

# Regelungstechnik 2

FS 24 Prof. Dr. Lukas Ortmann

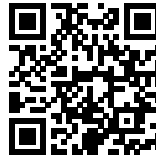
Autoren:

Simone Stitz, Laurin Heitzer

Version:

1.0.20240614

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



## Inhaltsverzeichnis

<b>1 Regelkreise aus LTI-Systemen (S. 105)</b>	<b>2</b>	<b>7 Einstellen eines PID-Reglers</b>	<b>6</b>
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
		7.4 Regler-Einstellung durch Optimierung (S. 167)	7
<b>2 Frequenzgang (S. 114)</b>	<b>2</b>	<b>8 Variationen / Erweiterungen zu PID-Reglern</b>	<b>7</b>
2.1 Frequenzgang $G(j\omega)$ als komplexe Zahl	2	8.1 Modifizierter PID-Regler in Parallelform (S. 171)	7
2.2 Frequenzgang der Grundglieder (S. 117)	2	8.2 Glättung der Referenz (S. 171)	7
2.3 Darstellung mit Zeigern (S. 118)	2	8.3 Störgrössenaufschaltung (S. 174)	7
2.4 Bestimmung des Frequenzgangs aus DGL	2	8.4 Kaskadenregelung (S. 175)	7
2.5 Serieschaltung von LZI-Systemen (S. 121)	3	8.5 Übertragungsfunktionen Kaskadenregelung	7
2.6 Parallelschaltung von LZI-Systemen (S. 124)	3	8.6 Wind-Up (Integratoren) (S. 172)	7
2.7 Kreisschaltung (Gegenkopplung) von LZI-Systemen (S. 124-125)	3		
2.8 Frequenzgang – Übertragungsfunktion (UTF)	3	<b>9 Fallstudie: Gleichstromantrieb</b>	<b>8</b>
<b>3 Stabilität – Nyquistkriterium (S. 126)</b>	<b>3</b>	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 (S. 130)	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
		9.8 Gleichstromantrieb mit Totzeit mit PID-Regler (S. 160-162)	9
<b>4 Dezibel dB</b>	<b>4</b>	<b>10 Implementierung analoger Regler</b>	<b>9</b>
4.1 Umrechnung Verstärkungsfaktor – Dezibel dB	4	10.1 Struktur allgemeiner Frequenzgang eines Reglers (S. 177)	9
4.2 dB–Umrechnungstabelle	4	10.2 Grundsaltungen mit OpAmps (S. 178-179)	9
		10.3 Varianten analoger PID-Schaltungen (S. 182)	9
<b>5 Bode-Diagramm</b>	<b>4</b>	<b>11 Implementierung digitaler Regler</b>	<b>9</b>
5.1 Vorgehen: Bode-Diagramm zeichnen	4	11.1 Aufbau digitaler Regelkreis (S. 183)	10
5.2 Modellbildung (UTF) mittels Frequenzmessung (S. 139)	5	11.2 Entwurfsverfahren (S. 186)	10
5.3 Stabilität im Bodediagramm (S. 140)	5	11.3 Diskretisierung eines Reglers (S. 188)	10
5.4 Bodediagramme mit Matlab	5	11.4 Vorgehen: Diskretisierung eines Reglers	10
5.5 Alternative Stabilitätskriterien – Vorzeichenregel (S. 142)	5	11.5 Code-Implementierung eines diskreten Reglers (S. 190)	10
<b>6 PID-Regler</b>	<b>5</b>	<b>12 Anhang</b>	<b>10</b>
6.1 Strukturen und Frequenzgänge von PID-Reglern	5	12.1 Bodediagramm eines Integrators	10
6.2 Matlab / Simulink	6	12.2 Bodediagramm eines Differenzierers	10
6.3 PID-Regler im Frequenzgang	6	12.3 z-Transformation	11
6.4 PID-Regler im Bodediagramm	6	12.4 Fourier- bzw. Laplace-Transformation	11

# 1 Regelkreise aus LTI-Systemen (S. 105)

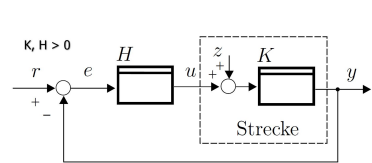
## 1.1 Steuerung



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**

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

### 1.2.1 Störungsunterdrückung (S. 106)

Ein Regler ist vorteilhaft, um Störungen zu unterdrücken, denn für die Verstärkung 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 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.

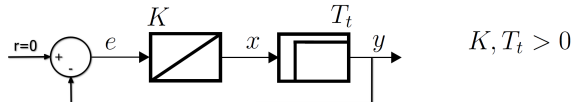
## 1.3 Stabilität eines Systems mit Rückkopplung

(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  $e(t) = A \cdot \cos(\omega t)$

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

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

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

$$\text{Der Koeffizientenvergleich liefert: } \omega = K \text{ und } \omega = K = \frac{\pi}{2 \cdot T}$$

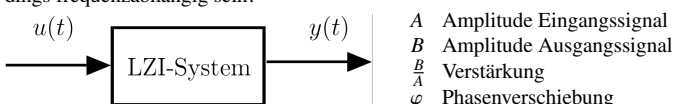
⇒ Wenn der Regler die Verstärkung K hat ist das System grenzstabil und das System schwingt für alle Zeit mit der Frequenz  $\omega$

⇒ 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!



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

## 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)

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

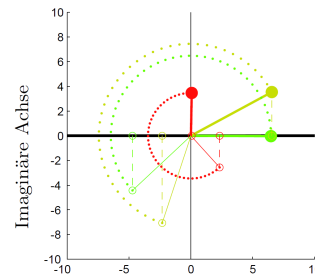
### 2.2 Frequenzgang der Grundglieder (S. 117)

P-Glied	I-Glied	PT <sub>1</sub> -Glied	T <sub>t</sub> -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 (S. 118)

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

1. DGL des Systems in Frequenzbereich transformieren

2. Geeignet umformen:  $G(j\omega) = \frac{Y}{U}$

3. Falls gewünscht: Amplitude  $|G(j\omega)|$  und Phase  $\varphi$  bestimmen

### Beispiel: PT<sub>1</sub> Glied

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

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

$$|G(j\omega)| = \frac{|\underline{Y}|}{|\underline{U}|} = \frac{K}{\sqrt{(\omega T)^2 + 1^2}} \quad \varphi = \arctan\left(\frac{\text{Im}\{G(j\omega)\}}{\text{Re}\{G(j\omega)\}}\right) + \pi$$

## 2.4.1 Allgemeiner Fall (S. 120)

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

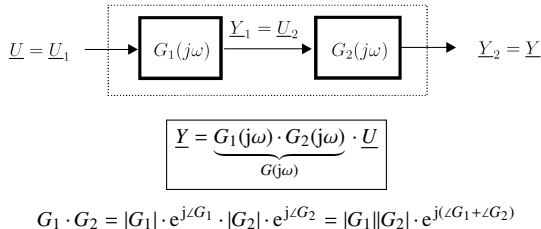
$$a_n (j\omega)^n \cdot \underline{Y} + \dots + a_1 j\omega \cdot \underline{Y} + a_0 \underline{Y} = b_m (j\omega)^m \cdot \underline{U} + \dots + b_1 j\omega \cdot \underline{U} + b_0 \underline{U}$$

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

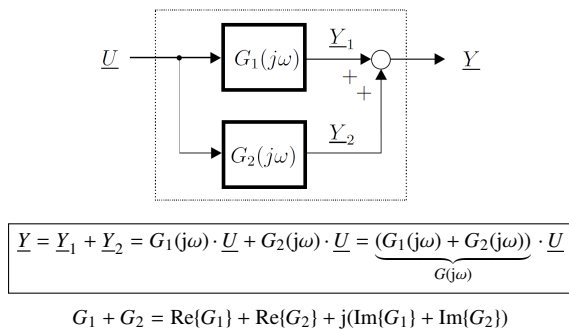
$$|G(j\omega)| = \frac{|\underline{Y}|}{|\underline{U}|} = \frac{|b_m (j\omega)^m + \dots + b_1 j\omega + b_0|}{|a_n (j\omega)^n + \dots + a_1 j\omega + a_0|}$$

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

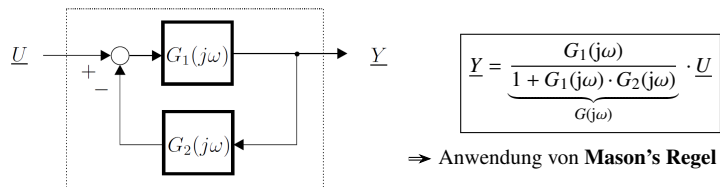
## 2.5 Serieschaltung von LZI-Systemen (S. 121)



## 2.6 Parallelschaltung von LZI-Systemen (S. 124)



## 2.7 Kreisschaltung (Gegenkopplung) von LZI-Systemen (S. 124-125)



### 2.7.1 Vorgehen Frequenzgang ermitteln

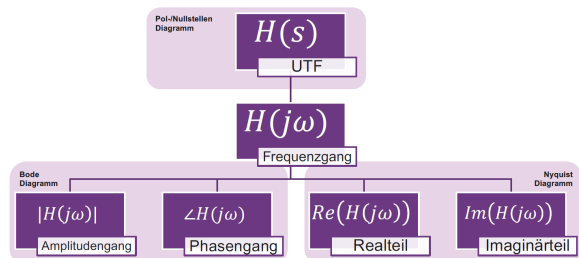
1. Gleichung zum Blockdiagramm aufstellen
2. Nach  $\underline{Y}$  umformen

## 2.8 Frequenzgang – Übertragungsfunktion (UTF)

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

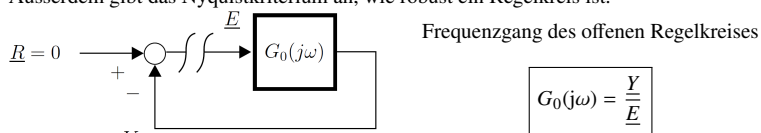
$$G(j\omega) = G(s) \Big|_{s=j\omega}$$

### 2.8.1 Übersicht Darstellungsformen



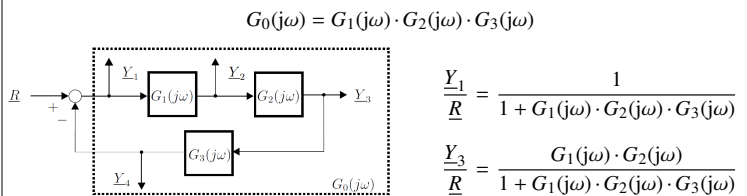
## 3 Stabilität – Nyquistkriterium (S. 126)

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) 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  $\omega_\pi$ , 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)

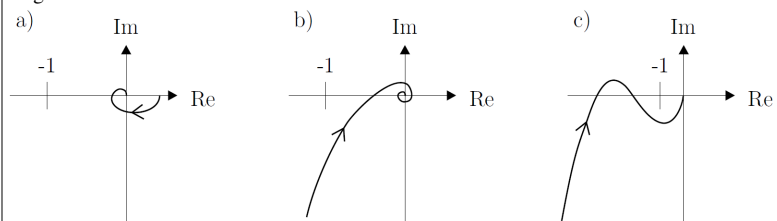
Idee: Informationen über den **offenen Regelkreis** verwenden, um die **Stabilität des geschlossenen Regelkreises** zu beurteilen

### 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 (S. 130)

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 zur Ursprung bei der Phasenschnittfrequenz  $\omega_\pi$  entspricht  $\frac{1}{K_{RES}}$ .  
 $\Rightarrow$  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 $\Phi_{RES}$

Die Phasenreserve  $\Phi_{RES}$  liefert einen Toleranzwert für den Fall, dass die **Modellunsicherheit** des offenen Regelkreises bei der **Totzeit** liegt.  
 $\Rightarrow$  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



Mitte: Verstärkungsreserve streckt Kurve vom Ursprung aus  
 Rechts: Phasenreserve dreht jeden Punkt der Kurve um verschiedene Winkel  $\omega \cdot T_t$  um den Ursprung

#### 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  $K_{RES} > 4$  ( $\approx 12$  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:  $|G(j\omega)| \downarrow$ ;  $\angle G(j\omega) \downarrow \Rightarrow$  Bewegung im Uhrzeigersinn
- Nullstellen:  $|G(j\omega)| \uparrow$ ;  $\angle G(j\omega) \uparrow \Rightarrow$  Bewegung im Gegenuhrzeigersinn  
 $\Rightarrow$  Bei der Frequenz, bei der die Nullstelle 'zündet', ist  $\angle G(j\omega) = \pm 45^\circ$
- 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  $\Rightarrow$  Addition  
 $|K_1 \cdot K_2|_{dB} = |K_1|_{dB} + |K_2|_{dB}$
- Division  $\Rightarrow$  Subtraktion  
 $\left|\frac{K_1}{K_2}\right|_{dB} = |K_1|_{dB} - |K_2|_{dB}$
- Kehrwert  $\Rightarrow$  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  $^\circ$
- 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

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

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

$\Rightarrow$  Grafisch multiplizieren wäre schwierig, grafisch addieren geht gut

- Phasengang

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

$\Rightarrow$  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:

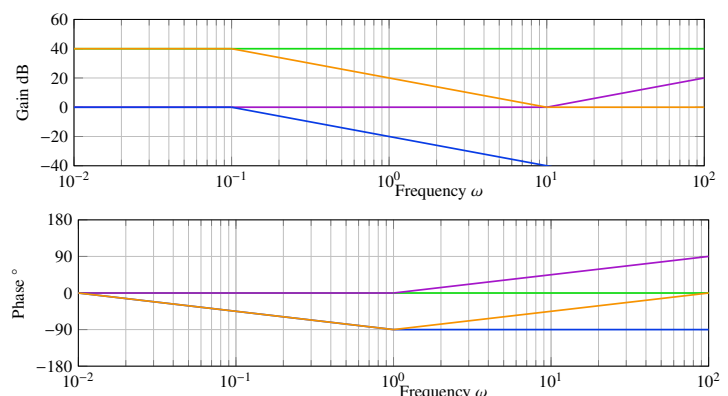
$$G(j\omega) = K_0 \cdot (j\omega)^v \cdot \frac{(1 + T_{n0} \cdot j\omega) \cdot (1 + T_{n1} \cdot j\omega) \cdot \dots}{(1 + T_{p0} \cdot j\omega) \cdot (1 + T_{p1} \cdot j\omega) \cdot \dots} \cdot e^{-j\omega T_t}$$

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

#### Beispiel: Bode-Diagramm zeichnen

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

- $|K_0|_{dB} = |100|_{dB} = 40 \text{ dB} \Rightarrow \angle G(100) = 0^\circ$
- Nullstelle:  $|1 + 0.1j\omega|_{dB} \Rightarrow$  Knick bei  $\omega = \frac{1}{0.1s} = 10 \frac{\text{rad}}{s}$
- Polstelle:  $|1 + 10j\omega|_{dB} \Rightarrow$  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.

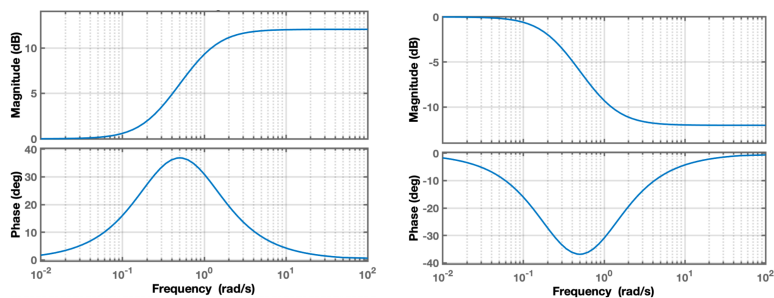


### 5.1.2 Lead-Lag-Glied

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

Lead-Glied ( $T_1 > T_2$ )

Lag-Glied ( $T_2 > T_1$ )



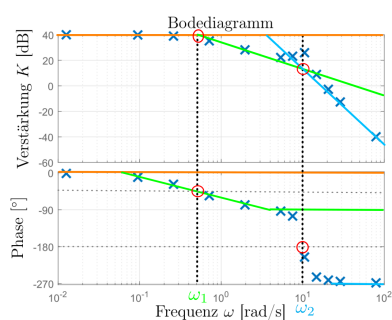
$$\text{Maximale Phasenänderung bei: } \omega = \frac{1}{\sqrt{T_1 \cdot T_2}}$$

⇒ 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:

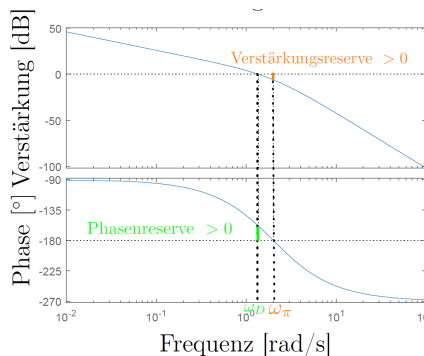
- $|K|_{dB} = 40 \Rightarrow K = 100$
- $\omega_1 = \frac{1}{T_1} = 0.5 \Rightarrow T_1 = \frac{1}{0.5} = 2$
- $\omega_2 = \frac{1}{T_2} = 10 \Rightarrow T_2 = \frac{1}{10} = 0.1$
- $\zeta = 0.1 \Rightarrow$  gegeben

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

#### 5.3.1 Parameter $K_{RES}$ und $\Phi_{RES}$ aus Bodediagramm lesen



- Durchtrittsfrequenz  $\omega_D$

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

- Phasenschnittfrequenz  $\omega_\pi$

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

**Achtung:** Das Vorzeichen von  $\Phi_{RES}$  bzw.  $\Phi_{RES}$  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  $-180^\circ$
- **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 margin(G) % Bode-Plot mit Stabilitäts- und Phasenreserve
5 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 folgen der **Vorzeichenregel** eine Aussage über die Stabilität des **geschlossenen Regelkreises** gemacht werden.

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

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

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

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

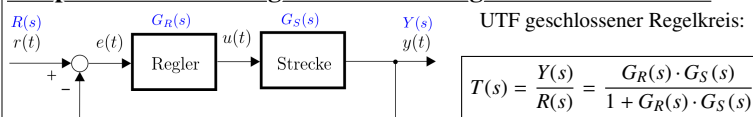
keine Ahnung

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

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

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

#### 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:  $G_R(s) = K_R$ ,  $G_S(s) = \frac{K}{s(sT+1)} = \frac{K}{Ts^2+s}$

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

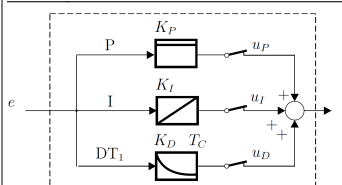
### 6 PID-Regler

- **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

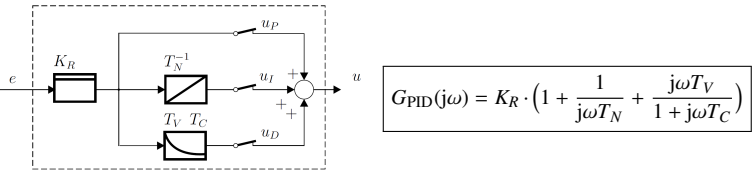
Alle drei Strukturen sind **äquivalent**. Es handelt sich nur um unterschiedliche Darstellungsformen.

##### 6.1.1 Variante 1: Parallelform

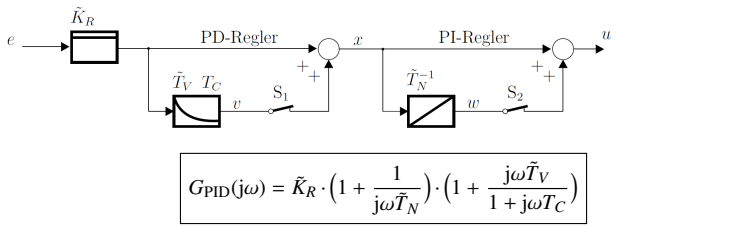


$$G_{PID}(j\omega) = K_P + \frac{K_I}{j\omega} + K_D \frac{j\omega}{1 + j\omega T_C}$$

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

- Parallelform
  - $C = \text{pid}(K_p, K_i, K_d, T_f)$
  - $C = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d \cdot s}{T_f \cdot s + 1}$
- Standardform
  - $C = \text{pidstd}(K_p, T_i, T_d, N)$
  - $C = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + \frac{T_d \cdot s}{N \cdot s + 1}\right)$
  - $T_f = \frac{T_d}{N}$

Simulink

- Parallelform
  - $P + I \frac{1}{s} + D \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}}$
  - $D \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}} = \frac{D \cdot s}{N \cdot s + 1}$
  - $P = K_P, I = K_I, D = K_D, N = \frac{1}{T_C}$
- 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:  $-90^\circ$  (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)

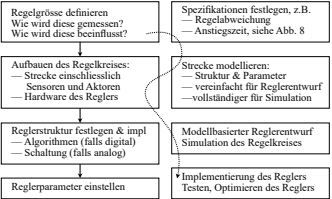
6.4 PID-Regler im Bodediagramm

**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
  - Zweipunktregler, 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 (S. 163)

- 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:

$G_R(s)$  UTF Regler  $G_0(s)$  UTF offener Regelkreis  
 $G_S(s)$  UTF Stecke  $G_f(s)$  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)

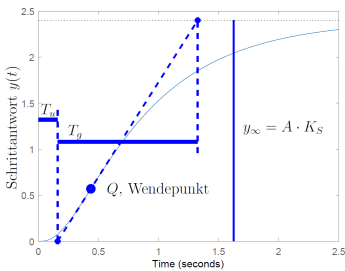
7.3 Empirische Einstellregeln

**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 **PT<sub>1</sub>-System mit Totzeit** 'gefittet'. Die daraus entstehenden Parameter werden für die Regler-Dimensionierung verwendet.

PT<sub>1</sub>-System mit Totzeit  $G_0(s) = \frac{K_s}{s \cdot T_g + 1} e^{-s T_u}$



Vorgehen PT<sub>1</sub> 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:  $\mu > 10$



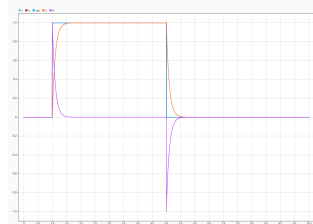


## Beispiel: Wind-Up mit PI-Regler

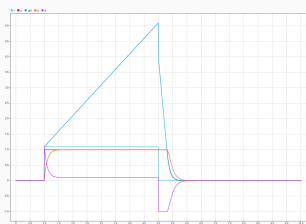


- PI-Regler (so dimensioniert, dass  $G_0$  nur noch I-Verhalten hat)  
⇒  $G_f$  hat  $PT_1$ -Verhalten
- Sättigungsblock: Sättigung bei  $\pm 1$
- Stellgrösse  $r(t) = 1$  (keine Sättigung)
- Stellgrösse  $r(t) = 1.2$  (Sättigung)

### Keine Sättigung (kein Wind-Up)



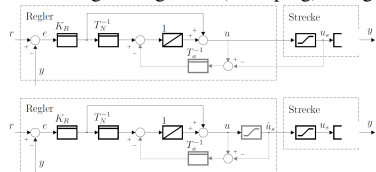
### Sättigung (Wind-Up)



## 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) ⇒ nie 'vollgas'
- Bedingte Integration (Clamping): Integration stoppen (z.B. wenn Aktor am Limit ist)



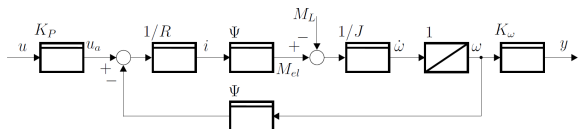
- Feedback-Mechanismus (Back-Calculation)

⇒ Muss richtig dimensioniert sein!  
⇒ 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

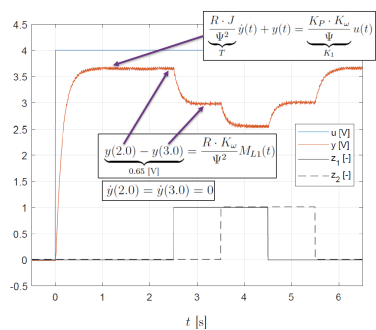
### 9.1 Modellierung (S. 53)



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**.

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

#### 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 <sup>2</sup> ]
$\Psi$	$\Psi = \sqrt{B_z^2}$ ; siehe (35)	$5.8 \cdot 10^{-2}$	[Wb]
$K_\omega$	fix gegeben (kalibrierter Sensor)	$2.4 \cdot 10^{-2}$	[Vs]
$K_P$	$K_P = \frac{R}{K_1} \cdot \Psi$ ; siehe (35)	2.2	[-]

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

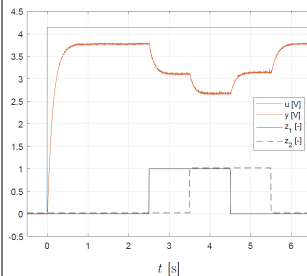
### 9.2 Gleichstromantrieb mit Steuerung (S. 148-149)

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

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

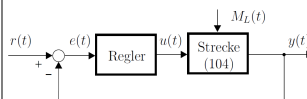
$$y_{\text{stat}} = \frac{K_P \cdot K_\omega}{\Psi} u_{\text{stat}} \quad y_{\text{stat}} = K_\omega \cdot \omega \quad \omega_{\text{stat}} = \frac{K_P}{\Psi} u_{\text{stat}}$$
$$\Rightarrow u_{\text{stat}} = \frac{\Psi}{K_P} \omega_{\text{stat}} = \frac{\Psi}{K_P} 25 \cdot 2\pi = 4.14 \text{ V}$$

### 9.2.1 Probleme der Steuerung



- Endwert wird zwar erreicht, aber wenn  $K_P$  oder  $\Psi$  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)

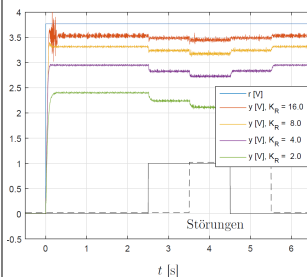


$$u(t) = K_R \cdot e(t) = K_R \cdot (r(t) - y(t))$$

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

Damit der Sollwert  $r(t)$  erreicht wird (wenn keine Störung  $M_L(t)$  vorhanden ist), muss  $K_F = 1$  sein ⇒  $K_R$  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  
⇒ DGL konvergiert zu  $y(t) = r(t)$
- Für kleine  $K_R$  wird Endwert nicht erreicht  
⇒ statischer Fehler
- Stellgrösse  $u(t)$  sättigt aufgrund von physikalischen Gegebenheiten ⇒ Prozess wird **nichtlinear** ⇒ Überschwinger
- Messrauschen wird ebenfalls verstärkt (P-Regler verstärkt **alle** Frequenzen)

⇒ 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)

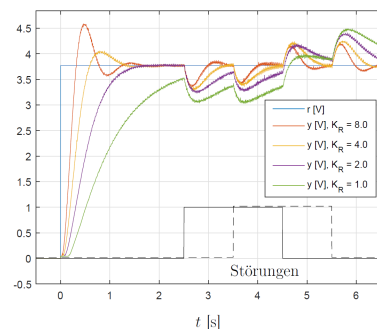
$$u(t) = K_R \int_0^t (r(\tau) - y(\tau)) d\tau$$

⇒  $u(t)$  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  $\zeta_f$  klein, die Überhöhung grösser (unerwünscht)
- ⇒ 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 ⇒ Parameter  $K_R$  und  $T_N$  einstellbar

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

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

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! ⇒ **Pol-Nullstellenkürzung!**

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







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)
$u(t)$	$U(j\omega)$	$U(s)$
$\int u(\tau) \, d\tau$	$\frac{1}{j\omega} \cdot U(j\omega)$	$\frac{1}{s} \cdot U(s)$
$\frac{d}{dt}u(t)$	$j\omega \cdot U(j\omega)$	$s \cdot U(s)$