

Viele der in der folgenden Darstellung benutzten Bezeichnungen sind in DIN 19 226 „Regelungstechnik und Steuerungstechnik“ genormt. Einige der häufig vorkommenden Begriffe werden hier zunächst zusammenfassend eingeführt.

**Regelgröße:** Größe (Veränderliche), die unabhängig von äußeren Einflüssen auf einem gewünschten, festen oder veränderlichen Wert gehalten werden soll.

**Störgröße:** Jede auf eine Regelung einwirkende Größe, die die beabsichtigte Beeinflussung der Regelung behindert.

**Stellgröße:** Größe, durch deren Änderung die Regelgröße beeinflusst werden kann. Die Stellgröße ist die Ausgangsgröße der Regeleinrichtung und Eingangsgröße der Regelstrecke. Mit der Stellgröße wird der Energie- und/oder Materialfluß in die Regelstrecke beeinflusst.

**Regelstrecke:** Anlage (Gerät), bei der (dem) eine oder mehrere Größen – die Regelgrößen – gegen unbeabsichtigte Einflüsse auf gewünschten Werten gehalten werden, indem eine oder mehrere Eingangsgrößen – die Stellgrößen – verändert werden.

**Regler:** Gerät zur Erfassung der Differenz zwischen Istwert und Sollwert der Regelgröße und zur Betätigung des Stellgliedes.

**Stellglied:** Ein am Eingang der Strecke liegendes Glied zur Beeinflussung eines Energie- oder Mengenstromes.

**Regelkreis:** Geschlossener Wirkungskreis aus Regelstrecke und Regeleinrichtung.

**Sollwert:** Wert, den eine (Regel-)Größe im betrachteten Zeitpunkt unter festgelegten Bedingungen haben soll.

**Istwert:** Wert, den eine Größe im betrachteten Zeitpunkt tatsächlich hat.

**Führungsgröße:** Größe, die der Regeleinrichtung von außen zugeführt wird und der die Regelgröße folgen soll

Am Beispiel einer typischen regelungstechnischen Aufgabe werden die Begriffe und ihre Zuordnung aufgezeigt.

**Tabelle 2.6: Verhalten der wichtigsten Regelkreisglieder**

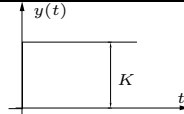
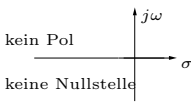
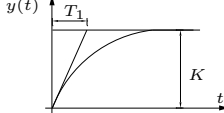
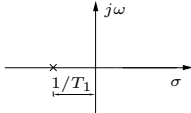
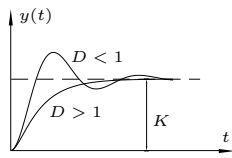
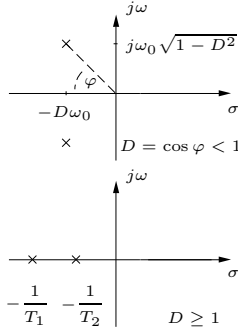
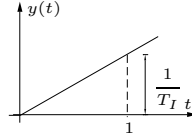
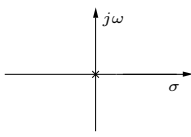
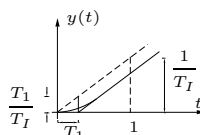
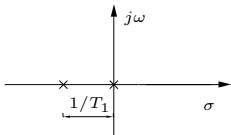
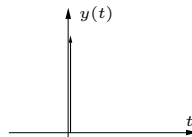
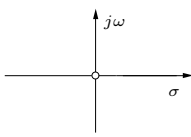
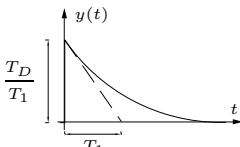
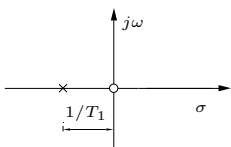
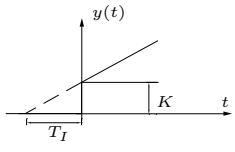
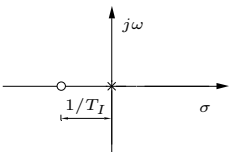
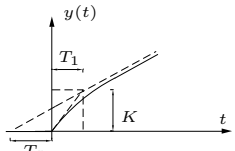
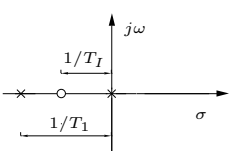
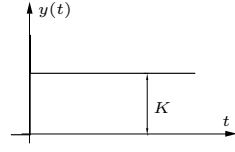
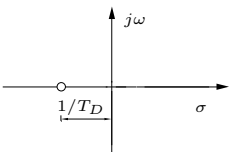
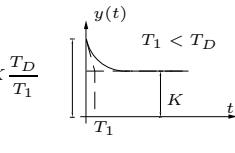
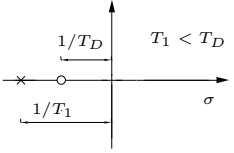
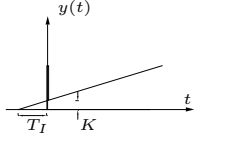
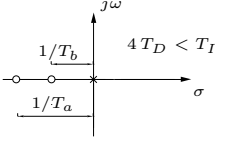
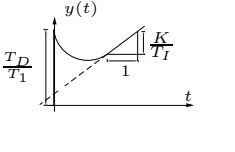
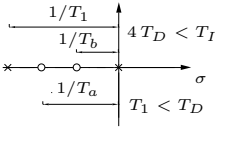
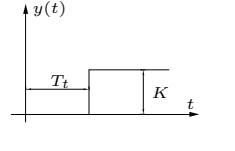
System	Zeitbereich Bildbereich (Übertragungsfkt.)	Übergangsfunktion	s-Ebene × Pol ○ Nullstelle
$P$	$y(t) = K u(t)$ $G(s) = K$		kein Pol keine Nullstelle 
$PT_1$	$T_1 \dot{y}(t) + y(t) = K u(t)$ $G(s) = K \frac{1}{1 + T_1 s}$		
$PT_2$	$\frac{1}{\omega_0^2} \ddot{y}(t) + \frac{2D}{\omega_0} \dot{y}(t) + y(t) = K u(t)$ $G(s) = K \frac{1}{\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \frac{2D}{\omega_0} s + 1}$  $D < 1$ : konjugiert komplexe Wurzeln der char. Gleichung $\lambda_{1,2} = -\omega_0(D \pm j\sqrt{1-D^2})$ $D \geq 1$ : reelle Wurzeln der char. Gleichung $\lambda_{1,2} = -\omega_0(D \pm \sqrt{D^2-1}) = -1/T_{1,2}$		
$I$	$y(t) = \frac{1}{T_I} \int u dt$ $G(s) = \frac{1}{T_I s}$		
$IT_1$	$T_1 \dot{y}(t) + y(t) = \frac{1}{T_I} \int u(t) dt$ $G(s) = \frac{1}{T_I s(1 + T_1 s)}$		
$D$	$y(t) = T_D \frac{du}{dt}$ $G(s) = T_D s$		
$DT_1$	$T_1 \dot{y}(t) + y(t) = T_D \frac{du}{dt}$ $G(s) = T_D \frac{s}{1 + T_1 s}$		

Tabelle 2.6: Fortsetzung

System	Zeitbereich Bildbereich (Übertragungsfkt.)	Übergangsfunktion	s-Ebene × Pol    ○ Nullstelle
$PI$	$y(t) = K \left[ u(t) + \frac{1}{T_I} \int u(t) dt \right]$ $G(s) = K \left[ 1 + \frac{1}{T_I s} \right]$		
$PIT_1$	$T_1 \dot{y}(t) + y(t) =$ $K \left[ u(t) + \frac{1}{T_I} \int u dt \right]$ $G(s) = K \frac{1 + \frac{1}{T_I s}}{1 + T_1 s}$		
$PD$	$y(t) = K [u(t) + T_D \dot{u}(t)]$ $G(s) = K [1 + T_D s]$		
$PDT_1$	$T_1 \dot{y}(t) + y(t) =$ $K [u(t) + T_D \dot{u}(t)]$ $G(s) = K \frac{1 + T_D s}{1 + T_1 s}$		
$PID$	$y(t) = K \left[ u(t) + \frac{1}{T_I} \int u dt + T_D \frac{du}{dt} \right]$ $G(s) = K \left[ 1 + T_D s + \frac{1}{T_I s} \right]$		
$PIDT_1$	$T_1 \dot{y}(t) + y(t) =$ $K \left[ u(t) + \frac{1}{T_I} \int u dt + T_D \frac{du}{dt} \right]$ $G(s) = K \frac{1 + T_D s + \frac{1}{T_I s}}{1 + T_1 s}$		
$T_t$	$y(t) = K u(t - T_t)$ $G(s) = K e^{-s T_t}$		Pole bei $-\infty$ Nullstellen bei $+\infty$

Nr.	Zeitfunktion	Transformierte
1	$1(t)$	$\frac{1}{s}$
2	$t^n \cdot 1(t)$	$\frac{n!}{s^{n+1}}$
3	$e^{-at} \cdot 1(t)$	$\frac{1}{s+a}$
4	$\frac{1}{T} e^{-\frac{t}{T}} \cdot 1(t)$	$\frac{1}{1+sT}$
5	$\frac{1}{a} (1 - e^{-at}) \cdot 1(t)$	$\frac{1}{s(s+a)}$
6	$(1 - e^{-t/T}) \cdot 1(t)$	$\frac{1}{s(1+sT)}$
7	$\frac{1}{b-a} (e^{-at} - e^{-bt}) \cdot 1(t)$	$\frac{1}{(s+a)(s+b)}$
8	$\frac{e^{-t/T_1} - e^{-t/T_2}}{T_1 - T_2} \cdot 1(t)$	$\frac{1}{(1+sT_1)(1+sT_2)}$
9	$t \cdot e^{-at} \cdot 1(t)$	$\frac{1}{(s+a)^2}$
10	$\frac{1}{T^2} \cdot t \cdot e^{-t/T} \cdot 1(t)$	$\frac{1}{(1+sT)^2}$
11	$\left(\frac{a}{b} + \frac{b-a}{b} \cdot e^{-bt}\right) \cdot 1(t)$	$\frac{(s+a)}{s(s+b)}$
12	$\left(1 + \frac{T-T_1}{T_1} e^{-t/T_1}\right) \cdot 1(t)$	$\frac{(1+sT)}{s(1+sT_1)}$
13	$\frac{1}{a^2} (e^{-at} - 1 + a \cdot t) \cdot 1(t)$	$\frac{1}{s^2(s+a)}$
14	$(T \cdot e^{-t/T} + t - T) \cdot 1(t)$	$\frac{1}{s^2(1+sT)}$
15	$\frac{1}{a^2} [1 - (at+1)e^{-at}] \cdot 1(t)$	$\frac{1}{s(s+a)^2}$

Tabelle A.2: Korrespondenzen zur Laplace-Transformation

Nr.	Zeitfunktion	Transformierte
16	$\left(1 - \frac{T+t}{T} e^{-t/T}\right) \cdot 1(t)$	$\frac{1}{s(1+sT)^2}$
17	$\left(\frac{1}{ab} + \frac{1}{a-b} \left[\frac{1}{a} e^{-at} - \frac{1}{b} e^{-bt}\right]\right) \cdot 1(t)$	$\frac{1}{s(s+a)(s+b)}$
18	$\left(1 + \frac{T_1 \cdot e^{-t/T_1} - T_2 \cdot e^{-t/T_2}}{T_2 - T_1}\right) \cdot 1(t)$	$\frac{1}{s(1+sT_1)(1+sT_2)}$
19	$\frac{(c-b)e^{-at} + (a-c)e^{-bt} + (b-a)e^{-ct}}{(a-b)(a-c)(c-b)} \cdot 1(t)$	$\frac{1}{(s+a)(s+b)(s+c)}$
20	$[(T_1 - T_2)(T_1 - T_3)(T_2 - T_3)]^{-1} \cdot [T_1(T_2 - T_3)e^{-t/T_1} + T_2(T_3 - T_1)e^{-t/T_2} + T_3(T_1 - T_2)e^{-t/T_3}] \cdot 1(t)$	$\frac{1}{(1+sT_1)(1+sT_2)(1+sT_3)}$
21	$\frac{1}{\omega_0} \cdot \sin \omega_0 t \cdot 1(t)$	$\frac{1}{s^2 + \omega_0^2}$
22	$\cos \omega_0 t \cdot 1(t)$	$\frac{s}{s^2 + \omega_0^2}$
23	$\frac{1}{2\omega_0} \cdot t \cdot \sin \omega_0 t \cdot 1(t)$	$\frac{s}{(s^2 + \omega_0^2)^2}$
24	$t \cdot \cos \omega_0 t \cdot 1(t)$	$\frac{s^2 - \omega_0^2}{(s^2 + \omega_0^2)^2}$
25	$\sinh \omega t \cdot 1(t)$	$\frac{\omega}{s^2 - \omega^2}$
26	$\cosh \omega t \cdot 1(t)$	$\frac{s}{s^2 - \omega^2}$
27	$\frac{1}{\sqrt{1-D^2}\omega_0} e^{-D\omega_0 t} \sin(\sqrt{1-D^2} \omega_0 t) \cdot 1(t)$	$\frac{1}{s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2}$

Tabelle A.2: Fortsetzung

28	$e^{-D\omega_0 t} \sin(\sqrt{1-D^2} \omega_0 t) \cdot 1(t)$	$\frac{\sqrt{1-D^2} \omega_0}{s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2}$
29	$e^{-D\omega_0 t} \cos(\sqrt{1-D^2} \omega_0 t) \cdot 1(t)$	$\frac{s + D\omega_0}{s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2}$
30	$e^{-\delta t} \sin \omega_e t \cdot 1(t)$	$\frac{\omega_e}{(s + \delta)^2 + \omega_e^2}, \quad \omega_e = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ $= \sqrt{1 - D^2} \omega_0$
31	$e^{-\delta t} \cos \omega_e t \cdot 1(t)$	$\frac{s + \delta}{(s + \delta)^2 + \omega_e^2}, \quad \omega_e = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ $= \sqrt{1 - D^2} \omega_0$
32	$e^{-\delta t} \sinh \omega_e t \cdot 1(t)$	$\frac{\omega_e}{(s + \delta)^2 - \omega_e^2}, \quad \omega_e = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}$
33	$e^{-\delta t} \cosh \omega_e t \cdot 1(t)$	$\frac{s + \delta}{(s + \delta)^2 - \omega_e^2}, \quad \omega_e = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}$
Korrespondenzen für verallgemeinerte Funktionen		
34	$\delta(t)$	1
35	$\delta(t - T)$	$e^{-sT}$
36	$\delta^{(n)}(t)$	$s^n$

**Tabelle A.2: Fortsetzung**

### Partialbruchentwicklung

Die Tabelle A.2 enthält die wichtigsten Korrespondenzen zur Laplace-Transformation. Bei Funktionen  $F(s)$ , die nicht in der Tabelle A.2 enthalten sind, ist  $F(s)$  durch eine Partialbruchentwicklung in eine Summe einfacher Funktionen von  $s$

$$F(s) = F_1(s) + F_2(s) + \dots + F_n(s) \quad (\text{A.49})$$

zu zerlegen, deren inverse Laplace-Transformierte in Tabelle A.2 enthalten sind:

$$\begin{aligned} \mathcal{L}^{-1}\{F(s)\} &= \mathcal{L}^{-1}\{F_1(s)\} + \mathcal{L}^{-1}\{F_2(s)\} + \dots + \mathcal{L}^{-1}\{F_n(s)\} \\ &= f_1(t) + f_2(t) + \dots + f_n(t) . \end{aligned}$$


Nr.		Zeitfunktion	Transformierte	Voraussetzungen
1	Definition	$f(t) \cdot 1(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s) \cdot e^{st} ds$	$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) \cdot e^{-st} dt$	$c \geq \sigma_0$ <sup>1</sup>
2	Linearität	$k_1 f_1(t) + k_2 f_2(t)$	$k_1 F_1(s) + k_2 F_2(s)$	$k_1, k_2 = \text{const.}$
3	Rechtsverschiebungssatz	$f(t - a) \cdot 1(t - a)$	$e^{-as} \cdot F(s)$	$a > 0$ , reell
4	Ähnlichkeitssatz	$f(at)$	$\frac{1}{a} \cdot F\left(\frac{s}{a}\right)$	$a > 0$ , reell
5	Dämpfungssatz	$e^{-at} \cdot f(t)$	$F(s + a)$	$a$ beliebig
6	Differentiationssatz	$f^{(n)}(t)$	$s^n \cdot F(s) - \sum_{i=0}^{n-1} s^i \cdot f^{(n-1-i)}(+0)$	$f(t)$ sei $(n - 1)$ -mal stetig differenzierbar
7	Integrationsatz	$\int_0^t \int_0^{\tau_{n-1}} \cdots \int_0^{\tau_1} f(\tau) d\tau d\tau_1 \cdots d\tau_{n-1}$	$\frac{1}{s^n} \cdot F(s)$	–
8	Faltungssatz	$\int_0^t f_1(\tau) \cdot f_2(t - \tau) d\tau$	$F_1(s) \cdot F_2(s)$	$\text{Re } s > \max_i \sigma_{0_i}$ $i = 1, 2$
9	Grenzwertsätze	Anfangswertsatz: $\lim_{t \rightarrow +0} f(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} s \cdot F(s)$ Endwertsatz: $\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot F(s)$		Existenz der Grenzwerte

**Tabelle A.1: Definition, Eigenschaften der Laplace–Transformation**

Mit Hilfe einiger weniger dieser Eigenschaften lassen sich gewöhnliche lineare, zeitinvariante Differentialgleichungen in geschlossener Form *algebraisieren*, d. h. die die Dynamik eines Systems beschreibenden Differentialgleichungen werden damit in einfacher und geschlossener Form in sogenannte **Übertragungsfunktionen** überführt. Im folgenden werden einige dieser wichtigen Eigenschaften abgeleitet:

<sup>3</sup> Konvergenzabszisse

**ISR** Negative Feedback Amplifier



**Harold S. Black (1898-1983)**

**Aufbau eines transkontinentalen Telefonnetzes mit 4 Kanälen im Jahr 1923 durch AT&T**

**Problem:** Verzerrungen in Reihenschaltungen von Röhrenverstärker durch Nichtlinearitäten und Verstärkungsänderungen.

**Lösung:** Negative Feedback Amplifier

Patent eingereicht 1928

Verstärker werden ab 1931 eingesetzt

Patent erteilt 1937

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

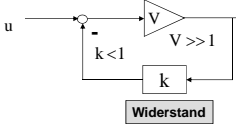
---

---

---

**ISR** Negative Feedback Amplifier

**Verstärker mit negativer Rückführung**



$y = V(u - ky)$

$y = Vu - kVy$

$y(1 + kV) = Vu$

$\Rightarrow K = \frac{y}{u} = \frac{V}{1 + kV}$

**Verstärkung des rückgeführten Verstärkers**

Für  $kV \gg 1$  folgt:

$K = \frac{y}{u} \approx \frac{V}{kV} = \frac{1}{k}$

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Effekte einer negativen Rückführung

- Reduziert den Effekt von Störungen und Parameteränderungen.
- Reduziert den Einfluß von Nichtlinearitäten.
- Sorgt für eine konstante Verstärkung.
- Verändert die Systemeigenschaften.
- Kann instabile Systeme stabilisieren.

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---



**ISR** Anwendungen des Rückkopplungsprinzips

**Verfahrenstechnik**  
Rückführungen wurden eingesetzt um den Einfluß von **Störungen** zu reduzieren und Prozeßgrößen auf vorgegebene Werte zu halten.

**Luft- und Schifffahrttechnik**  
Rückführungen wurden eingesetzt um das System zu **stabilisieren** und den Einfluß von **Störungen** (Wind, Luftdruck) zu reduzieren.

**Nachrichtentechnik**  
Rückführungen wurden eingesetzt um den Einfluß von **Parameterschwankungen** (Eigenschaften der elektronischen Röhren) und **Nichtlinearitäten** zu reduzieren.

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Bezeichnungen und Definitionen (2)

**Definition: Dynamisches System**  
Ein **dynamisches System** stellt eine Funktionseinheit zur **Verarbeitung und Übertragung von Signalen** dar, wobei die **Systemeingangsgrößen als Ursache** und die **Systemausgangsgrößen als deren zeitliche Auswirkungen** zueinander in Relation gebracht werden. (Unbehauen 2000)

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Bezeichnungen und Definitionen (4)

**Raumtemperaturregelung**

**Regelgröße  $y$  Raumtemperatur**

**Regler:** Gerät zur Erfassung der Differenz zwischen Istwert und Sollwert der Regelgröße und zur Betätigung des Stellgliedes.

**Führungsgröße  $w$  Solltemperatur**

**Stellgröße  $u$  Spannung**

**Stellglied:** Größe, durch deren Änderung die Regelgröße beeinflusst werden kann. Mit der Stellgröße wird der Energie- und/oder Materialfluß in die Regelstrecke beeinflusst.

**Störgröße:** Jede auf eine Regelung einwirkende Größe, die die beabsichtigte Beeinflussung der Regelung behindert.

**Stellglied:** Ein am Eingang der Strecke liegendes Glied zur Beeinflussung eines Energie- oder Mengenstromes.

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

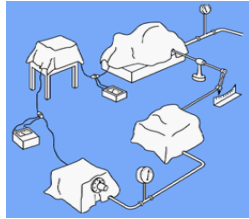
---

---

---

---

- Konzentration auf das Wesentliche
- Focus auf Übertragungsverhalten
- Informationen werden versteckt
- Verschiedene Abstraktionsebenen



Beschreibung mit Hilfe von  
Blockschaltbildern (MIT 1948)




---

---

---

---

---

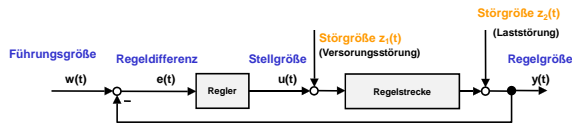
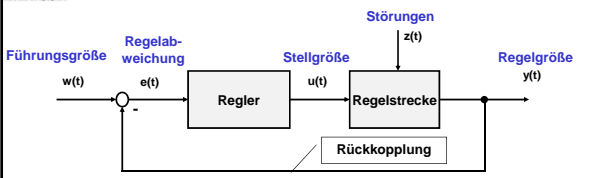
---

---

---

---

---




---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

- 1. Messen:** Die Regelgröße wird direkt gemessen oder aus anderen Meßgrößen berechnet.
- 2. Vergleichen:** Die Regelgröße wird mit der Führungsgröße verglichen und die Regelabweichung berechnet.
- 3. Stellen:** Aus der Regelabweichung wird die Stellgröße bestimmt.




---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Störgrößen- und Folgeregelung

Eine Rückkopplung kann verschiedene Ziele verfolgen:

- Veränderung der **dynamischen Eigenschaften** eines Systems (**Stabilisierung, Dämpfung, Schnelligkeit, Robustheit**).
- **Ausgleichen von Störungen** (**Raumheizung, Dampfturbine, Tempomat, Körpertemperatur, ...**).

**Störgrößenregelung**

- **Regelgröße dem zeitlichen Verlauf der Führungsgröße anpassen** (**Werkzeugmaschinen, Nachführen von Antennen, Kurshaltung, ...**).

**Folgeregelung**



Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

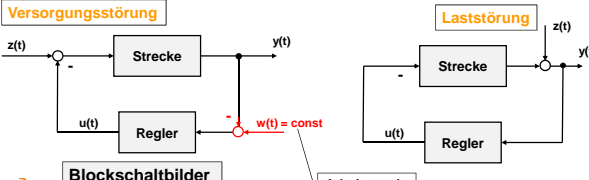
---

**ISR** Störgrößen- und Folgeregelungen (2)


**Störgrößenregelung**

Bestimmte Größen eines Systems, die **Regelgrößen**, sollen vorgegebene  **feste Sollwerte**  einhalten, ohne daß die  **Störungen**  die auf das System einwirken, von **nennenswertem Einfluß** sind. Eine derartige Regelung wird als  **Festwertregelung**  oder  **Störgrößenregelung**  bezeichnet.

**Versorgungsstörung** **Laststörung**



**Blockschaltbilder** **Arbeitspunkt**



Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

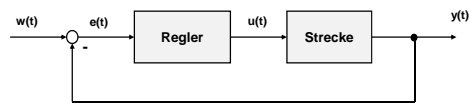
---

---


**ISR** Störgrößen- und Folgeregelungen (3)

**Folgeregelung**

Oftmals müssen die Regelgrößen eines Systems sich den  **ändernden Sollwerten**  möglichst gut nachgeführt werden. Diese Regelungsart wird  **Folgeregelung**  oder  **Nachlaufregelung**  genannt. In diesem Fall wird die sich ändernde Sollgröße treffender als  **Führungsgröße**  bezeichnet.



**Blockschaltbild**



Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

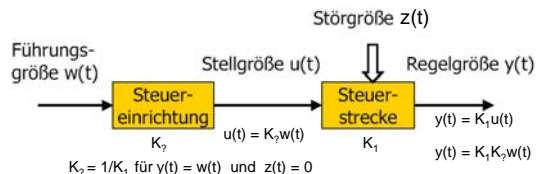
---

---

---

---

---



- Offene Wirkungskette (feedforward control, open loop control)
- Steuereinrichtung erhält keine Informationen über Störungen
- Dynamische Eigenschaften der Steuerstrecke müssen genau bekannt sein




---

---

---

---

---

---

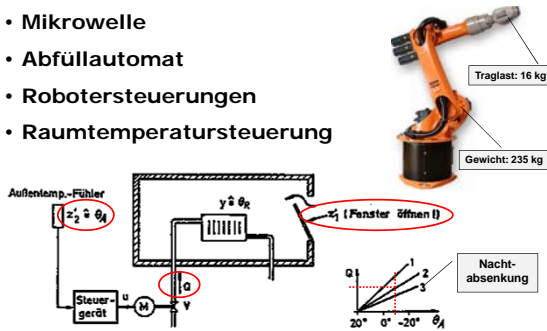
---

---

---

---

- Mikrowelle
- Abfüllautomat
- Robotersteuerungen
- Raumtemperatursteuerung




---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

- Wenn nicht meßbare Störungen auszugleichen sind.
- Wenn die Dynamik der Regelstrecke zu verändern ist (**Stabilisierung instabiler System**).
- Die Steuerungsaufgaben trotz veränderter Eigenschaften der Regelstrecke zu erfüllen sind.
- Die Regelstrecke nicht ausreichend genau bekannt ist.




---

---

---

---

---

---

---

---

---


---

**ISR** Lösung von Regelungsaufgaben

**Bei der Lösung einer Regelungsaufgabe können zwei Phasen unterschieden werden:**

**Vorbereitungsphase:** Das Regelgesetz wird ermittelt und durch eine Funktionseinheit technisch realisiert.

**Arbeitsphase:** Der gerätetechnisch realisierte Regler bestimmt kontinuierlich aus dem aktuellen Wert der Regelabweichung  $e(t)$  den aktuellen Wert  $u(t)$  der Stellgröße.

 Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

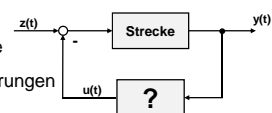
---


---

---

**ISR** Vorbereitungsphase

- **Modellbildung**
  - Modell der Regelstrecke
  - Modell der Güteanforderungen
- **Analyse der Regelstrecke**
  - Stabilität, Dämpfung, Steuer- und Beobachtbarkeit
- **Auswahl der Reglerstruktur**
  - Reglerordnung, Meß- und Stellgrößen
- **Festlegung der Reglerparameter**
- **Erprobung des Reglers in der Simulation**
  - Überprüfung der Güteanforderungen mit Matlab/Simulink



 Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---


---

**ISR** Modellbildung

**Analytisch:** Aufstellen der Systemgleichungen unter Verwendung bekannter physikalischer und /oder chemischer Gesetze

- > **Modellierung im Zeitbereich**
  - Differentialgleichungen höherer Ordnung
  - Zustandsraummodelle (Differentialgleichungen 1-ter Ordnung)
- > **Modellierung im Bild- und Frequenzbereich**
  - Differentialgleichungen werden mit Hilfe der **Laplace-Transformation** zu algebraischen Gleichungen
  - Übertragungsfunktion

**Experimentell:** Messung der Antwort der Regelstrecke auf geeignete Testsignale

 Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Modellierung mit Testsignalen: Sprungfunktion

$$1(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } t < 0 \\ 1 & \text{für } t \geq 0 \end{cases}$$

**Definition:** Sprungfunktion  $1(t)$  (Einheitssprungfunktion)

**Graphische Darstellung**

$$1(t-t_0) = \begin{cases} 0 & \text{für } t < t_0 \\ 1 & \text{für } t \geq t_0 \end{cases}$$

**Zeitverschobene Sprungfunktion  $1(t-t_0)$**

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Testsignal Sprungfunktion (2)

$$u(t) = f(t)1(t-t_0) = \begin{cases} 0 & \forall t < t_0 \\ f(t) & \forall t \geq t_0 \end{cases} \quad \hat{E}$$

**Einschalten von Zeitfunktionen durch  $1(t-t_0)$**

$$u(t) = \sum_{k=0}^{\infty} u_k 1(t-kT) \quad \hat{E}$$

**Approximation beliebiger Funktionen**

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Sprungantwort

**Definition 2.4** Ein dynamisches System sei zu einem Zeitpunkt  $t = t_0$  energiefrei, d.h. alle Anfangsbedingungen der beschreibenden Differentialgleichung sind Null. Die Systemantwort des durch die Einheitssprungfunktion  $u(t) = 1(t)$  erregten Systems heißt die **Sprungantwort** oder **Übergangsfunktion  $h(t)$** . □

**Sprungfunktion  $1(t)$**

**Sprungantwort  $h(t)$**

$$K_S = h(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} h(t)$$

**Systemverstärkung**

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Impulsfunktion und Impulsantwort

$u(t) = \frac{1}{\alpha} [1(t) - 1(t - \alpha)]$  für  $\alpha \rightarrow 0$   $\hat{=}$  Dirac'scher Deltaimpuls  $\delta(t)$

Rechteckimpuls mit normierter Impulsfläche 1

Symbolische Darstellung

**Definition 2.5**  
Die Systemantwort eines Systems bei Erregung durch  $\delta(t)$  heißt: **Impulsantwort** oder **Gewichtsfunktion**  $g(t)$ .

Dirac'scher Deltaimpuls  $\delta(t)$

Gewichtsfunktion  $g(t)$

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Dirac'sche Deltafunktion

Die Deltafunktion ist eine **Distribution** oder **verallgemeinerte Funktion**

Ein von Null verschiedener Funktionswert ergibt sich **nicht** durch Einsetzen eines Argumentes, sondern durch eine Rechenvorschrift. **Ausblendeigenschaft**

$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$       $\int_{-\infty}^{\infty} f(t) \delta(t - t_0) dt = f(t_0)$

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Ausblendeigenschaft des Deltaimpulses

Das **Integral** über das **Produkt** einer Funktion  $f(t)$  mit dem **Deltaimpuls**  $\delta(t)$  blendet alle Funktionswerte bis auf  $f(0)$  aus:

**Ausblendeigenschaft des verschobenen Deltaimpulses:**

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Messung der Gewichtsfunktion

"Kurzer Hammerschlag" → **dynamisches System** →  $y(t) = g(t)$

Praktische Messung einer Näherung der Gewichtsfunktion mit Hilfe eines Impulshammers

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Faltungsintegral

**Definition:**  $y(t) = g(t) * u(t) = \int_0^t g(t-\tau)u(\tau)d\tau$

**Eigenschaften:**

- Beschreibt die Beziehung zwischen Eingangs- und Ausgangssignal im Zeitbereich.
- Bestimmung des Ausgangssignals für beliebige Eingangssignale.

**Achtung:**  $t$  ist eine Konstante

$u(t) \rightarrow g(t) \rightarrow y(t) = \int_0^t g(v)u(t-v)dv$

Gewichtsfunktion enthält die gesamte Information über das dynamische Verhalten eines linearen Systems.

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Beispiel: RC-Glied

**Eingangsgröße:**  $u(t) = \text{Eingangsspannung}$

**Ausgangsgröße:**  $y(t) = u_C(t)$

**Gesetze: Maschensatz**  $u(t) = u_R(t) + u_C(t)$

**Spannungsabfall am Widerstand**  $u_R(t) = R \cdot i(t)$

**Kondensatorspannung**  $u_C(t) = 1/C \int i(t) dt$

**Aus**  $\dot{u}_C(t) = \frac{1}{C} i(t) \Rightarrow i(t) = C \dot{u}_C(t)$  **und damit**

**aus**  $u(t) = u_R(t) + u_C(t) \Rightarrow u(t) = RC \dot{u}_C(t) + u_C(t)$

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---



**IR** Beispiel: RC-Glied (2)

$RC \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = u(t)$   $\Rightarrow$   $T = R \cdot C$   $\Rightarrow$   $T \dot{y}(t) + y(t) = u(t)$

$y(t) = u_C(t)$  **PT<sub>1</sub>-System**

**Sprungantwort**

$h(t) = [1 - e^{-t/T}] 1(t)$

**Gewichtsfunktion**

$g(t) = \frac{d}{dt} h(t) = \frac{1}{T} e^{-t/T} 1(t)$

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**IR** PT1-System (System mit Ausgleich)

**Differentialgleichung:**  $T \dot{y}(t) + y(t) = K_S u(t)$

**Blockschaltbild des Systems 1. Ordnung**

**Kenngößen:** Zeitkonstante  $T$   
Systemverstärkung  $K_S = h(\infty)$

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**IR** Beispiel: Mechanischer Schwinger

**Speicher für potentielle Energie**  $F_c = (u - y)c$

**Speicher für kinetische Energie**  $F_m = m\ddot{y}$   
 $F_d = d\dot{y}$

**Kräftegleichgewicht**  $F_c = F_m + F_d$

$\Rightarrow$   $\frac{m}{c} \ddot{y}(t) + \frac{d}{c} \dot{y}(t) + y(t) = u(t)$

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Beispiel: Mechanischer Schwinger (2)

**Normierte Differentialgleichung**

$$\frac{1}{\omega_0^2} \ddot{y}(t) + \frac{2D}{\omega_0} \dot{y}(t) + y(t) = u(t)$$

**schwingungsfähiges PT<sub>2</sub>-System**

**Dämpfungsgrad**

$$D = \frac{d}{2} \sqrt{\frac{1}{mc}}$$

**Eigen(kreis)frequenz der ungedämpften Schwingung**

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{c}{m}}$$

$$\omega_0 = 2\pi \cdot 1/T_{PD}$$

**Sprungantwort**

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Totzeitsysteme

**Vorstabilisier**

- Treten beim Transport von Masse, Energie und Information auf.
- Beschreibung durch partielle Differentialgleichungen
- Ausgangssignal ~ verzögertes Eingangssignal

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Systeme ohne Ausgleich (I-Systeme)

**Zurückgelegter Weg einer Aufzugskabine**

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Systeme ohne Ausgleich (2)

$y(t) = K_I \int_0^t u(\tau) d\tau + y_0$   
 $K_I$  =: Integrierbeiwert

**Beispiel: Füllstand eines Beckens**      **Mathematische Beschreibung**

a)  $u_h = 100\%$   $u_1$   $u(t)$   $t$

b)  $y(t) = K_I u_h t 1(t)$   $K_I u_h$   $t$   $t$

**Steigung der Sprungantwort =  $K_I \mu_h$**       **Sprungantwort**

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek      Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Komplexe Zahlen

**Kartesische Koordinaten**      **Gaußsche Zahlenebene**

$z = x + jy$

Darstellung als Zeiger (Vektor) in der komplexen Zahlenebene (Gaußschen Zahlenebene).

$x = |z| \cos \varphi$        $y = |z| \sin \varphi$

**Polarkoordinaten**      **Exponentialform**

$z = |z| (\cos \varphi + j \sin \varphi)$

Aus der Eulerschen Identität  
 $e^{j\varphi} = \cos \varphi + j \sin \varphi$   
 folgt  $z = |z| e^{j\varphi}$

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek      Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Laplace-Transformation

**Definition: Laplace-Transformierte**

Ist  $f(t)$  ein Signal mit der Eigenschaft  $f(t) = 0$  für  $t < 0$ , so lautet die einseitige **Laplace-Transformierte**:

$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) \cdot e^{-st} dt = \mathcal{L}\{f(t)\}$

$F(s) \leftrightarrow f(t)$       Integraltransformation

**Laplace-Operator:**  $s = \sigma + j\omega$       Korrespondenzzeichen

**Bezeichnungen:**  
 $f(t)$  : Originalfunktion, Zeitbereich  
 $F(s)$  : Bildfunktion, Bildbereich, Laplace-Bereich

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek      Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

Welche Vorteile hat der Frequenz- und Bildbereich ?

- Beschreibung, Analyse und Entwurf von Regelungssystemen ist im Frequenz- und Bildbereich häufig sehr viel einfacher als im Zeitbereich.
  - Umwandlung linearer DGL mit konstanten Koeffizienten in algebraische Gleichung (Laplace-Transformation).
  - Zusammenfassen und Verknüpfen von Teilsystemen ist einfach möglich (Blockschaltbildalgebra).
- Das Übertragungsverhalten linearer Systeme kann durch eine gebrochen rationale Übertragungsfunktion beschrieben und analysiert (Pole und Nullstellen) werden.



Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek

Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

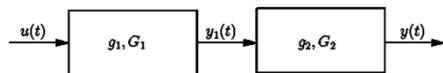
---

---

---

---

Reihenschaltung zweier Systeme



Lösung im Zeitbereich (Faltungsintegral)

$$y(t) = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} g_1(v) \cdot g_2(\tau) \cdot u(t - \tau - v) d\tau dv$$

Lösung im Bildbereich (Faltungssatz)

$$Y_1(s) = G_1(s)U(s)$$

$$Y(s) = G_2(s)Y_1(s) = G_2(s)G_1(s)U(s)$$

Faltungssatz stellt die Grundlage der Blockschaltbildalgebra dar (Tabelle A.1).



Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek

Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

Gegeben:

$$a_n \ddot{y}^{(n)}(t) + a_{n-1} \dot{y}^{(n-1)}(t) + \dots + a_2 \ddot{y}(t) + a_1 \dot{y}(t) + a_0 y(t) = b_0 u(t) + b_1 \dot{u}(t) + \dots + b_m u^{(m)}(t) ; m \leq n$$

Definition: Übertragungsfunktion

Die Übertragungsfunktion G(s) eines Systems bestimmt sich über das Verhältnis der Laplace-Transformierten seiner Ein- und Ausgangssignale:

$$G(s) \equiv \frac{\mathcal{L}\{y(t)\}}{\mathcal{L}\{u(t)\}} = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_0 + b_1 s + \dots + b_{m-1} s^{m-1} + b_m s^m}{a_0 + a_1 s + \dots + a_{n-1} s^{n-1} + a_n s^n}$$

Y(s) und U(s) sind die Ein- und Ausgangsgrößen des Systems im Bildbereich, die durch G(s) miteinander verknüpft werden:

$$Y(s) = G(s)U(s)$$



Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek

Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

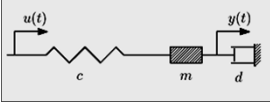
---

---

---

---

**ISR** Übertragungsfunktion: Beispiel



$$\frac{1}{\omega_0^2} \ddot{y}(t) + \frac{2D}{\omega_0} \dot{y}(t) + y(t) = u(t)$$

Anwendung des Differentiationssatzes auf

$$\ddot{y}(t) + 2D\omega_0 \dot{y}(t) + \omega_0^2 y(t) = \omega_0^2 u(t)$$

für  $\dot{y}(0) = \dot{y}'(0) = y(0) = 0$  liefert:

$$s^2 Y(s) + 2D\omega_0 s Y(s) + \omega_0^2 Y(s) = \omega_0^2 U(s)$$

$$Y(s)(s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2) = \omega_0^2 U(s)$$

→  $G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2}$

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Übertragungsfunktion (3)

**Zusammenhang Gewichtsfunktion und Übertragungsfunktion**

Die Übertragungsfunktion  $G(s)$  lässt sich über die Gewichtsfunktion  $g(t)$  durch die Laplace-Transformation bestimmen:

$$G(s) = \mathcal{L}\{g(t)\} = \int_0^{\infty} g(t) \cdot e^{-st} dt$$

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Übertragungsfunktion (4)

**Pole und Nullstellen**

Zähler und Nenner der Übertragungsfunktion

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_0 + b_1 s + \dots + b_{m-1} s^{m-1} + b_m s^m}{a_0 + a_1 s + \dots + a_{n-1} s^{n-1} + a_n s^n} = \frac{Z(s)}{N(s)}$$

lassen sich in Linearfaktoren (Fundamentalsatz der Algebra, Bronstein, 2003, S. 576) zerlegen:

Lösungen der Gleichung  $Z(s) = 0$

$$Z(s) = b_0 + b_1 \cdot s^1 + \dots + b_m \cdot s^m = b_m \prod_{i=1}^m (s - \underline{n}_i)$$

Lösungen der Gleichung  $N(s) = 0$

$$N(s) = a_0 + a_1 \cdot s^1 + \dots + a_n \cdot s^n = a_n \prod_{i=1}^n (s - \underline{p}_i)$$

$\underline{n}_i$ : Nullstellen und  $\underline{p}_i$ : Pole der Übertragungsfunktion  $G(s)$

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Übertragungsfunktion (5)

**Darstellungsformen**

$$G(s) = \frac{b_0 + b_1 \cdot s^1 + \dots + b_m \cdot s^m}{a_0 + a_1 \cdot s^1 + \dots + a_n \cdot s^n} \quad (\text{Polynomform})$$

$$G(s) = \frac{b_m \cdot \prod_{j=1}^m (s - n_j)}{a_n \cdot \prod_{i=1}^n (s - p_i)} \quad (\text{Pol-Nullstellen-Form})$$

Das Pol-Nullstellen-Bild beschreibt eine Übertragungsfunktion bis auf den Faktor  $b_m/a_n$  vollständig !!

Pol- Nullstellen-Bild

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Übertragungsfunktion: Realisierbarkeit

Für  $m (\text{Grad } Z(s)) > n (\text{Grad } N(s))$  gilt

$$G(s) = \frac{Z(s)}{N(s)} = \frac{Z_1(s)}{N(s)} + k_0 + k_1 s + \dots + k_{m-n} s^{m-n}$$

mit  $\text{Grad } Z_1(s) = n - 1$

➔ **Es treten ideal differenzierende Glieder auf !**

$$u(t) = \sin \omega t \quad \Rightarrow \quad y(t) = \frac{du(t)}{dt} = \omega \cos \omega t$$

Ideales D-Glied ist technisch nicht realisierbar !!!

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Übertragungsfunktion: Realisierbarkeit (2)

Beispiel für  $\text{Grad } Z(s) > \text{Grad } N(s)$  :

$$G(s) = \frac{s^2 + s + 1}{s + 1} = \frac{s^2 + s + 1 : (s + 1) = s + \frac{1}{s + 1}}{-s^2 + s}{0 + 1}$$

Ideales D-Glied !!!

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

**UR** Eigenschaften der Pole

- Pole und Nullstellen der Übertragungsfunktion sind wichtige Kenngrößen eines dynamischen Systems.
- Die **Eigenbewegung** (Eigendynamik) eines dynamischen Systems setzt sich aus Exponentialfunktionen  $e^{\lambda_i t}$  zusammen, deren Exponenten gerade den **Polen** entsprechen ( $\lambda_i = p_i$ ).
- Haben sämtliche Pole **negativen** Realteil, so klingt die Eigenbewegung ab, das System ist **stabil**.
- Die Differenz  $n-m$  der Ordnungen des Zähler- und Nennerpolynoms der Üfkt. wird **Differenzgrad** genannt, und ist eine weitere wichtige Kenngröße.

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**UR** Eigendynamik eines Systems

Die **Eigendynamik** beschreibt die **Eigenbewegung** eines dynamischen Systems, die das System ohne Erregung von außen auf Grund einer **Anfangsauslenkung** ausführt.

"Kurzer Hammerschlag" → System Übertragungsfunktion  $G(s)$  →  $Y(s) = G(s)$

$Y(s) = G(s) \cdot \mathcal{L}\{\delta(t)\} = G(s) \cdot 1 = G(s)$

Korrespondenztabelle Nr. 34

**Die Übertragungsfunktion  $G(s)$  beschreibt die Eigendynamik eines dynamischen Systems !**

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**UR** PT<sub>1</sub>-System: Pole und Zeitverhalten

**PT<sub>1</sub>-System:**  $G(s) = \frac{K}{1 + sT_1}$

**Nullstellen:** Keine

**Polstelle:**  $s_p = -\frac{1}{T_1}$

Ein System reagiert um so schneller, je weiter entfernt sich ein Pol von der Imaginärachse befindet.

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** PT<sub>2</sub>-System: Pole und Zeitverhalten

Dämpfung	Systemeigenschaft	Pole
$D > 1$	überkritisch gedämpft	negative Pole
$D = 1$	kritisch gedämpft	negativer reeller Doppelpol
$\frac{1}{\sqrt{2}} < D < 1$	gedämpft ohne Resonanzüberhöhung	konjugiert komplexe Pole mit negativen Realteilen
$0 < D < \frac{1}{\sqrt{2}}$	gedämpft mit Resonanzüberhöhung	konjugiert komplexe Pole mit negativen Realteilen
$D = 0$	ungedämpft	konjugiert komplexe Pole mit verschwindenden Realteilen
$-1 < D < 0$	instabil	konjugiert komplexe Pole mit positiven Realteilen
$D = -1$	instabil	positiv reeller Doppelpol
$D < -1$	instabil	positive reelle Pole

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Pole und Eigenbewegungen

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Eigenschaften der Nullstellen

- Die Nullstellen bestimmen mit, mit welchem **Gewicht**, die zu einem **Pole**  $\lambda$  gehörende **Exponentialfunktion**  $e^{\lambda t}$  in die Eigendynamik eingeht.
- Eine **Nullstelle**  $N_i$  der Übertragungsfunktion **blockiert** die Übertragung eines Signals  $u(t) = e^{N_i t}$  mit der komplexen Frequenz  $N_i$ .
- Die Nullstellen der Übertragungsfunktion haben **keinen** Einfluss auf die **Stabilität** des dynamischen Systems.
- Die Nullstellen beeinflussen aber sehr wohl die **Stabilität** des **rückgekoppelten** Systems.

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---



**ISR** Eigenschaften der Nullstellen (2)

---

**Blockierung der Signalübertragung**

Gegeben sei die Übertragungsfunktion

$$G(s) = \frac{s+1}{(s+2)(s+3)}$$


Die Übertragungsfunktion hat 2 Pole bei  $s = p_1 = -2$  und  $s = p_2 = -3$  und eine Nullstelle bei  $s = N_1 = -1$ .

Das Eingangssignal  $u(t) = e^{N_1 t} = e^{-t}$  wird durch  $G(s)$  nicht übertragen:

$Y(s) = G(s) \cdot U(s)$

**Tabelle A.2, Korrespondenz 3**

$$= \frac{s+1}{(s+2)(s+3)} \cdot \mathcal{L}\{e^{-t}\} = \frac{\cancel{s+1}}{(s+2)(s+3)} \cdot \frac{1}{\cancel{s+1}} = \frac{1}{(s+2)(s+3)}$$

 Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Systeme mit Totzeit

---


**Differentialgleichung**

$$\sum_{i=0}^n a_i \frac{d^i}{dt^i} y(t) = \sum_{j=0}^m b_j \frac{d^j}{dt^j} u(t - T_t)$$

**Totzeit**

Der Rechtsverschiebungssatz (Tabelle A.1) der Laplace-Transformation liefert eine **transzendente** Übertragungsfkt.:

$$G(s) = \frac{\sum_{j=0}^m b_j s^j}{\sum_{i=0}^n a_i s^i} e^{-T_t s}$$

 Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---



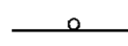
---

**ISR** Stabilität dynamischer Systeme

---


**Definition 3.1 (Stabilität)**

i) Eine Ruhelage eines dynamischen Systems heißt (*asymptotisch*) stabil, wenn das System nach Auslenkung aus der Ruhelage selbsttätig in die Ruhelage zurückkehrt (Bild 3.2).

a)                      b)                      c)

**Bild 3.2: Stabilität von Ruhelagen**  
a) stabile Ruhelage    b) instabile Ruhelage    c) indifferente Ruhelage

 Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Stabilität dynamischer Systeme (2)

**Definition 3.2 (Stabilität eines linearen Systems)**  
 Eine lineares, zeitinvariantes Übertragungssystem heißt **asymptotisch stabil**, wenn seine Gewichtsfunktion auf Null abklingt, d.h. wenn


$$\lim_{t \rightarrow \infty} g(t) = 0 \quad (3.25)$$

gilt.

**Asymptotische Stabilität**  
 Ein lineares Übertragungssystem ist genau dann asymptotisch stabil, wenn für die Wurzeln  $p_i$  seiner charakteristischen Gleichung

$$\operatorname{Re} p_i < 0 \quad \text{für } i = 1, 2, \dots, n$$

erfüllt ist.

 Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Stabilität dynamischer Systeme (3)

**Definition:**


Das Nennerpolynom der Übertragungsfunktion  $G(s)$  bezeichnet man als **charakteristisches Polynom**.

$$C(s) = a_0 + a_1 \cdot s^1 + \dots + a_n \cdot s^n = a_n \prod_{k=1}^n (s - p_k)$$

Die Gleichung zur Bestimmung der Polstellen nennt man die **charakteristische Gleichung**:

$$C(s) = a_0 + a_1 \cdot s^1 + \dots + a_n \cdot s^n = 0$$

Ihre Lösungen werden auch als **Wurzeln** bezeichnet.

 Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

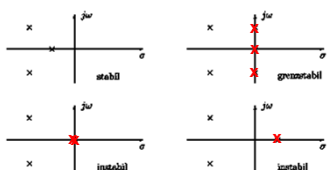
---


---

**ISR** Stabilität dynamischer Systeme (4)

**Instabilität**  
 Ein lineares System ist genau dann instabil, wenn mindestens ein Pol seiner Übertragungsfunktion in der rechten  $s$ -Halbebene liegt, oder wenn mindestens ein mehrfacher Pol auf der Imaginärachse der  $s$ -Ebene vorhanden ist.

**Grenzstabilität**  
 Ein lineares System ist genau dann grenzstabil, wenn kein Pol der Übertragungsfunktion in der rechten  $s$ -Halbebene liegt, keine mehrfachen Pole auf der Imaginärachse auftreten und auf dieser mindestens ein einfacher Pol vorhanden ist.



 Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

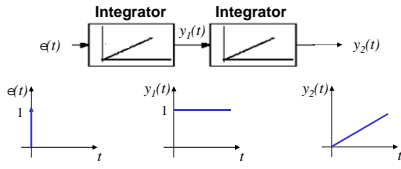
---

---

---

---

#### Doppelpol im Ursprung




---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

#### Motivation:

- Die Nullstellenbestimmung ist für Polynome  $P(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s^1 + a_0$  vom Grad  $n \geq 4$  im allgemeinen nur numerisch möglich.
- Für die Stabilitätsanalyse braucht man die genaue Lage der Nullstellen nicht zu kennen, sondern man fragt nur danach, ob alle Nullstellen von  $P(s)$  in der linken s-Halbebene liegen (ein solches Polynom  $P(s)$  nennt man stabil bzw. ein Hurwitz-Polynom).

#### Hurwitz-Kriterium (1895)

**Notwendige Bedingung:**  
Alle Koeffizienten des Polynoms  $P(s)$  müssen vorhanden sein und das gleiche Vorzeichen besitzen. Sind diese Bedingungen nicht erfüllt, so ist  $P(s)$  kein Hurwitz-Polynom.




---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

#### Hurwitz-Kriterium

#### Hinreichende Bedingung:

Die Hurwitzdeterminante  $H_{n-1}$  und alle ihre Hauptdeterminanten  $H_i (i = 1, 2, \dots, n-2)$  sind positiv (1. und 2. notwendig und hinreichend).

$$H_{n-1} = \begin{vmatrix} H_1 & H_2 & H_3 & \dots & \dots & 0 \\ a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \dots & \dots & 0 \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & a_n & a_{n-2} & \dots & \dots & \vdots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & a_1 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & a_2 & a_2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & a_3 & a_3 \end{vmatrix} \quad (3.30)$$

mit  $a_{n-i} = 0$  für  $n-i < 0$   $i = 0, 1, 2, \dots$

$$H_1 = a_{n-1} > 0 \quad H_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_n & a_{n-2} \end{vmatrix} > 0 \quad H_3 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix} > 0$$




---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**Beispiel:**

Gegeben sei das Polynom  $P(s) = 6s^3 + 4s^2 + 2s + 1 \Rightarrow$

$$\begin{aligned} a_n &= a_3 = 6 \\ a_{n-1} &= a_2 = 4 \\ a_{n-2} &= a_1 = 2 \\ a_{n-3} &= a_0 = 1 \end{aligned}$$

Notwendige Bedingung ist erfüllt, da alle  $a_i$  vorhanden und positiv sind.

Berechnung der Hauptdeterminanten:

$$H_1 = a_{n-1} = 4 > 0 \quad H_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_n & a_{n-2} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 4 & 1 \\ 6 & 2 \end{vmatrix} = 2 > 0$$

$\Rightarrow$  Das Polynom  $P(s)$  ist ein Hurwitz-Polynom !

Berechnung von  $H_n$  ist nicht notwendig:  $H_3 = \begin{vmatrix} 4 & 1 & 0 \\ 6 & 2 & 0 \\ 0 & 4 & 1 \end{vmatrix} = 1 \cdot H_2 = 2 > 0$




---

---

---

---

---

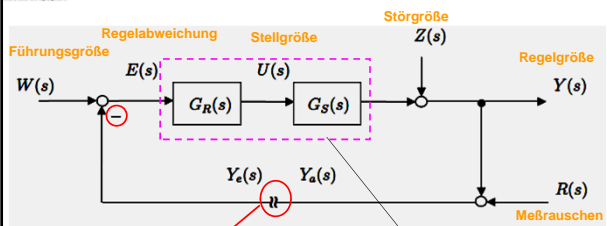
---

---

---

---

---



Rückführung aufgeschnitten (offen)

Übertragungsfunktion  $G_0(s)$  des offenen Regelkreises für  $Z(s)=W(s)=R(s)=0$ :  $G_0(s) = G_R(s)G_S(s)$

$$\Rightarrow Y_a(s) = -G_R(s)G_S(s)Y_e(s) = -G_0(s)Y_e(s)$$




---

---

---

---

---

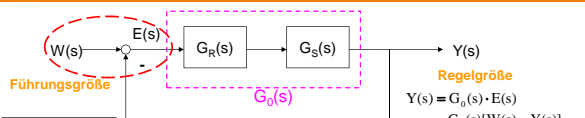
---

---

---

---

---



$$\begin{aligned} Y(s) &= G_0(s) \cdot E(s) \\ &= G_0(s)[W(s) - Y(s)] \\ &= G_0(s)W(s) - G_0(s)Y(s) \end{aligned}$$

**Definition:** Die Führungsübertragungsfunktion  $G_W(s)$  gibt die Wirkung der Führungsgröße  $W(s)$  auf die Regelgröße  $Y(s)$  an. Für den Standard-Regelkreis berechnet sie sich durch:

$$Y(s)[1 + G_0(s)] = G_0(s)W(s) \Rightarrow G_W(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_0(s)}{1 + G_0(s)}$$

**Führungsverhalten:**  $Y(s) = G_W(s) \cdot W(s)$

**Regelungsaufgabe:**  $Y(s) := W(s) \Rightarrow G_W(s) = 1$




---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Störübertragungsfunktion

**Definition:**

Mit der **Störübertragungsfunktion**  $G_z(s)$  lassen sich die Wirkungen der externen Störungen  $Z(s)$  auf die Regelgröße  $Y(s)$  berechnen. Für den Standard-Regelkreis lautet sie:

$$G_z(s) = \frac{Y(s)}{Z(s)} = \frac{1}{1 + G_0(s)}$$

**Störverhalten:**  $Y(s) = G_z(s) \cdot Z(s)$

**Regelungsaufgabe:**  $Y(s) := 0 \Rightarrow G_z(s) = 0$

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** PT2-System (komplexe Pole)

**Differentialgleichung:**  $\frac{1}{\omega_0^2} \ddot{y}(t) + \frac{2D}{\omega_0} \dot{y}(t) + y(t) = K u(t)$

**Übertragungsfunktion:**  $G(s) = \frac{K}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{2D}{\omega_0} s + 1}$

**Pole:** Aus  $s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2 = 0$  folgt  $s_{1,2} = -D\omega_0 \pm \sqrt{(D\omega_0)^2 - \omega_0^2}$

$|s_{1,2}| = \sqrt{(D\omega_0)^2 + \omega_0^2(1 - D^2)} = \omega_0$

Für  $D < 1$  ergibt sich:  $s_{1,2} = -D\omega_0 \pm j\omega_0\sqrt{1 - D^2}$

Für  $D = 1$  ergibt sich:  $s_1 = s_2 = -\omega_0$

und für  $D = 0$ :  $s_{1,2} = \pm j\omega_0$

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Pole und Eigenbewegungen

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

Verstärkung des proportionalen Systemteils

$$G_0(s) = \frac{K_0 \cdot (1 + b_1 \cdot s + b_2 \cdot s^2 + \dots + b_m \cdot s^m)}{s^l \cdot (1 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2 + \dots + a_{n-l} \cdot s^{n-l})}$$

Systemtyp $G_0(s)$	Sprung $1(t)$	Rampe $t \cdot 1(t)$	Parabel $t^2 \cdot 1(t)$
P-Verhalten ( $l = 0$ )	$\frac{1}{1 + K_0}$	$\infty$	$\infty$
I-Verhalten ( $l = 1$ )	0	$\frac{1}{K_0}$	$\infty$
I <sub>2</sub> -Verhalten ( $l = 2$ )	0	0	$\frac{1}{K_0}$

P-Regler an einer Strecke mit Ausgleich bewirkt eine **bleibende** Regelabweichung !!

I-Regler an einer Strecke mit Ausgleich regelt **sprungförmige** Anregungen vollständig aus !!!!

Die **stationäre** Regelgüte ist sowohl von der **Art der Anregung** als auch vom **Verhalten des offenen Systems** abhängig.




---

---

---

---

---

---

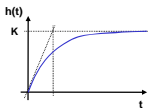
---

---

---

---

## Systeme mit Ausgleich



Der stationäre Endwert der **Übergangsfunktion  $h(t)$**  gibt das **statische Verstärkungsverhältnis** eines Systems wieder und wird als **Systemverstärkung  $K$**  bezeichnet.

$$K = h(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} h(t)$$

$$= \lim_{s \rightarrow 0} sH(s) = \lim_{s \rightarrow 0} sG(s)U(s)$$

$$= \lim_{s \rightarrow 0} sG(s) \cdot \frac{1}{s} = G(0)$$



## Systeme ohne Ausgleich

$$G_0(s) = \frac{K_0 \cdot (1 + \beta_1 \cdot s + \beta_2 \cdot s^2 + \dots + \beta_m \cdot s^m)}{s^l \cdot (1 + \alpha_1 \cdot s + \alpha_2 \cdot s^2 + \dots + \alpha_{n-l} \cdot s^{n-l})}$$

Wenn der **proportionale Übertragungsanteil**

$$K_0 \cdot \frac{1 + \beta_1 \cdot s + \beta_2 \cdot s^2 + \dots + \beta_m \cdot s^m}{1 + \alpha_1 \cdot s + \alpha_2 \cdot s^2 + \dots + \alpha_{n-l} \cdot s^{n-l}}$$

nur Pole in der linken  $s$ -Halbebene hat, dann ist  $K_0$  der Endwert der Übergangsfunktion dieses Terms.

Diese Verstärkung  $K_0$  des **proportionalen Übertragungsanteils** bestimmt das stationäre Verhalten des Regelkreises (vgl. Skript SRT, Tabelle 3.1) und wird auch bei Systemen ohne Ausgleich als **Systemverstärkung (Verstärkung des offenen Systems)** bezeichnet.

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

## Entwurfsaufgaben

1. Festlegung der Regelkreisstruktur
2. Reglerauswahl
3. Einstellung der Reglerparameter
4. Simulation des Verhaltens des geschlossenen Regelkreises
5. Bewertung der Regelgüte anhand der **Güteeigenschaften**




---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Regelkreisentwurf (2)

**Anforderungen an den geschlossenen Regelkreis**

$$G_Z(s) = \frac{Y(s)}{Z(s)} = \frac{1}{1 + G_0(s)} = 0$$

$$G_W(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_0(s)}{1 + G_0(s)} = 1$$

- 1) Als Mindestanforderung muß der Regelkreis  $\Delta G_W = G_W - G_W^* = 0$  sein.
- 2) Die Störgröße  $z(t)$  soll einen möglichst geringen Einfluß auf die Regelgröße  $y(t)$  haben.  $\Delta G_0 = G_0 - G_0^* = 0$
- 3) Die Regelgröße  $y(t)$  soll einer zeitlich sich verändernden Führungsgröße  $w(t)$  möglichst genau und schnell folgen.  $G_{WZ} = \frac{G_0}{(1 + G_0)(1 + G_0^*)} = 0$
- 4) Der Regelkreis soll möglichst unempfindlich gegenüber nicht zu großen Parameteränderungen sein.

Aktuelle Größe      Nominalgröße

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek      Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Regelkreisentwurf (3)

Die Anforderungen 2 – 4 könnten mit

$|G_0(s)| = |G_S(s) \cdot G_R(s)| \rightarrow \infty$  **sehr große Reglerverstärkung notwendig**

erfüllt werden.

**Beliebig große Rückführverstärkungen sind in der Praxis aus diesen Gründen nicht zu realisieren:**

- Dynamisches Verhalten des Stellgliedes (Stellgrößenbeschränkung).
- Zu große Belastung der Regelstrecke.
- Verstärkung des Schwingungsverhaltens oder sogar Verlust der Stabilität. (Regelkreis wird bei Polüberschuss von 2 und mehr grenz- oder instabil).

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek      Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** Regelkreisentwurf (4)

**Gütemaße im Zeitbereich: Führungsverhalten**

Überschwingweite  $e_{\max}$

bleibende Regelabweichung  $e(st)$

Toleranzbereich  $2 \epsilon$

Ausregelzeit  $T_s$

Überschwingzeit  $T_m$

Anstiegszeit  $T_a$

Anregelzeit  $T_{an}$

Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek      Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

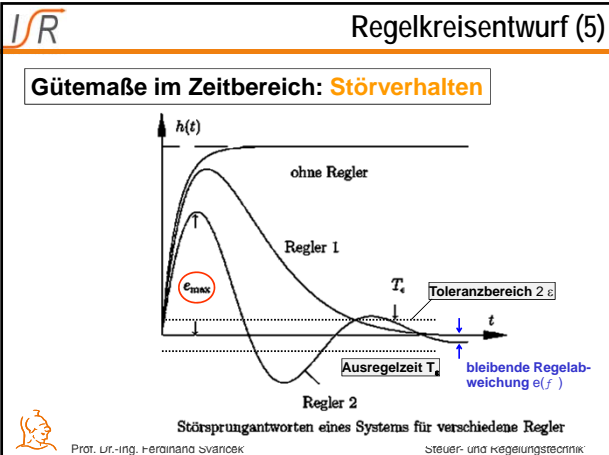
---

---

---

---

---




---

---

---

---

---

---

---

---

---

---




---

---

---

---

---

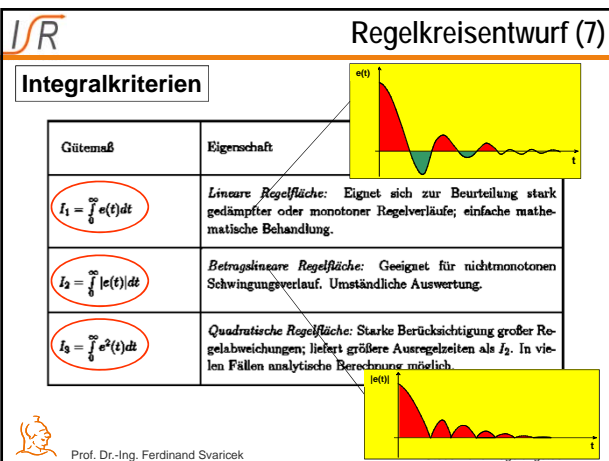
---

---

---

---

---




---

---

---

---

---

---

---

---

---

---



Integrialkriterien (2)

$I_A = \int_0^{\infty} t e(t)  dt$	Zeitbeschwerte betraglineare Regelfläche (Integral of time-multiplied absolute value of error, ITAE-Kriterium): Wirkung wie $I_2$ ; berücksichtigt aber zusätzlich die Dauer der Regelabweichung.
$I_2 = \int_0^{\infty} t^2 e(t)  dt$	Zeitbeschwerte quadratische Regelfläche: Wirkung wie $I_3$ ; berücksichtigt zusätzlich die Dauer der Regelabweichung.
$I_3 = \int_0^{\infty} [e^2(t) + \alpha e^2(t)] dt$	Verallgemeinerte quadratische Regelfläche: Wirkung günstiger als bei $I_3$ , allerdings Wahl des Bewertungsfaktors $\alpha$ subjektiv.
$I_7 = \int_0^{\infty} [e^2(t) + \beta u^2(t)] dt$	Quadratische Regelfläche und Stellaufwand: Etwas größerer Wert von $\epsilon_{\text{max}}$ , jedoch $t_r$ wesentlich kürzer; Wahl des Bewertungsfaktors $\beta$ subjektiv.



Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek

Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

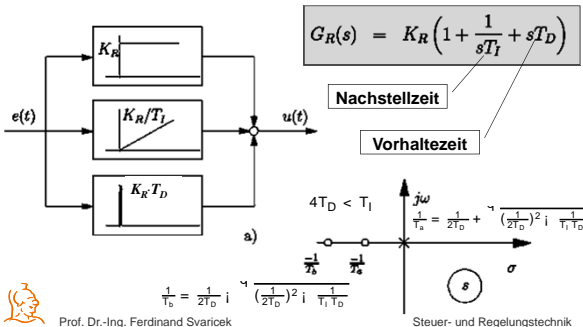
---

---

---

Einstellung eines PID-Reglers

Ein PID-Regler besteht aus einer Parallelschaltung eines P-, I- und D-Gliedes:



Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek

Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

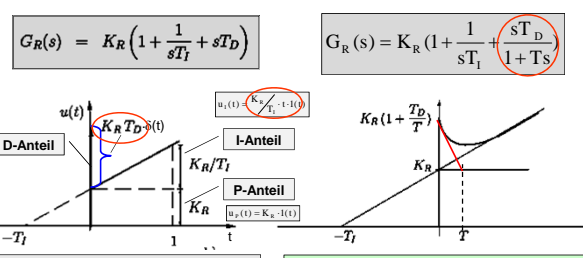
---

---

---

---

Einstellung eines PID-Reglers (2)



Sprungantwort des idealen PID-Reglers

Sprungantwort des realisierbaren PID-Reglers

Die Nachstellzeit  $T_I$  ist die Zeit, die vergehen muß, damit die Sprungantwort des I-Anteils den Wert erreichen kann, den der P-Anteil beim Sprung sofort erreicht.

Die Vorhaltezeit  $T_D$  ist die Zeit, die vergehen muß, damit die Spannenantwort des P-Anteils den Wert erreichen kann, den der D-Anteil bei einer Rampe sofort erreicht.



Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek

Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** **Einstellung eines PID-Reglers (3)**


**Wirkungsweise des PID-Reglers**

**P-Anteil:**

- Je größer die Regelabweichung  $e(t)$ , desto größer ist der P-Anteil in der Stellgröße  $u(t)$ .
- P-Anteil reagiert auf den momentanen Wert der Regelabweichung.
- Berücksichtigt nur die **Gegenwart**.

**I-Anteil:**

- Integriert die Regelabweichung.
- Der I-Anteil in der Stellgröße wird so lange größer, bis die Regelabweichung zu Null geworden ist.
- Daher kann er bei stabilen Systemen stationäre Genauigkeit erzwingen.
- Da alle zurückliegende Werte der Regelabweichungen in das Integral eingehen, berücksichtigt der I-Anteil die **Vergangenheit**.

 Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---


---

**ISR** **Einstellung eines PID-Reglers (4)**

**Wirkungsweise des PID-Reglers**

**D-Anteil:**

- Je größer die Änderungsgeschwindigkeit der Regelabweichung, desto größer ist der D-Anteil in der Stellgröße.
- Dadurch verhindert der D-Anteil, dass sich große Regelabweichungen aufbauen können.
- Seine Wirkung ist in die **Zukunft** gerichtet.

 Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

**ISR** **Einstellung eines PID-Reglers (5)**


**Einstellregeln nach Ziegler-Nichols**

Die von **Ziegler** und **Nichols**\* empirisch gefundenen Einstellregeln liefern für viele Regelstrecken erste brauchbare Einstellungen für einen **PID-Regler**.

Es werden zwei Verfahren unterschieden:

- I. **Methode des Stabilitätsrandes**
- II. **Methode der Übergangsfunktion**

\*Ziegler, J. G.; Nichols, N. B.: Optimum settings for automatic controllers, Trans. ASME, 64 (1942), pp. 759-768;

 Prof. Dr.-Ing. Ferdinand Svaricek Steuer- und Regelungstechnik

---

---

---

---

---

---

---

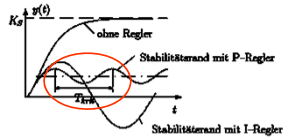
---

---

---

### Methode des Stabilitätsrandes

1. Der Regelkreis wird mit Hilfe eines **P-Reglers** geschlossen.
2. Die Reglerverstärkung wird solange erhöht, bis der geschlossene Kreis **Dauerschwingungen** ausführt. Die dabei eingestellte Reglerverstärkung wird als  $K_{Rkrit}$  bezeichnet.



3. Anhand der Verstärkung  $K_{Rkrit}$  und der Periodendauer  $T_{krit}$  der Dauerschwingung werden die Reglerparameter mit Hilfe der Tabelle 4.2 festgelegt.




---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

Methode I	Reglertypen	Reglereinstellwerte		
		$K_R$	$T_I$	$T_D$
	P	$0,5 K_{Rkrit}$	-	-
	PI	$0,45 K_{Rkrit}$	$0,85 T_{krit}$	-
	<b>PID</b>	<b><math>0,6 K_{Rkrit}</math></b>	<b><math>0,5 T_{krit}</math></b>	<b><math>0,12 T_{krit}</math></b>
Methode II	P	$\frac{1}{K_S} \frac{T}{T_u}$	-	-
	PI	$\frac{0,9}{K_S} \frac{T}{T_u}$	$3,33 T_u$	-
	PID	$\frac{1,2}{K_S} \frac{T}{T_u}$	$2 T_u$	$0,5 T_u$

Tabelle 4.2: Reglereinstellwerte nach Ziegler und Nichols




---

---

---

---

---

---

---

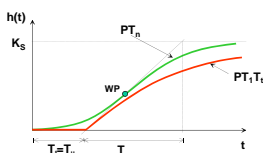
---

---

---

### Methode der Übergangsfunktion

1. Durch Experimente mit der Regelstrecke wird die Übergangsfunktion bestimmt.
2. Die Übergangsfunktion wird durch die Reihenschaltung eines **PT<sub>1</sub>-Gliedes** und eines **Totzeitgliedes** approximiert, indem die statische Verstärkung  $K_S$ , die Verzugszeit  $T_u$  und die Zeitkonstante  $T$  bestimmt werden.



3. Die Reglerparameter werden mit Hilfe der Tabelle 4.2 festgelegt.




---

---

---

---

---

---

---

---

---

---