasenreserve Φ_{RES}
Frequenz, bei der die Verstärkung 1 ist: $|G_0(j\omega_D)| = 1$ ($= 0$ dB)
- Phasenschnittfrequenz $\omega_\pi \Rightarrow$ Verstärkungsreserve Φ_{RES}
Frequenz, bei der die Phase -180° beträgt: $\angle G_0(j\omega_\pi) = -\pi$ rad ($= -180^\circ$)

5.3.1 Parameter K_{RES} und Φ_{RES} aus Bodediagramm lesen



- Durchtrittsfrequenz ω_D

$$K_{RES} = 0 \text{ dB} - K_{@180^\circ}$$

- Phasenschnittfrequenz ω_π

$$\Phi_{RES} = \Phi_{@0dB} + 180^\circ$$

Achtung: Das Vorzeichen von Φ_{RES} bzw. Φ_{RES} ist essentiell für die Stabilitäts-Beurteilung und darf auf keine Fall vernachlässigt werden!

5.3.2 Beurteilung der Stabilität des Systems

Wenn das System die **Anforderungen des Nyquist-Kriteriums erfüllt**, verhält sich die Stabilität des Systems folgendermassen:

- Grenzstabilität:** Amplitudengang bei 0 dB und Phasengang bei -180°
- Instabilität:** $K_{RES} < 0$ und $\Phi_{RES} < 0$ (ergibt sich automatisch, wenn einer der beiden Parameter < 0 ist)
- Stabilität:** $K_{RES} > 0$ und $\Phi_{RES} > 0$
- Stabilität:** $\omega_\pi > \omega_D$

5.4 Bodediagramme mit Matlab

```
1 s = tf('s');  
2 G = 1 + 0.1 * s; % UTF des Systems  
3 bode(G) % Bode-Plot des Systems  
4 bodemag(G) % Amplitudengang des Systems
```

5.5 Alternative Stabilitätskriterien – Vorzeichenregel (S. 142)

Die Stabilität kann alternativ 'direkt' aus den Parametern der **Differentialgleichung** (des Frequenzgangs) des **geschlossenen Regelkreises** bestimmt werden.

Aus der DGL der Form

$$\sum_{k=0}^n a_k \cdot y^{(k)}(t) = \sum_{k=0}^m b_k \cdot u^{(k)}(t)$$

kann das **charakteristische Polynom** ermittelt werden. Daraus kann dann mittels folgender **Vorzeichenregel** eine Aussage über die Stabilität des **geschlossenen Regelkreises** gemacht werden.

Eine **notwendige** Stabilitätsbedingung für das **charakteristische Polynom**

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\text{Zähler}}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$
$$\frac{Y(j\omega)}{j\omega} = \frac{\text{Zähler}}{a_n (j\omega)^n + a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots + a_2 (j\omega)^2 + a_1 (j\omega) + a_0}$$

besteht darin, dass alle Koeffizienten existieren $a_0 \dots a_n$ (also $\neq 0$ sind) und **dasselbe Vorzeichen** haben.

Bei System erster und zweiter Ordnung ist die Vorzeichenregel auch **hinreichend** für die Stabilität.

Beispiel: Stabil, instabil oder 'keine Ahnung'

stabil

instabil

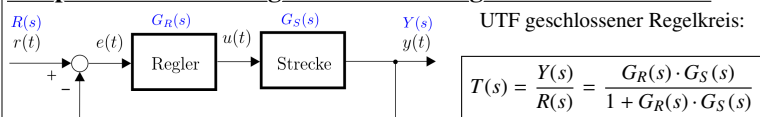
keine Ahnung

$$\frac{1}{s^2 + 5s + 7}$$

$$\frac{1}{s^2 - 7s + 3}$$

$$\frac{1}{s^3 + 2s^2 + s + 4}$$

Beispiel: Stabilität aus geschlossenem Regelkreises bestimmen



UTF geschlossener Regelkreis:

$$T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_R(s) \cdot G_S(s)}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s)}$$

$G_R(s)$ und $G_S(s)$ seien gegeben als: $G_R(s) = K_R$, $G_S(s) = \frac{K}{s(sT+1)} = \frac{K}{T s^2 + s}$

$$\Rightarrow T(s) = \frac{G_R(s) \cdot G_S(s)}{1 + G_R(s) \cdot G_S(s)} = \frac{\frac{K_R \cdot K}{T s^2 + s}}{1 + \frac{K_R \cdot K}{T s^2 + s}} = \frac{K_R \cdot K}{T s^2 + s + K_R \cdot K} \Rightarrow \text{stabil für } K_R, K, T > 0$$

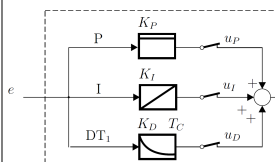
6 PID-Regler

- P:** Proportional $K_P \cdot e(t)$
 - Gegenwart: Gewichtung des **aktuellen** Fehlers $e(t)$
 - Stellgrösse $u(t)$ ist abhängig vom aktuell vorhandenen Fehler
 - Wie gross Fehler in Vergangenheit war oder in welche Richtung er sich entwickelt, ist irrelevant
- I:** Integral $K_I \int e(t)$
 - Vergangenheit: Gewichtung der **Summe vergangener** Fehler
 - Stellgrösse $u(t)$ ist abhängig davon, wie lange ein Fehler schon existiert
 - Wie gross der aktuelle Fehler ist und wie stark er sich gerade ändert, ist irrelevant
- D:** Differential $K_D \cdot \dot{e}(t)$
 - Zukunft, Trend: Gewichtung der **Änderung** des Fehlers
 - Stellgrösse ist abhängig davon, wie stark der Fehler gerade zu-/abnimmt
 - Wie gross der aktuelle Fehler ist und wie lange er schon existiert, ist irrelevant

6.1 Strukturen und Frequenzgänge von PID-Reglern

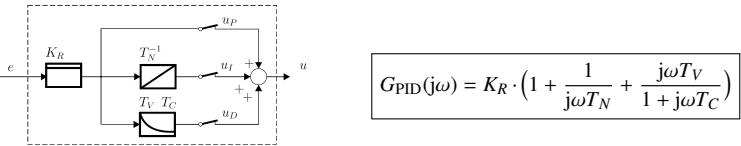
Alle drei Strukturen sind **äquivalent**. Es handelt sich nur um unterschiedliche Darstellungsformen.

6.1.1 Variante 1: Parallelform

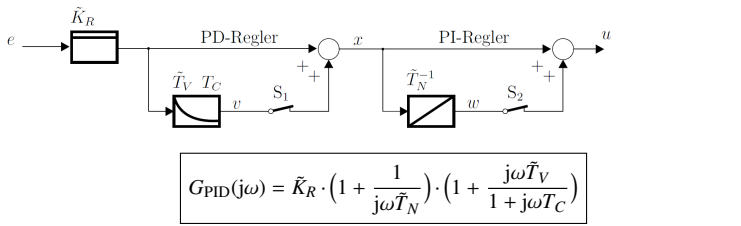


$$G_{PID}(j\omega) = K_P + \frac{K_I}{j\omega} + K_D \frac{j\omega}{1 + j\omega T_C}$$

6.1.2 Variante 2: Standardform (P-Anteil vorangestellt)



6.1.3 Variante 3: Serielle (multiplikative) Form



6.1.4 Umrechnung Parameter Variante 1 – Variante 2

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

6.1.5 Umrechnung Parameter Variante 2 – Variante 3

$$K_R = \tilde{K}_R \left(1 + \frac{\tilde{T}_V}{\tilde{T}_N}\right) \quad T_N = \tilde{T}_N + \tilde{T}_V \quad T_V = \tilde{T}_V \frac{\tilde{T}_N - \tilde{T}_C}{\tilde{T}_N + \tilde{T}_V}$$

6.2 Matlab / Simulink

Matlab

- Parallellform
 - `C = pid(Kp, Ki, Kd, Tf)`
 - $C = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d \cdot s}{T_f \cdot s + 1}$
- Standardform
 - `C = pidstd(Kp, Ti, Td, N)`
 - $C = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + \frac{T_d \cdot s}{N \cdot s + 1}\right)$
 - $T_f = \frac{T_d}{N}$

Simulink

- Parallellform
 - $P + I \frac{1}{s} + D \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}}$
 - $D \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}} = \frac{D \cdot s}{N \cdot s + 1}$
 - $P = K_P, I = K_I, D = K_D, N = \frac{1}{T_C}$
- Standardform ('ideal')
 - $P \cdot \left(1 + I \frac{1}{s} + D \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}}\right)$
 - $D \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}} = \frac{D \cdot s}{N \cdot s + 1}$
 - $P = K_R, I = \frac{1}{T_N}, D = T_V, N = \frac{1}{T_C}$

6.3 PID-Regler im Frequenzgang

- **P:** Proportional K_P
 - Frequenzunabhängige Gewichtung
 - Allpassverhalten (alle Frequenzen gleich verstärkt)
- **I:** Integral $K_I \frac{1}{j\omega}$
 - Gewichtet tiefe Frequenzen stärker als hohe Frequenzen
 - Reagiert auf 'langsame' Änderungen
 - Tiefpassverhalten; Phasenschiebung: -90° (im Uhrzeigersinn)
- **D:** Differential $K_D j\omega$
 - Gewichtet hohe Frequenzen stärker als tiefe Frequenzen
 - Reagiert auf 'schnelle' Änderungen
 - Hochpassverhalten; Phasenschiebung: $+90^\circ$ (gegen Uhrzeigersinn)

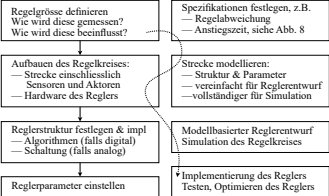
6.4 PID-Regler im Bodediagramm

Achtung: Gemäss den Frequenzgängen der verschiedenen Darstellungsformen aus Abschnitt 6.1 eines PID-Reglers darf im Bodediagramm **nur Variante 3 grafisch aus den Einzelteilen addiert** werden.

7 Einstellen eines PID-Reglers

7.1 Vorgehensweisen zum Einstellen eines Reglers

Regler-Entwurf ist **iterativer Prozess!**



- Experimente an realen Stecken
 - Sprungantworten und Frequenzantworten
- Empirische Einstellregeln
 - Ziegler/Nichols, Chien/Hrones/Reswick, ...
- Experimente an einem Modell der Strecke
 - Simulationen (viele!)
 - Sättigung, Rauschen, Unsicherheiten, ...
- Analytischer Entwurf mit einem Modell
 - Pol-/Nullstellenkürzung, ...

7.1.1 Reale Stecke vs. Modell

- Für einfache Strecken kann komplett auf Modell verzichtet werden
 - Zweipunkteregler, P-Regler für Wasserstand
 - Trial-and-Error
- Modelle bieten Vorteile
 - Strecke ist nicht zugänglich
 - * Prototyp; nur in kleinen Stückzahlen verfügbar; steht beim Kunden, ...
 - Tests dauern lange wegen grosser Zeitkonstante (\Rightarrow langes Messen)
 - Strecke ist gefährlich (z.B. Atomreaktor)
 - Messungen sind schlecht reproduzierbar

7.1.2 Analytischer Entwurf vs. Experiment

- Analytischer Entwurf und Analyse mit LZI-Modell
 - Sprungantworten (Führungsverhalten, Störverhalten)
 - Ortskurven / Bode-Diagramme
 - Verstärkungs- und Phasenreserve
 - Einfluss von Rauschen
- Simulation mit Nicht-LZI (nichtlinear, zeitvariant)
 - Test der Funktionsfähigkeit mit 'genauem' Modell
 - Unterscheidung von Betriebsfällen (Umschaltvorgänge)
 - * Einschalten, Dauerbetrieb, Fehlerfälle
 - * Zustandsautomaten
 - Wiederholbarkeit gewährleistet
- Regler-Tuning mit Experimenten
 - Man sieht, spürt und hört den Einfluss des Reglers sofort
 - * z.B. Vibrationen
 - Messungen zur Beurteilung des Reglers (Robustheit) sind oft aufwändig
 - Experimente können lange dauern und sind oft auch schlecht reproduzierbar
 - Man kann sich keinen Fehler erlauben!
 - * Sicherer Betrieb muss gewährleistet sein

7.1.3 Kriterien zur Beurteilung des Reglers

- Analytische Modelle
 - Pol-Lagen (Zeitkonstanten)
 - Frequenzgang (Nyquist, Bode)
 - Stabilitätsreserven
 - Sprungantworten
 - * Überhöhungen, Zeitkonstante
 - Gütemasse
 - * Überhöhungen, Zeitkonstante
- Experimente
 - Sprungantworten
 - * Überhöhungen, Zeitkonstante
 - Berechnen von Gütemassen
 - * z.B. Integration Fehlerquadrat $e(t)^2$ und Stellgrössen $u(t)^2$
 - Geräusch-Entwicklung
 - Vibrationen

7.2 Pol-Nullstellenkürzung (S. 164)

Hierbei handelt es sich um eine **analytische** Einstellmethode \Rightarrow LZI-Modell der Strecke muss vorliegen! Der Regler wird dann so entworfen, dass er die **invertierte Stecke** enthält.

$$G_R(s) = \frac{K_R}{s} G_S^{-1}(s)$$

$$G_0(s) = G_R(s) \cdot G_S(s) = \frac{K_R}{s} G_S^{-1}(s) \cdot G_S(s) = \frac{K_R}{s} \Rightarrow \text{Integrator}$$

$$G_f(s) = \frac{G_0(s)}{1 + G_0(s)} = \frac{1}{\frac{1}{K_R} s + 1} \Rightarrow \text{PT}_1\text{-System}$$

Hinweis: Wähle als Reglerstruktur die Standardform (Variante 2) \Rightarrow siehe Abschnitt 6.1.2 Für die Übertragungsfunktionen gelten die folgenden Bezeichnungen:

$$G_R(s) \text{ UTF Regler} \quad G_0(s) \text{ UTF offener Regelkreis}$$

$$G_S(s) \text{ UTF Stecke} \quad G_f(s) \text{ UTF geschlossener Regelkreis}$$

7.2.1 Eigenschaften der Pol-Nullstellenkürzung

- **Pol-Nullstellenkürzung darf nur in der linken komplexen Halbebene durchgeführt werden!**
- Das Konzept funktioniert nicht immer
 - Inverse $G_S^{-1}(s)$ kann sehr sensitiv auf Modellparameter sein \Rightarrow braucht sehr genaues Modell
 - Instabile Stecken
 - Stecken mit Verzögerungen bzw. Totzeiten (\Rightarrow Regler wird akausal)

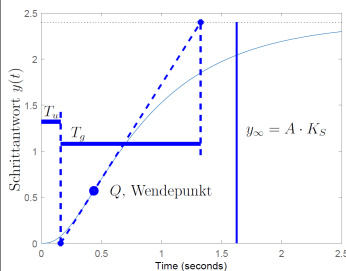
7.3 Empirische Einstellregeln

Idee: Anhand weniger Messungen versucht man, über die Stecke genug Informationen zu gewinnen, um einen Regler entwerfen zu können.

7.3.1 Einstellung via Schrittantwort (S. 164-166)

Idee: Eine Stecke wird mit einem Eingangssignal $u(t) = A \cdot \varepsilon(t)$ angeregt und ihre Schrittantwort $y(t)$ wird gemessen. An diese gemessene Schrittantwort $y(t)$ wird ein **PT₁-System mit Totzeit** 'gefittet'. Die daraus entstehenden Parameter werden für die Regler-Dimensionierung verwendet.

PT₁-System mit Totzeit $G_0(s) = \frac{K_s}{s \cdot T_g + 1} e^{-sT_u}$



Vorgehen PT₁ fitten / Parameter bestimmen

- Tangente an Wendepunkt *Q* einzeichnen
- Parameter T_u, T_g und K_s gemäss Grafik bestimmen
 - K_s : Verstärkung
 - T_u : Verzugszeit
 - T_g : Ausgleichszeit
- Konstanten für Tabellen bestimmen
 - $\mu = \frac{T_g}{T_u}$
 - $q = \frac{T_g}{T_u \cdot K_s} = \mu \cdot \frac{1}{K_s}$

Regelbarkeit der Stecke

Gut regelbar heisst, die Zeitkonstante des geschlossenen Regelkreises ist kleiner als diejenige des offenen Regelkreises.

- Gut regelbar: $\mu < 3$
- Schlecht regelbar: $\mu > 10$

ACHTUNG: Struktur der Regler beachten! Die Tabelle liefert Parameter für Regler in **serieller Form** (siehe Abschnitt 6.1.3)

$$G_{PID}(s) = K_R \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_N} + s \cdot T_V \right)$$

$$G_{PI}(s) = K_R \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_N} \right)$$

$$G_P(s) = K_R$$

| Regler | Methode | K_R | T_N | T_V |
|------------|------------|----------------|------------------|------------------|
| P-Regler | ZN | $1.0 \cdot q$ | – | – |
| | CHR (20 %) | $0.7 \cdot q$ | – | – |
| | CHR (0 %) | $0.3 \cdot q$ | – | – |
| PI-Regler | ZN | $0.9 \cdot q$ | $3.33 \cdot T_u$ | – |
| | CHR (20 %) | $0.6 \cdot q$ | $1.0 \cdot T_g$ | – |
| | CHR (0 %) | $0.35 \cdot q$ | $1.17 \cdot T_g$ | – |
| PID-Regler | ZN | $1.2 \cdot q$ | $2.0 \cdot T_u$ | $0.5 \cdot T_u$ |
| | CHR (20 %) | $0.95 \cdot q$ | $1.36 \cdot T_g$ | $0.47 \cdot T_u$ |
| | CHR (0 %) | $0.6 \cdot q$ | $1.0 \cdot T_g$ | $0.5 \cdot T_u$ |

Hinweis: Die Prozentwerte bei CHR beschreiben den Sollwert für Überschwinger. Zu beachten ist, dass diese Werte durch die empirischen Einstellregeln nicht garantiert werden.

7.3.2 Einstellung via Stabilitätsgrenze (s. 166-167)

Idee: Eine stabile Strecke wird mit **P-Regler** betrieben. Die Verstärkung K_R des Reglers wird sukzessive erhöht, bis das System **grenzstabil ist** (endlos mit gleicher Amplitude schwingt).

| Regler | K_R | T_N | T_V |
|------------|----------------------|--------------------|---------------------|
| P-Regler | $0.5 \cdot K_{RES}$ | – | – |
| PI-Regler | $0.45 \cdot K_{RES}$ | $0.85 \cdot T_\pi$ | – |
| PID-Regler | $0.60 \cdot K_{RES}$ | $0.50 \cdot T_\pi$ | $0.125 \cdot T_\pi$ |

Parameter bestimmen

- Wenn System grenzstabil: Kritisches K_R bestimmen
 - $K_{krit} = K_{RES}$
- T_π Periodendauer der grenzstabilen Schwingung

ACHTUNG: Struktur der Regler beachten! Die Tabelle liefert Parameter für Regler in **serieller Form** (siehe Abschnitt 6.1.3)

7.4 Regler-Einstellung durch Optimierung (s. 167)

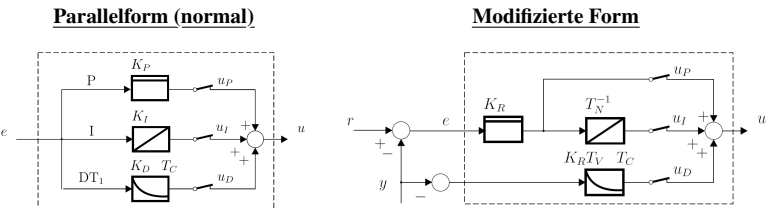
Im Folgenden ist das Vorgehen zur Regler-Einstellung durch Optimierung beschrieben.

1. Reglerstruktur wählen
 ⇒ Regler hat Parameter k_1, \dots, k_n , welche optimiert werden sollen
2. **Geschlossenen** Regelkreis (inkl. Strecke) aufbauen (real oder **Simulation**)
3. Eingangssignale definieren (Führungsgrösse $r(t)$, Störgrösse $z(t)$), für welche Regelkreis optimiert werden soll (z.B. Sprung, Rampe)
4. Gütemass J definieren ⇒ repräsentative Zahl
 Häufig wird $J(k_1, \dots, k_n) = \int_0^{T_{end}} (k_e \cdot e^2 + k_u \cdot u^2) dt$ gewählt
5. Für verschiedene Parametersätze k_1, \dots, k_n Signale auf Regelkreis geben und Gütemass J berechnen und beurteilen ⇒ Parameter k_1, \dots, k_n sind **optimal**, wenn Gütemass J **minimal** ist

Achtung: T_{end} sollte mindestens so gross sein, dass der Regelkreis bei vernünftiger Reglereinstellung als eingeschwungen gilt (steady-state).

8 Variationen / Erweiterungen zu PID-Reglern

8.1 Modifizierter PID-Regler in Parallelform (s. 171)



Hinweis: P -Anteil darf auch nach vorne gezogen werden (wie rechts) ⇒ ändert Parameter von I - und DT_1 -Gliedern

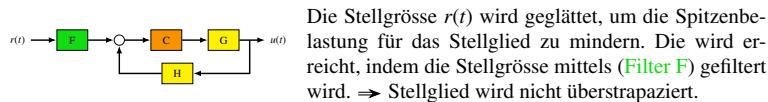
Statt Fehler e wird Ausgang y auf DT_1 -Glied geführt!
 ⇒ Ableitung des Ausgangs y statt Ableitung des Fehlers e

8.1.1 Eigenschaften / Auswirkungen der Modifikation

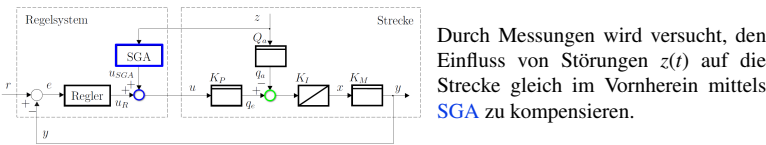
| Parallelform (normal) | Modifizierte Form |
|---|---|
| <ul style="list-style-type: none"> • Ändernde Referenz $r(t)$ (z.B. Sprung) <ul style="list-style-type: none"> – DT_1-Glied reagiert sehr aggressiv, da $e(t)$ gross ⇒ 'Überforderung' des Stellglieds | <ul style="list-style-type: none"> • Ändernde Referenz $r(t)$ (z.B. Sprung) <ul style="list-style-type: none"> – DT_1-Glied reagiert nicht so aggressiv, da $y(t)$ 'träger' als $e(t)$ ⇒ Stellglied 'geschont' • 'two degrees of freedom' <ul style="list-style-type: none"> – Reaktion auf Störung bzw. auf Änderung der Referenz separat einstellbar |

Achtung: Der DT_1 -Anteil kann nicht einfach weggelassen werden!

8.2 Glättung der Referenz (s. 171)



8.3 Störgrössenaufschaltung (s. 174)



Am **grünen Knoten** gilt:

$$\dot{y} = K_M K_I [K_P u(t) - Q_a z(t)]$$

Die Störung soll mittels **additiver Korrektur** des Reglerausgangs $u_R(t)$ erfolgen. Aus dem Blockschaltbild ersichtlich:

$$u(t) = u_R(t) + u_{SGA}(t)$$

$u_{SGA}(t)$ soll den Einfluss von $z(t)$ am **blauen Knoten** kompensieren.

Am **blauen Knoten** gilt:

$$\dot{y} = K_M K_I [K_P u_R(t) + \underbrace{K_P u_{SGA}(t) - Q_a z(t)}_{\text{soll sich auslöschen}}$$

Wähle $u_{SGA}(t)$ so, dass die gewünschte Auslöschung stattfindet:

$$u_{SGA}(t) = \frac{Q_a}{K_P} z(t)$$

Somit wird die Störung kompensiert und es bleibt:

$$\dot{y} = K_M K_I K_P u_R(t)$$

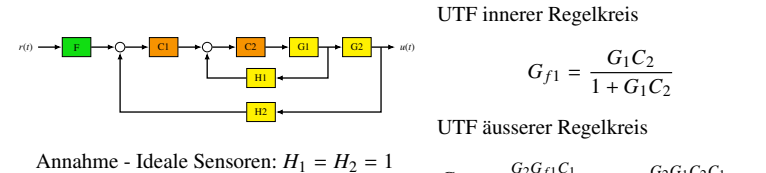
8.4 Kaskadenregelung (s. 175)

Regelstrecken 1. und 2. Ordnung (PT_1 , PT_2 , I , IT_1) können gut mit PID-Reglern geregelt werden. Bei Strecken höherer Ordnung liefert dieses Vorgehen keine genügenden Resultate mehr.

- Geschlossener Regelkreis ist zu lange oder zu wenig gedämpft
- Einstellregeln funktionieren gar nicht, weil die Regelstrecke im offenen Betrieb immer instabil ist

Konsequenz: Für Strecken höherer Ordnung braucht es auch einen Regler höherer Ordnung ⇒ Kaskadenregelung

8.5 Übertragungsfunktionen Kaskadenregelung



Der **innere Regelkreis ist deutlich schneller als der äussere Regelkreis!**

$$G_{f1} \approx K_1 \Rightarrow G_{f2} \approx \frac{G_2 K_1 C_1}{1 + G_2 K_1 C_1} = \frac{G_3 C_1}{1 + G_3 C_1} \Rightarrow G_3 = G_2 K_1$$

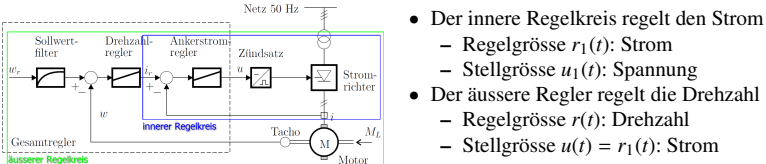
$$G_{f1} \approx 1 \Rightarrow G_{f2} \approx \frac{G_2 C_1}{1 + G_2 C_1}$$

Interpretation: Der äussere Regelkreis sieht den inneren Regelkreis nur als Verstärkung K_1 . Wird $K_1 = 1$ gesetzt, so ist der innere Regelkreis aus sicht des äusseren Regelkreises gar nicht vorhanden.

8.5.1 Eigenschaften der Kaskadenregelung

- Der innere Regelkreis muss **deutlich schneller** sein, als der äussere Regelkreis
 - Innere Regelkreis erscheint somit für äusseren Regelkreis nur als eine **Konstante**
- Der innere Regelkreis wird **zuerst** ausgelegt
 - Dynamik der inneren Regelstrecke verbessern (schneller machen)
 - Allenfalls ist eine gute Störunterdrückung wichtig ($G_z(s) = \frac{Z(s)}{Y_{sub}(s)}$ optimieren)
- Beide Regelkreise können mit **Einstellregeln** eingestellt werden
 - Innerer Regelkreis: Äusseren Regelkreis als offen ('nicht da') betrachten
 - Äusserer Regelkreis: Innerer Regelkreis muss geschlossen sein (und funktionieren)
- Verfahren ist erweiterbar auf mehrstufige Kaskaden

Beispiel: Drehzahlregelung Elektromotor mit Kaskadenregelung



8.6 Wind-Up (Integratoren) (s. 172)

Das Wind-Up Problem tritt auf, die folgenden drei Voraussetzungen erfüllt sind

- Der Regler enthält einen **I-Anteil**
- Der Regelkreis enthält eine Limitierung bzw. **Sättigung** (Stellglied, Sensor, Physik)
- Das **Reglersignal** läuft in die **Sättigung**

Solange der Regelkreis in Sättigung ist

- Ausgang der Sättigung ist **konstant** (und somit auch der Fehler $e(t)$)
- Regelkreis verhält sich, als ob der Regelkreis an der Stelle der Sättigung geöffnet wurde
- Integrator im Regelkreis wird zum offenen Integrator und **'läuft davon'**, da ein konstanter Fehler $e(t)$ unbremst integriert wird ⇒ Wind-Up

Sobald der Wert der Stellgrösse $r(t)$ ändert und der Fehler $e(t)$ umgekehrtes Vorzeichen bekommt, muss erst einmal einige Zeit abintegriert werden, bis der Regler auf die Änderung der Stellgrösse reagiert. ⇒ siehe Beispiel

Beispiel: Wind-Up mit PI-Regler

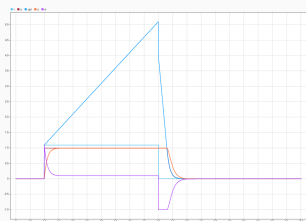


- PI-Regler (so dimensioniert, dass G_0 nur noch I-Verhalten hat)
 $\Rightarrow G_f$ hat PT_1 -Verhalten
- Sättigungsblock: Sättigung bei ± 1
- Stellgrösse $r(t) = 1$ (keine Sättigung)
- Stellgrösse $r(t) = 1.2$ (Sättigung)

Keine Sättigung (kein Wind-Up)



Sättigung (Wind-Up)



8.6.1 Anti-Wind-Up-Ansätze

Hinweis: Die beschriebenen Methoden sind nicht mathematisch, sondern werden durch Simulationen / Ausprobieren umgesetzt.

- Wind-Up detektieren und Integrator nach Wind-Up auf **sinnvollen Wert** setzen
- Integrator begrenzen (z.B. auf 80 % der möglichen Stellgrösse) \Rightarrow nie 'vollgas'
- Bedingte Integration (Clamping): Integration stoppen (z.B. wenn Aktor am Limit ist)



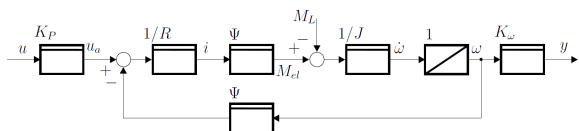
- Feedback-Mechanismus (Back-Calculation)

\Rightarrow Muss richtig dimensioniert sein!
 \Rightarrow PI-Regler: Wähle $T_a \approx T_N$

Achtung: Es braucht immer ein Anti-Wind-Up, ansonsten läuft der Prozess schlecht oder geht sogar kaputt.

9 Fallstudie: Gleichstromantrieb

9.1 Modellierung (S. 53)



Der Gleichstromantrieb kann als PT_1 -Glieder mit zwei Eingängen $u(t)$ und $M_L(t)$ modelliert werden. $M_L(t)$ entspricht einer durch Wirbelströme erzeugte **Störung**.

$$\frac{R \cdot J}{\Psi^2} \dot{y}(t) + y(t) = \frac{K_P \cdot K_\omega}{K_1} u(t) - \frac{R \cdot K_\omega}{\Psi^2} M_L(t)$$

9.1.1 Parameter-Identifikation



Aus der Sprungantwort können einige Parameter abgelesen werden. Einige weitere Parameter sind aus Datenblättern bekannt.

| Parameter | Bemerkung | Wert | Einheit |
|------------|--|---------------------|---------------------|
| T | gemäss Messung; Abb. 47 | 0.14 | [s] |
| K_1 | gemäss Messung; Abb. 47 | 0.91 | [-] |
| R | statische Messung an der Ankerwicklung | 1.9 | [Ω] |
| J | via Masse & Geometrie | $2.5 \cdot 10^{-4}$ | [kgm ²] |
| Ψ | $\Psi = \sqrt{B_z}$; siehe (35) | $5.8 \cdot 10^{-2}$ | [Wb] |
| K_ω | fix gegeben (kalibrierter Sensor) | $2.4 \cdot 10^{-2}$ | [Vs] |
| K_P | $K_P = \frac{R}{\Psi^2} \cdot \Psi$; siehe (35) | 2.2 | [-] |

$$M_{L1} = 4.8 \cdot 10^{-2} \text{ [Nm]}$$

9.2 Gleichstromantrieb mit Steuerung (S. 148-149)

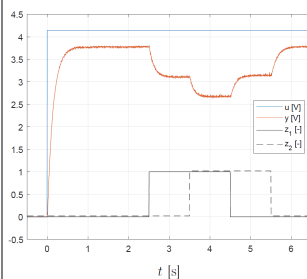
Die Grösse ω soll im **steady-state** gesteuert werden \Rightarrow Ableitungen 0, keine Störungen
 Zu steuern: $\omega = 25 \cdot 2\pi$, $K_\omega \cdot \omega = y = 3.77 \text{ V} \Rightarrow$ Finde Wert der Eingangsgrösse $u(t)$

$$\text{Im steady-state: } \frac{R \cdot J}{\Psi^2} \dot{y}(t) + y_{\text{stat}}(t) = \frac{K_P \cdot K_\omega}{K_1} u(t) - \frac{R \cdot K_\omega}{\Psi^2} M_L(t)$$

$$y_{\text{stat}} = \frac{K_P \cdot K_\omega}{\Psi} u_{\text{stat}}(t) \quad y_{\text{stat}} = K_\omega \cdot \omega \quad \omega_{\text{stat}} = \frac{K_P}{\Psi} u_{\text{stat}}$$

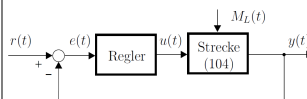
$$\Rightarrow u_{\text{stat}} = \frac{\Psi}{K_P} \omega_{\text{stat}} = \frac{\Psi}{K_P} 25 \cdot 2\pi = 4.14 \text{ V}$$

9.2.1 Probleme der Steuerung



- Endwert wird zwar erreicht, aber wenn K_P oder Ψ variieren wird dies nicht mehr der Fall sein
- Die Drehzahländerung ist 'langsam' (gemäss Zeitkonstante T). (Ein höheres u zu Beginn könnte T verkürzen)
- Die Steuerung reagiert nicht auf die Störungen!

9.3 Gleichstromantrieb mit P-Regler (S. 149-150)

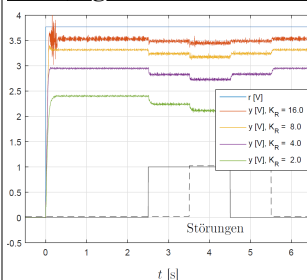


$$u(t) = K_R \cdot e(t) = K_R \cdot (r(t) - y(t))$$

$$\text{Geschlossener Regelkreis: } \frac{T}{1 + K_1 K_R} \dot{y}(t) + y(t) = \frac{K_1 K_R}{1 + K_1 K_R} u(t) - \frac{K_2}{1 + K_1 K_R} M_L(t)$$

Damit der Sollwert $r(t)$ erreicht wird (wenn keine Störung $M_L(t)$ vorhanden ist), muss $K_F = 1$ sein $\Rightarrow K_R$ muss sehr gross sein

9.3.1 Eigenschaften des P-Reglers



- Für $K_R \rightarrow \infty$ werden die Zeitkonstante T_f und der Einfluss der Störung $M_L(t)$ beliebig klein
 \Rightarrow DGL konvergiert zu $y(t) = r(t)$
- Für kleine K_R wird Endwert nicht erreicht
 \Rightarrow statischer Fehler
- Stellgrösse $u(t)$ sättigt aufgrund von physikalischen Gegebenheiten \Rightarrow Prozess wird **nichtlinear** \Rightarrow Überschwinger
- Messrauschen wird ebenfalls verstärkt (P-Regler verstärkt **alle** Frequenzen)

\Rightarrow Es bleibt ein stationärer Fehler! Dafür reagiert der P-Regler schnell.

9.4 Gleichstromantrieb mit I-Regler (S. 151-152)

I-Regler (K_R einstellbar)

E-Motor (Strecke, PT_1 -System)

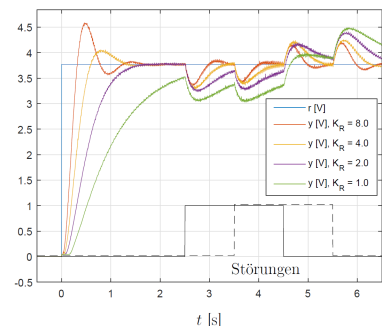
$$u(t) = K_R \int_0^t (r(\tau) - y(\tau)) d\tau$$

$\Rightarrow u(t)$ von I-Regler in Gleichung der Strecke einsetzen, ableiten, umsortieren

$$\text{PT}_2\text{-System: } \frac{T}{K_1 \cdot K_R} \ddot{y}(t) + \frac{1}{K_1 \cdot K_R} \dot{y}(t) + y(t) = \frac{1}{K_f} r(t) - \frac{K_2}{K_1 \cdot K_R} M_L(t)$$

9.4.1 Eigenschaften des I-Reglers

- $T_F = \sqrt{\frac{T}{K_1 \cdot K_R}} \cdot \zeta_f = \frac{1}{2\sqrt{T K_1 K_R}}$
- Der Integrator sorgt dafür, dass im **steady-state** kein stationärer Fehler auftritt ($e(t) = 0$)
- Für grosse K_R wird T_f klein, die Sprungantwort schneller (erwünscht)
- Für grosse K_R wird ζ_f klein, die Überhöhung grösser (unerwünscht)
- \Rightarrow Kompromiss finden



9.5 Gleichstromantrieb mit PI-Regler (S. 152-154)

Vorteile von P-Regler und I-Regler sollen kombiniert werden:

- P-Regler für schnelle Reaktion
- I-Regler für statische Fehlerunterdrückung \Rightarrow Parameter K_R und T_N einstellbar

$$\text{PI-Regler: } u(t) = \frac{1}{T_N} \left(\int_0^t e(\tau) d\tau + e(t) \right) K_R \quad \bullet \quad U(s) = \frac{1}{T_N} \left(\frac{1}{s} E(s) + E(s) \right) K_R$$

$$\text{E-Motor: } T \dot{y}(t) + y(t) = K_1 u(t) - K_2 M_L(t) \quad \bullet \quad T s Y(s) + Y(s) = K_1 U(s) - \frac{K_2}{T} M_L(s)$$

UTF Regler: $G_R(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_R \left(\frac{1}{T_N s} + 1 \right)$ UTF Strecke: $G_S(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K_1}{T s + 1}$
 Der Parameter T_N des PI-Reglers wird so gewählt, dass der **offene Regelkreis** $G_0(s)$ einem **Integrator** entspricht! \Rightarrow **Pol-Nullstellenkürzung!**

$$G_0(s) = G_R(s) \cdot G_S(s) = K_R \cdot \frac{1 + T_N s}{T_N s} \cdot \frac{K_1}{T s + 1} \stackrel{T_N=T}{=} K_R \frac{K_1}{T_N s}$$

Für den **geschlossenen Regelkreis** ergibt sich somit ein PT_1 -System mit Verstärkung 1 (\Rightarrow kein statischer Fehler im steady-state). Die Zeitkonstante T_{geschl} wird mit K_R des Reglers eingestellt.

$$G_f(s) = \frac{G_0(s)}{1 + G_0(s)} = \frac{\frac{K_R K_1}{T_N s}}{1 + \frac{K_R K_1}{T_N s}} = \frac{K_R K_1}{T_N s + K_1 K_R} = \frac{1}{\frac{T_N}{K_R K_1} s + 1}$$

9.5.1 Pol-Nullstellenkürzung

Wird durchgeführt, um den **offenen Regelkreis** zu vereinfachen. Pole und Nullstellen der Strecke werden mit einer geeigneten Wahl der Parameter des Reglers kompensiert.
 \Rightarrow **Idealfall: offener Regelkreis verhält sich wie ein Integrator.**

- Betrachtung UTF des offenen Regelkreises
- Parameter des Reglers so wählen, dass man Polstelle mit einer Nullstelle kürzen kann \Rightarrow Diejenige Polstelle, welche am frühesten 'zündet', ist bevorzugt zu kürzen!

9.5.2 Eigenschaften des PI-Reglers

- Zeitkonstante und Verstärkung unabhängig voneinander einstellbar
- Kein Überschwingen
- Konstante Störungen werde unterdrückt (kein steady-state Fehler)**
- Grosse Verstärkung führt noch immer zu Sättigung
- Effekt des Rauschens eher harmlos, weil kleine Verstärkungen gewählt werden können
- $\Phi_{RES} = 90^\circ$ und $K_{RES} = \infty$



9.6 Gleichstromantrieb mit PID / PD-Regler (s. 155)

Der Regelkreis kann nicht weiter optimiert werden! Der offenere Regelkreis entspricht bereits einem **Integrator**, was der **Idealfall** ist.
 Ein D-Anteil DT_1 wäre ungünstig, weil

- Verstärkung von hohen Frequenzen \Rightarrow Erhöhung des Rauschens
- Verbesserung der Phasenreserve \Rightarrow unnötig bei $\Phi_{RES} = 90^\circ$

Allenfalls sinnvoll wäre ein Tiefpassfilter für den P-Anteil (PT_1 statt P), um das Rauschen der Stellgrösse zu verkleinern \Rightarrow Reduktion der Phasenreserve!

9.7 Gleichstromantrieb mit Totzeit mit PI-Regler (s. 157-159)

Das bisherige Modell der Strecke soll um eine Totzeit T_t erweitert werden. Als Regler wird weiterhin ein PI-Regler eingesetzt. Die Ergebnisse werden dadurch massiv schlechter!

UTF Steckte mit Totzeit $G_S(s) = \frac{K_1}{s+1} e^{-sT_t}$

UTF Regelkreis $G_0(s) = G_S(s) \cdot G_R(s) = \frac{K_1}{s+1} e^{-sT_t} \cdot K_R \frac{1+T_N s}{T_N s} \stackrel{T_N=T}{=} \frac{K_1 K_R}{sT} e^{-sT_t}$

Die UTF des offenen Regelkreises $G_0(s)$ entspricht keinem Integrator mehr. Somit wird die UTF des geschossenen Regelkreises $G_f(s)$ keinem PT_1 -System mehr entsprechen.

9.7.1 Effekte im Bode- und Nyquistdiagramm / Sprungantwort

- Amplitudengang unverändert, gleiche Durchtrittsfrequenz
- Phasengang wird schlechter (zusätzliche Phasenverzögerung), die -180° Phase wird bei tieferer Frequenz erreicht - die Verstärkungsreserve sinkt dadurch
- Die Phase bei der Durchtrittsfrequenz ist negativer, die Phasenreserve sinkt



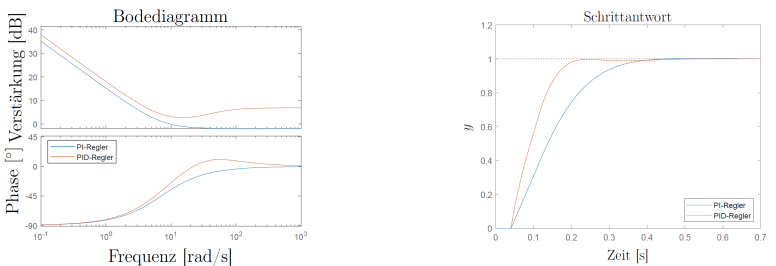
9.8 Gleichstromantrieb mit Totzeit mit PID-Regler (s. 160-162)

Um die Totzeit T_t entgegnzuwirken, wird dem PI-Regler ein Lead-Glied (entspricht einem PD-Regler) in serie geschaltet \Rightarrow PID-Regler in multiplikativer Form (Abschnitt 6.1.3)

- Dies hat folgende Effekte:
- Nyquistkurve wird bei der Durchtrittsfrequenz aktiv durch den Regler 'zurückgedreht'
 - Effekt der Totzeit nicht für alle Frequenzen kompensieren, sondern in einem bestimmten Frequenzbereich
 - Im Bodediagramm: Phase bei 0 dB
 - Serieschaltung eines Lead-Glieds (PD-Regler) zum PI-Regler \Rightarrow PID-Regler \Rightarrow Lead-Glied siehe Abschnitt 5.1.2

9.8.1 Auswirkungen des Leas-Glieds / PD-Reglers

- Phase und Verstärkung werden angehoben
- Zeitkonstante wird kleiner (Regler wird schneller)



10 Implementierung analoger Regler

Voraussetzung: Regler ist ausgelegt (Parameter und Struktur des Reglers bekannt)

10.1 Struktur allgemeiner Frequenzgang eines Reglers

Der Frequenzgang des Reglers $G_R(j\omega)$ mit $(m \leq n)$ ist beschrieben durch

$$G_R(j\omega) = \frac{U(j\omega)}{E(j\omega)} = \frac{b_n(j\omega)^n + b_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + b_0}{(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + a_0} = \frac{b_n + b_{n-1} \frac{1}{j\omega} + \dots + b_0 \frac{1}{(j\omega)^n}}{1 + a_{n-1} \frac{1}{j\omega} + \dots + a_0 \frac{1}{(j\omega)^n}}$$

Ein jeder solcher Frequenzgang besteht nur aus **Integratoren, Summatoren und Verstärkungen**. Diese Grundglieder können mit OpAmp-Schaltungen realisiert werden.

10.2 Grundsaltungen mit OpAmps

Hinweis: Die folgenden Betrachtungen gelten für **ideale OpAmps!**

10.2.1 Summator

$$Y = -\frac{Z_0}{Z_1} \cdot U_1 - \frac{Z_0}{Z_2} \cdot U_2$$

\Rightarrow Auf beliebig viele Eingänge erweiterbar

10.2.2 Integrierer

$$Z_0 = \frac{1}{j\omega C} \text{ (Kondensator)} \quad Z_1 = R$$

$$Y = -\frac{1}{j\omega RC} \cdot U \Rightarrow Y = -\frac{1}{j\omega R_1 C} \cdot U_1 - \frac{1}{j\omega R_2 C} \cdot U_2$$

- Für einen oder mehrere Eingänge geeignet
- Braucht 'Reset'-Schaltung, um Kondensator zu entladen
- Anti-Wind-Up** durch Sättigung der Speisespannung **gegeben**

10.2.3 P-Glied (passiv)

Verstärkung $< 1 \Rightarrow$ passiver Spannungsteiler
 Verstärkung $> 1 \Rightarrow$ OpAmp-Schaltung

- OpAmps sollten als Summierer oder Integratoren mit definierter Verstärkung aufgebaut werden
- Vor Eingänge des OpAmps passive Spannungsteiler setzen

10.3 Varianten analoger PID-Schaltungen

10.3.1 Variante 1 (gemischt)

R_1 Proportional (P-Anteil)
 C_1 Ableitung (D-Anteil)
 R_3 Filterkonstante der Ableitung $\Rightarrow R_1$ und C_1 bilden DT_1 -Anteil
 C_2 Integral (I-Anteil)

\Rightarrow Betrachtung als Summator mit Z_0 und Z_1 möglich

10.3.2 Variante 2 (Parallellform)

Der Frequenzgang $G(j\omega)$ des Reglers lautet

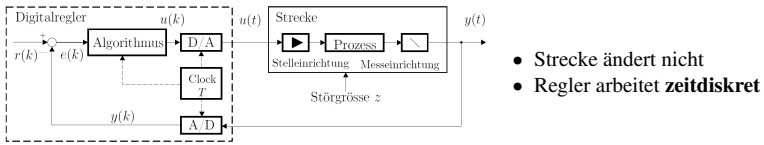
$$\frac{U_{PID}}{U_E} = \underbrace{\frac{R_2}{R_1}}_{K_R} \cdot \left(1 + \frac{1}{j\omega \underbrace{C_1 R_1}_{T_N}} + j\omega \underbrace{C_D R_D}_{T_V} \right)$$

Durch Einbau eines Widerstands an der Stelle **A** wird der der PID-Regler zu einem $PIDT_1$ -Regler.

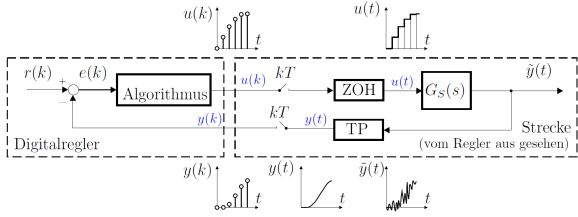
11 Implementierung digitaler Regler

- Heutzutags werden fast nur noch digitale Regler implementiert. Gründe hierfür sind:
- Verarbeitung digitaler Signale ist flexibel
 - Speicherung und Übertragung digitaler Signale ist einfach
 - Komponenten (Rechner, Wandler) für ditigale Umsetzung werden immer günstiger

11.1 Aufbau digitaler Regelkreis (S. 183)



11.1.1 Signale im digitalen Regelkreis (S. 184)



- Sensorseitig wird periodisch die Regelgrösse abgetastet (zuvor TP-filtern)
 - **TP:** Analoges Tiefpassfilter \Rightarrow Anti-Aliasing
- Aktorseitig wird mit **ZOH**-Halteglied (Zero-Order-Hold) aus dem diskreten Signal $u(k)$ eine kontinuierliche Funktion $u(t)$ erzeugt

11.1.2 Quantisierung (S. 185)

Das Signal eines digitalen Reglers ist sowohl **zeitdiskret** als auch **wertdiskret**.

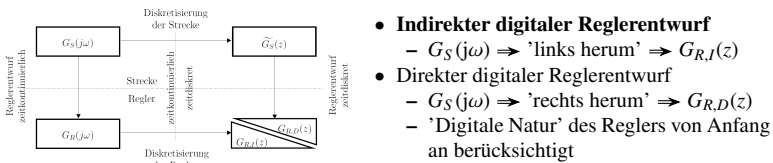
Abtastzeit T

- T zu gross gewählt
 - Schlechtes Führungsverhalten (Überschwingen)
 - T zu klein gewählt
 - Möglicherweise numerische Probleme
 - Höhere Anforderungen an Sensor, Aktor, Wandler und Digitalrechner
- Sättigung und Quantisierung**
- Grobe Quantisierung
 - Nichtlineare Reglerung
 - Feine Quantisierung
 - Keinen (negativen) Einfluss auf Regler

Sättigung und Quantisierung

- Grobe Quantisierung
 - Nichtlineare Reglerung
- Feine Quantisierung
 - Keinen (negativen) Einfluss auf Regler

11.2 Entwurfsverfahren (S. 186)



Hinweis: Normalerweise sind die resultierenden Regler nicht identisch: $G_{R,I}(z) \neq G_{R,D}(z)$

11.3 Diskretisierung eines Reglers (S. 188)

Ein kontinuierlicher Regler (hier I-Regler) weist folgendes Verhalten auf:

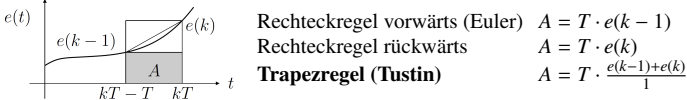
$$u(t) = K_R \cdot \int_0^t e(\tau) \, d\tau$$

Der entsprechende zeitdiskrete Regler kann **nicht exakt** gebildet werden, da $e(t)$ nur zu diskreten Zeitpunkten $e(kT)$ bekannt ist. Geht man davon aus, dass $e(t)$ **nicht stark ändert** (\Rightarrow geeignete Wahl der Abtastzeit T), dann kann $u(k)$ folgendermassen approximiert werden:

$$u(k) = K_R \cdot \int_0^{kT} e(\tau) \, d\tau = K_R \cdot \underbrace{\int_0^{kT-T} e(\tau) \, d\tau}_{u(k-1)} + K_R \cdot \underbrace{\int_{kT-T}^{kT} e(\tau) \, d\tau}_{\approx A}$$

11.3.1 Approximationen der Fläche A

Die Fläche A kann auf mehrere Arten approximiert werden:



Hinweis: Für die Diskretisierung von Reglern wird die **Trapez-Approximation** verwendet, da diese am genauesten ist.

11.4 Vorgehen: Diskretisierung eines Reglers

1. Übertragungsfunktion des Reglers in $j\omega$ aufstellen: $G_R(j\omega) = \dots$
2. Wahl der Abtastzeit T_S und einer Diskretisierungsmethode
– (typischerweise Tustin, weil am genauesten)
3. Substitution aller $j\omega$ in der UTF durch Approximation in $z^{-1} \Rightarrow G_{R, \text{diskret}}(z) = \dots$
– Tustin: $j\omega = \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$
4. Umformen, damit Doppelbrüche verschwinden

5. Ansatz: $G_{R, \text{diskret}}(z) = \frac{U(z)}{E(z)}$ sortieren nach $U(z)$ und $E(z)$
6. Differenzengleichung durch inverse Z-Transformation bestimmen

Beispiel: PI-Regler diskretisieren

Gegeben sei die Übertragungsfunktion $G_R(j\omega)$ eines **kontinuierlichen** Reglers. Daraus soll die zu implementierende **Differenzengleichung** ermittelt werden.

$$1. \quad G_R(j\omega) = K_R \cdot \frac{1 + T_N j\omega}{T_N j\omega} \Rightarrow 2.$$

$$G_{R, \text{diskret}}(z) \stackrel{3.}{=} K_R \cdot \frac{1 + T_N \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}}{T_N \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} \stackrel{4.}{=} K_R \cdot \frac{T(1+z^{-1}) + 2T_N(1-z^{-1})}{2T_N(1-z^{-1})} = \frac{U(z)}{E(z)}$$

$$5. \quad U(z)(1 - z^{-1}) = \frac{K_R}{2T_N} \cdot E(z) \left(T(1 + z^{-1}) + 2T_N(1 - z^{-1}) \right)$$

$$6. \quad u(k) - u(k-1) = \frac{K_R}{2T_N} [T \cdot e(k) + T \cdot e(k-1) + 2T_N \cdot e(k) - 2T_N \cdot e(k-1)]$$

$$u(k) = u(k-1) + \frac{K_R}{2T_N} [e(k) \cdot (T + 2T_N) + e(k-1) \cdot (T - 2T_N)]$$

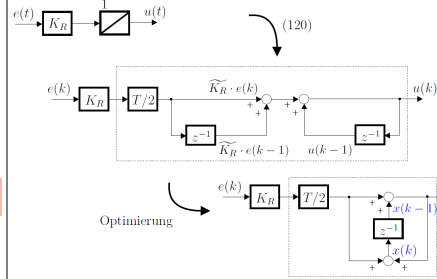
11.5 Code-Implementierung eines diskreten Reglers (S. 190)

```

1 Function init()
2     e_km1 = 0    % e(k-1) initialisieren
3     u_km1 = 0    % u(k-1) initialisieren
4
5 Function u_k = loop(e_k)
6     u_k = u_km1 + K_R / (2* T_N) ( (e_k * (T + 2*T_N))
7     + e_km1 * (T - 2*T_N) )
8     u_km1 = u_k
9     e_km1 = e_k

```

11.5.1 Optimierung des Speicherplatzes (S. 189)

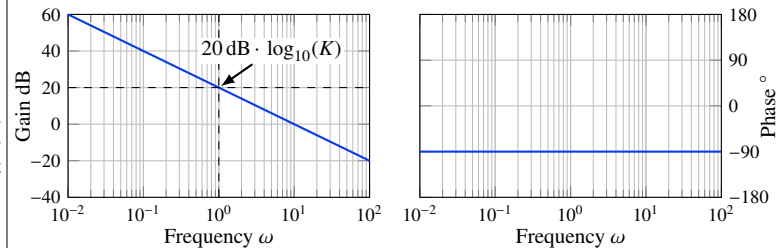


Durch geeignete Anpassung kann die Struktur des Reglers so optimiert werden, dass man sich nicht mehr die beiden Werte $u(k-1)$ und $e(k-1)$ 'merken' muss, sondern nur noch einen Wert $x(k-1)$

12 Anhang

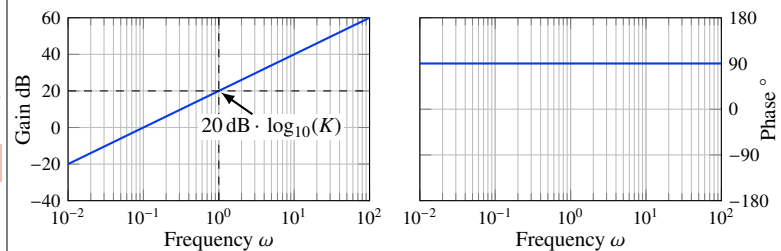
12.1 Bodediagramm eines Integrators

Ein Integrator mit $G(s) = \frac{K}{s}$ hat seine Polstelle bei der Frequenz $\omega = 0$. Im Bode-Diagramm wird der Integrator so dargestellt, dass bei Frequenz $\omega = 1$ die Verstärkung $20 \text{ dB} \cdot \log_{10}(K)$ erreicht ist. Die Steigung beträgt -20 dB/Dek und die Phase ist konstant bei $\varphi = -\frac{\pi}{2}$.



12.2 Bodediagramm eines Differenzierers

Ein Differenzierer mit $G(s) = K \cdot s$ hat eine Nullstelle bei der Frequenz $\omega = 0$. Im Bode-Diagramm wird der Differenzierer so dargestellt, dass bei Frequenz $\omega = 1$ die Verstärkung $20 \text{ dB} \cdot \log_{10}(K)$ erreicht ist. Die Steigung beträgt 20 dB/Dek und die Phase ist konstant bei $\varphi = \frac{\pi}{2}$.



12.3 z-Transformation

Die z-Transformation wird verwendet, um **diskrete** Signale in den Frequenzbereich zu transformieren.

| Zeitbereich | Frequenzbereich |
|-------------|--|
| $u(k)$ | $U(z)$ |
| $u(k - 1)$ | $z^{-1} \cdot U(z) = \frac{1}{z} \cdot U(z)$ |
| $u(k + 1)$ | $z \cdot U(z)$ |

12.3.1 Z-Transformation mit Matlab

```
1 s = tf('s');
2 G_R = K_R * (1 + s * T_N) / (s * T_N); % UTF Regler
3 sysd = c2d(G_R, T_S, 'tustin') % T_S: sampling time
```

12.4 Fourier- bzw. Laplace-Transformation

Die Fourier- und die Laplace-Transformation werden verwendet, um **kontinuierliche** Signale in den Frequenzbereich zu transformieren.

| Zeitbereich | Frequenzbereich (Fourier) | Frequenzbereich (Laplace) |
|-------------------------|--------------------------------------|---------------------------|
| $u(t)$ | $U(j\omega)$ | $U(s)$ |
| $\int u(\tau) \, d\tau$ | $\frac{1}{j\omega} \cdot U(j\omega)$ | $\frac{1}{s} \cdot U(s)$ |
| $\frac{d}{dt}u(t)$ | $j\omega \cdot U(j\omega)$ | $s \cdot U(s)$ |