

# Signale und Systeme 2

FS 24 Prof. Dr. Heinz Mathis

Autoren:

Simone Stitz, Laurin Heitzer

Version:

1.0.20240507

<https://github.com/P4ntomime/signale-und-systeme-2>



## Inhaltsverzeichnis

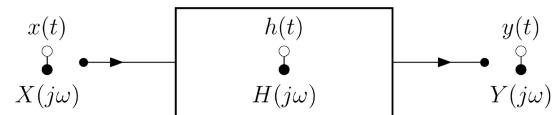
<b>1 LTI-Systeme (S. 171)</b>	<b>2</b>	<b>5 Stabilität im Bodediagramm</b>	<b>6</b>
1.1 Zusammenhänge zwischen den Grössen (S. 174-176)	2	5.1 Amplitudenrand und Phasenrand	6
1.2 Phasenlaufzeit $\tau_P(\omega)$ (S. 183)	2	5.2 Amplitudenrand und Phasenrand im Bodediagramm	6
1.3 Gruppenlaufzeit $\tau_G(\omega)$ (S. 182)	2	<b>6 Ortskurve (Nyquist-Diagramm) (S. 240)</b>	<b>6</b>
1.4 Phasenlaufzeit / Gruppenlaufzeit identisch (S. 186)	2	6.1 Nyquistdiagramme mit MatLab	6
1.5 Verzerrungen (S. 187-188)	2	<b>7 Stabilität im Nyquist-Diagramm</b>	<b>6</b>
1.6 Klirrfaktor (S. 189)	2	7.1 Offener und geschlossener Regelkreis	6
1.7 Verzerrungsfreie Übertragung von Signalen (S. 190)	2	7.2 Vereinfachtes Nyquist-Kriterium	6
1.8 Übertragung stochastischer Signale (S. 193-194)	3	7.3 Amplitudenrand und Phasenrand (Verstärkungsreserve)	6
<b>2 Dämpfung, Verstärkung, Dezibel</b>	<b>3</b>	7.4 Amplitudenrand und Phasenrand im Nyquist-Diagramm	6
2.1 Dämpfungsfaktor $D$ (S. 206)	3	<b>8 Zustandsraumdarstellung (ZRD)</b>	<b>6</b>
2.2 Dämpfungsmass $a$ in Dezibel (S. 206)	3	8.1 Vorteile der ZRD (S. 253-254)	6
2.3 Rechenregeln mit Dezibel	3	8.2 Zustandsraumdarstellung (ZRD) im Zeitbereich (S. 255)	6
2.4 Spannungsverstärkungsfaktor (S. 209)	3	8.3 Zustandsraumdarstellung (ZRD) im Laplace-Bereich (S. 264)	7
2.5 Umrechnungs-Tabelle Dezibel – Faktor	3	8.4 Ordnung eines Systems (S. 256)	7
2.6 Relativer und Absoluter Pegel (S. 210)	3	8.5 ZRD mit Matlab	7
<b>3 Frequenzverhalten analoger LTI-Systeme</b>	<b>3</b>	8.6 Äquivalente Zustandsraumdarstellung (ZRD) (S. 257)	7
3.1 Zusammenhang Frequenzgang – UTF (S. 211)	4	8.7 Matrix $\mathbf{b}\mathbf{m}\mathbf{A}$ diagonalisieren	7
3.2 Pol- und Nullstellendiagramme (S. 212)	4	8.8 Einschub – Lineare Algebra: $2 \times 2$ Matrix invertieren	8
3.3 Stabilitätsbetrachtung im Pol- Nullstellendiagramm	4	8.9 Lösung der ZRD im Zeitbereich (S. 259-260)	8
3.4 Pole in der komplexen Zahlenebene (S. 214)	4	8.10 Fundamentalmatrix (S. 260-263)	8
3.5 Bestimmung Frequenzgang aus UTF (S. 216)	4	8.11 Lösung der ZRD im Zeitbereich – SISO-Systeme (S. 263)	8
3.6 Bestimmung Frequenzgang aus Pol- / Nullstellendiagramm	4	8.12 Stabilität von ZRDs (S. 275)	8
3.7 Vorgehen Frequenzgang aus Pol-NS-Diagramm ermitteln	5	8.13 Beobachtbarkeit und Steuerbarkeit – Begriffe (S. 277)	8
3.8 Allpassnetzwerk (S. 220)	5	8.14 Steuerbarkeit (S. 277)	8
3.9 Minimalphasige- und nicht-minimalphasige Systeme (S. 221)	5	8.15 Beobachtbarkeit (S. 278)	9
<b>4 Bodediagramm</b>	<b>5</b>	8.16 Standardformen der ZRD (S. 267)	9
4.1 Bodediagramme mit Matlab	5		
4.2 Approximationen im Bodediagramm (S. 230)	5		
4.3 Ergänzung: Konjugiert-komplexe Pole und Nullstellen (S. 228)	6		

# 1 LTI-Systeme (S. 171)

$x(t)$	Eingangssignal
$y(t)$	Ausgangssignal
$\delta(t)$	Dirac-Stoss
$h(t)$	Impulsantwort (Antwort auf Dirac-Stoss)
$H(j\omega)$	Frequenzgang
$ H(j\omega) $	Amplitudengang
$\theta(j\omega)$	Phasengang
$H(s)$	$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)}$ Übertragungsfunktion (UTF)

## 1.1 Zusammenhänge zwischen den Grössen (S. 174-176)

Die Impulsantwort  $h(t)$  und der Frequenzgang  $H(j\omega)$  sind ein **Fourier-Transformationspaar**:



Die Impulsantwort  $h(t)$  und die Übertragungsfunktion  $H(s)$  sind ein **Laplace-Transformationspaar**:

$$h(t) \longleftrightarrow H(s)$$

Das Ausgangssignal berechnet sich als:

$$y(t) = h(t) * x(t) \longleftrightarrow Y(s) = H(s) \cdot X(s)$$

### 1.1.1 Zusammenhang Impulsantwort - Einheitssprungantwort

$h(t)$	Impulsantwort
$g(t)$	Einheitssprungantwort

$$h(t) = \frac{dg(t)}{dt} \Leftrightarrow g(t) = \int_{-\infty}^t h(\tau) d\tau$$

$$H(s) = s \cdot G(s) \Leftrightarrow G(s) = \frac{1}{s} H(s)$$

### 1.1.2 Zusammenhang Impulsantwort & Kausalität LTI-System

Damit ein LTI-System kausal ist, muss dessen Impulsantwort  $h(t)$  für alle  $t < 0$  gleich Null sein.

## 1.2 Phasenlaufzeit $\tau_P(\omega)$ (S. 183)

Die Phasenlaufzeit ist nur für **reine Sinus-Schwingungen** exakt bestimmbar!  
Das System ist beschrieben durch:

$$x(t) = A \cdot \sin(\omega_0 t + \gamma)$$

$$H(j\omega) = \alpha \cdot e^{-j\omega t_0} \longleftrightarrow h(t) = \alpha \cdot \delta(t - t_0)$$

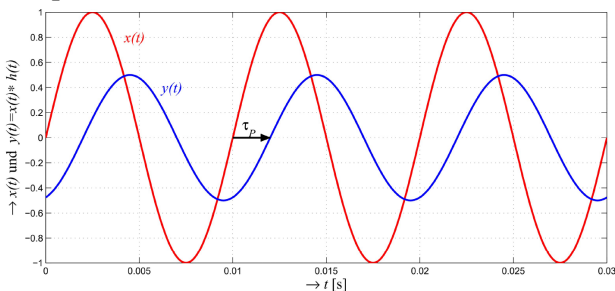
Das Ausgangssignal  $y(t) = x(t) * h(t)$  ist gegenüber dem Eingangssignal  $x(t)$  mit Faktor  $\alpha$  gewichtet und um die Zeit  $t_0$  verzögert.

⇒ **Diese Verzögerung wird Phasenlaufzeit genannt**

$$\tau_P(\omega) = \frac{-\theta(\omega)}{\omega}$$

$\theta(\omega)$  entspricht dem Phasengang des Systems

#### Beispiel: Phasenlaufzeit



### 1.2.1 Negative Phasenlaufzeit

Eine negative Phasenlaufzeit bedeutet **nicht**, dass ein System **akausal** ist!

## 1.3 Gruppenlaufzeit $\tau_G(\omega)$ (S. 182)

Definiert für Signale mit **mehreren Frequenzanteilen**

Bei amplitudenmodulierten Signalen bestimmt die Gruppenlaufzeit  $\tau_G(\omega)$  die **Verzögerung der Hüllkurve** der AM.

$$\tau_G(\omega) = \frac{-d\theta(\omega)}{d\omega}$$

$\theta(\omega)$  entspricht dem Phasengang des Systems

Die Gruppenlaufzeit kann nur dann als **Laufzeit des Signals** interpretiert werden, wenn im Frequenzbereich des Signales die Gruppenlaufzeit und auch die Dämpfung ungefähr konstant sind.

### 1.3.1 Negative Gruppenlaufzeit

Bei **Vierpolen** mit **konzentrierten Elementen** ist in bestimmten Frequenzbereichen eine **negative Gruppenlaufzeit** möglich, insbesondere in Frequenzbereichen wo die Dämpfung stark ändert. (z.B. Nullstellen der UTF)

Bei negativer Gruppenlaufzeit erscheint die Wirkung **nicht** vor der Ursache!

⇒ Das System ist **nicht** akausal!

Das Maximum der Hüllkurve am Ausgang kann aber **früher** als am Eingang auftreten.

## 1.4 Phasenlaufzeit / Gruppenlaufzeit identisch (S. 186)

Die **Signalverzögerung**, **Phasenlaufzeit**  $\tau_P(\omega)$  und **Gruppenlaufzeit**  $\tau_G(\omega)$  sind identisch, wenn

$$\theta(\omega) = -\omega \cdot t_0$$

und der **Amplitudengang ebenfalls konstant** ist, d.h.  $H(j\omega) = \alpha \cdot e^{-j\omega t_0}$

Die Signalverzögerung beträgt für **alle Frequenzen**  $t_0$  ( $= \tau_P = \tau_G$ )

## 1.5 Verzerrungen (S. 187-188)

Stimmt der zeitliche Verlauf einer Schwingung auf der Empfängerseite nicht mehr mit der Senderseite überein, arbeitet das Übertragungssystem **nicht verzerrungsfrei**.

### 1.5.1 Lineare Verzerrung

Eine **Dämpfung** eines Signals (z.B. durch einen Tiefpassfilter) entspricht einer **linearen Verzerrung**

### 1.5.2 Nichtlineare Verzerrung

Nichtlineare Verzerrungen werden durch **Übersteuerung** des Systems (**Kanal**) oder dessen **nichtlineare Kennlinie** hervorgerufen werden.

Durch nichtlineare Verzerrungen treten **neue**, im Ursprungssignal nicht enthaltene **Schwingungen** auf.

Ein **Mass** für nichtlineare Verzerrungen ist der **Klirrfaktor**

## 1.6 Klirrfaktor (S. 189)

Verhältnis des **Effektivwerts** der **neu** am Ausgang eines Systems entstandenen **Harmonischen** zum Effektivwert des gesamten Signals

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}} \quad \begin{array}{l} U_1 \text{ entspricht der Grundharmonischen} \\ \Rightarrow \text{Es gilt: } 1 > k \geq 0 \end{array}$$

### 1.6.1 Klirrdämpfungsmass

$$a_k = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{1}{k} \right)$$

### 1.6.2 Total Harmonic Disortion (THD)

Wird vor allem im englisch-sprachigen Raum verwendet

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2}} \quad \begin{array}{l} U_1 \text{ entspricht der Grundharmonischen} \\ \Rightarrow \text{Es gilt: } \infty > \text{THD} \geq 0 \end{array}$$

geringe Verzerrungen:  $\text{THD} \approx k$       allgemein:  $\text{THD} > k$

## 1.7 Verzerrungsfreie Übertragung von Signalen (S. 190)

Frequenzgang  $H(j\omega)$  und Impulsantwort  $h(t)$  eines verzerrungsfreien Signals:

$$H(j\omega) = \alpha \cdot e^{-j\omega t_0} = |H(j\omega)| \cdot e^{j\theta(\omega)} \longleftrightarrow h(t) = \alpha \cdot \delta(t - t_0)$$

Damit ein Signal verzerrungsfrei übertragen wird, müssen folgende Bedingungen erfüllt sein:

- Amplitude** konstant (unabhängig von der Frequenz)  $\Leftrightarrow |H(j\omega)| = \text{konstant} = \alpha \neq 0$   
⇒ Keine Amplitudenverzerrung vorhanden
- Phase** proportional zur Frequenz  $\Leftrightarrow \theta(\omega) = -\omega t_0$   
(äquivalenz zu Abschnitt 1.4) ⇒ Keine Phasenverzerrung vorhanden

1.8 Übertragung stochastischer Signale (s. 193-194)

Wird ein stochastisches Signal  $x(t)$  (schwach stationär) durch ein LTI-System mit Impulsantwort  $h(t)$  übertragen, so berechnet sich das Ausgangssignal  $y(t)$  gemäss Abschnitt 1.1 aus:

$$y(t) = h(t) * x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(t - \tau) \, d\tau \longleftrightarrow Y(s) = H(s) \cdot X(s)$$

1.8.1 Linearer Mittelwert

Der lineare Mittelwert  $Y_0$  des Ausgangssignals  $y(t)$  bei der Frequenz  $\omega = 0$  entspricht

$$Y(j0) = X(j0) \cdot H(j0) \Rightarrow Y_0 = X_0 \cdot H(j0)$$

$H(j\omega)$  = Frequenzgang und  $X_0$  = linearer Mittelwert von  $x(t)$

1.8.2 Autokorrelationsfunktion (AKF) des Ausgangssignals

Da  $\varphi_{yy}(\tau)$  und  $Y_0$  nicht von  $t$  abhängen, ist auch  $y(t)$  schwach stationär.

$$\varphi_{yy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(\alpha) h(\beta) \varphi_{xx}(\tau + \alpha - \beta) \, d\alpha \, d\beta = h(-\tau) * h(\tau) * \varphi_{xx}(\tau)$$

Es gelten folgende Zusammenhänge für die Fourier-Transformationspaare:

$h(-\tau)$

$\longleftrightarrow$

$H^*(j\omega)$

$\varphi_{xx}(\tau)$

$\longleftrightarrow$

$\Phi_{xx}(j\omega)$

$h(\tau)$

$\longleftrightarrow$

$H(j\omega)$

$h(\tau) * h(-\tau)$

$\longleftrightarrow$

$|H(j\omega)|^2$

1.8.3 Leistungsdichtespektrum (PSD)

Die AKF und das PSD sind ein Fourier-Transformationspaar

$\varphi_{yy}(\tau)$

$\longleftrightarrow$

$\Phi_{yy}(j\omega)$

AKF

PSD

Daraus folgt der Zusammenhang der Leistungsdichtespektren  $\Phi(j\omega)$

$$\Phi_{yy}(j\omega) = |H(j\omega)|^2 \Phi_{xx}(j\omega)$$

Für die AKF des Ausgangssignals  $y(t)$  gilt

$$\varphi_{yy}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 \Phi_{xx}(j\omega) e^{j\omega\tau} \, d\omega$$

Die Leistung  $Y^2$  des Ausgangssignals  $y(t)$  berechnet sich beim Zeitpunkt  $\tau = 0$  als

$$Y^2 = \varphi_{yy}(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 \Phi_{xx}(j\omega) \, d\omega$$

1.8.4 Kreuzkorrelationen

Die Kreuzkorrelationsfunktionen  $\varphi_{xy}(\tau)$  und  $\varphi_{yx}(\tau)$  des stochastischen, reellen Eingangssignals  $x(t)$  (Klasse 2b) und des stochastischen Ausgangssignals  $y(t)$  eines LTI-Systems hängen folgendermassen zusammen:

$$\varphi_{xy}(\tau) = h(\tau) * \varphi_{xx}(\tau) \longleftrightarrow \Phi_{xy}(j\omega) = H(j\omega) \cdot \Phi_{xx}(j\omega)$$

$$\varphi_{yx}(\tau) = h(-\tau) * \varphi_{xx}(\tau) \longleftrightarrow \Phi_{yx}(j\omega) = H^*(j\omega) \cdot \Phi_{xx}(j\omega)$$

Somit gilt:

$$\varphi_{yx}(\tau) = \varphi_{xy}(-\tau) \longleftrightarrow \Phi_{yx}(j\omega) = \Phi_{xy}(-j\omega) = \Phi_{xy}^*(j\omega)$$

2 Dämpfung, Verstärkung, Dezibel

Hinweis: Neben Dezibel gibt es ein weiteres Dämpfungs-/ bzw. Verstärkungsmass: Neper Np Auf dieses Mass wird allerdings nicht genauer eingegangen. Skript: S.207

2.1 Dämpfungsfaktor  $D$  (s. 206)

Das Verhältnis zwischen Eingangs- und Ausgangssignal wird als Dämpfungsfaktor  $D$  bezeichnet

$$D_P = \frac{P_1}{P_2}$$

$$D_U = \frac{U_1}{U_2}$$

$$D_I = \frac{I_1}{I_2}$$

Die Indizes  $U, P, I$  stehen für die **Effektivwerte** von Spannung, Leistung und Strom.

2.2 Dämpfungsmass  $a$  in Dezibel (s. 206)

Durch **logarithmieren** des Dämpfungsfaktors  $D$  erhält man das Dämpfungsmass  $a$

$$a_P = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P_1}{P_2} \right)$$

$$a_U = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{U_1}{U_2} \right)$$

$$a_I = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{I_1}{I_2} \right)$$

2.2.1 Umrechnung Verstärkungsfaktor – Dezibel

$$\text{dB} = 10 \cdot \log_{10}(v) \Leftrightarrow v = 10^{\frac{\text{dB}}{10}}$$

2.3 Rechenregeln mit Dezibel

- Faktoren multiplizieren  $\Rightarrow$  Dezibel-Werte addieren
- Faktoren dividieren  $\Rightarrow$  Dezibel-Werte subtrahieren

2.4 Spannungsverstärkungsfaktor (s. 209)

Hält man sich strikt an die Definition des Verstärkungsfaktors bzw. die Definition der Dezibel, so würde man für Dämpfungen positive Dezibel-Werte erhalten und für Verstärkungen entsprechend negative Dezibel-Werte. Dies ist gegen die Intuition des Ingenieurs. Somit wurde der **Spannungsverstärkungsfaktor**  $T_U$  definiert. Analog zum Dämpfungsmass  $a$  wird ein **Verstärkungsmass**  $g_U$  definiert.

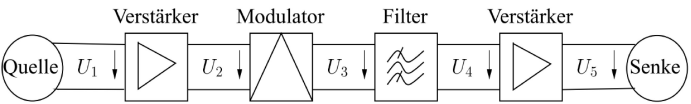
$$T_U = \frac{U_2}{U_1}$$

$$g_U = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{U_2}{U_1} \right)$$

Aus dieser Definition folgt für die Dezibel-Werte:

- **Verstärkung:** ( $U_2 > U_1$ )  $\Rightarrow$  positive Dezibel-Zahl
- **Dämpfung:** ( $U_2 < U_1$ )  $\Rightarrow$  negative Dezibel-Zahl

Beispiel: Kaskadiertes System (s. 209)



$T_{U_{tot}}$

$=$

$\frac{U_2}{U_1}$

$\cdot$

$\frac{U_3}{U_2}$

$\cdot$

$\frac{U_4}{U_3}$

$\cdot$

$\frac{U_5}{U_4}$

$=$

$\frac{U_5}{U_1}$

$=$

$\frac{10}{1}$

$\cdot$

$\frac{1}{\sqrt{2}}$

$\cdot$

$\frac{1}{\sqrt{2}}$

$\cdot$

$\frac{10}{1}$

$=$

$50$

$a_{U_{tot}}$

$=$

$-20\text{dB}$

$+$

$3\text{dB}$

$+$

$3\text{dB}$

$+$

$-20\text{dB}$

$=$

$-34\text{dB}$

Formuliert mit dem Verstärkungsmass  $g$  ergeben sich umgekehrte Vorzeichen:

$$g_{U_{tot}} = -20 \text{ dB} + 3 \text{ dB} + 3 \text{ dB} - 20 \text{ dB} = -34 \text{ dB}$$

2.5 Umrechnungs-Tabelle Dezibel – Faktor

**Vorgehen:** Gesuchten dB-Wert als Summe / Differenz von bekannten Werten darstellen  $\Rightarrow$  Summanden in Faktoren 'transferieren' und multiplizieren / dividieren

**Vorgehen:** Gesuchten Faktor als Produkt / Quotient von bekannten Werten darstellen  $\Rightarrow$  Faktoren in Summanden 'transferieren' und addieren / subtrahieren

Dezibel	Faktor
20 = 10 + 10	100 = 10 · 10
12	16 = 2 · 2 · 2 · 2
10	10
9 = 3 + 3 + 3	8 = 2 · 2 · 2
8 = 5 – 3	6.4 = 3.2 · 2
7 = 10 – 3	5 = $\frac{10}{2}$
6 = 3 + 3	4 = 2 · 2
5 = 15 – 10	3.2 = $\frac{32}{10} \approx \sqrt{10}$
4 = 10 – 6 = 10 – 3 – 3	2.5 = $\frac{10}{2 \cdot 2}$
3	2
2 = 12 – 10 = 5 – 3	1.6 = $\frac{16}{10}$
1 = 10 – 3 – 3 – 3	1.25 = $\frac{10}{2 \cdot 2 \cdot 2} = \frac{5}{4}$
0	1
–1	0.8 = $\frac{4}{5}$

2.6 Relativer und Absoluter Pegel (s. 210)

Bei den bisher ausgeführten Pegeln handelt es sich um **relative Pegel**. Im Gegensatz dazu beziehen sich **absolute Pegelangaben** immer auf eine Referenzgrösser (erzeugt von einem Normengenerator, siehe Skript).

$(L_U)_{\text{rel}} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{U_2}{U_1} \right)$

$(L_U)_{\text{abs}} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{U_2}{774.6 \text{ mV}} \right)$

$(L_I)_{\text{rel}} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{I_2}{I_1} \right)$

$(L_I)_{\text{abs}} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{I_2}{1.291 \text{ mA}} \right)$

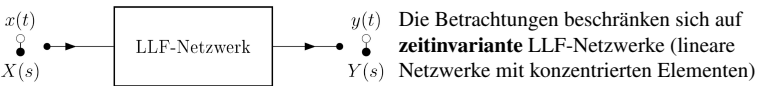
$(L_P)_{\text{rel}} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P_2}{P_1} \right)$

$(L_P)_{\text{abs}} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P_2}{1 \text{ mW}} \right)$

2.6.1 Kennzeichnung absoluter Pegel

Notation	Bezugsgrösse	Notation	Bezugsgrösse
dBW	1 W	dBm	1 mW
dBV	1 V	dBμV	1 μW

3 Frequenzverhalten analoger LTI-Systeme



### 3.1 Zusammenhang Frequenzgang – UTF (S. 211)

Alle LTI-Systeme lassen sich mit einer Differentialgleichung der folgenden Form beschreiben:

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x$$

Die Laplace-Transformierte der DGL hat die Form

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

$N(s)$	Zählerpolynom mit konstanten, reellen Koeffizienten
$D(s)$	Nennerpolynom mit konstanten, reellen Koeffizienten
$x(t)$	Eingangssignal
$y(t)$	Ausgangssignal

Die Wurzeln der Gleichung  $N(s) = 0$  ergeben  $m$  endliche Nullstellen; die Wurzeln von  $D(s) = 0$  ergeben  $n$  Pole des Systems. **Aus Stabilitätsgründen müssen alle Pole in der linken Halbebene (LHE) liegen!**

#### 3.1.1 Praktische Schreibweise für Pol-/Nullstellen

Um die Pole bzw. Nullstellen des Systems direkt ablesen zu können, wird  $H(s)$  faktorisiert.  
 $\Rightarrow$  Die UTF  $H(s)$  ist durch die Pole, Nullstellen und den Faktor  $K$  **vollständig bestimmt!**

$$H(s) = \underbrace{\frac{b_m}{a_m}}_K \cdot \frac{\prod_{i=1}^m (s - z_i)}{\prod_{j=1}^n (s - p_j)}$$

Da die Wurzeln von Polynomen mit reellen Koeffizienten entweder reell oder konjugiert komplexe Paare auftreten, ist es meistens sinnvoll, die Systemfunktionen als Produkt von Faktoren 1. und 2. Ordnung mit reellen Koeffizienten darzustellen.

$$H(s) = \underbrace{\frac{b_m}{a_m}}_K \cdot \frac{\prod_{i=1}^r (s^2 + 2\sigma_{zi}s + \omega_{zi}^2) \prod_{i=2r+1}^m (s - z_i)}{\prod_{j=1}^r (s^2 + 2\sigma_{pj}s + \omega_{pj}^2) \prod_{j=2r+1}^n (s - p_j)}$$

**Legende:**

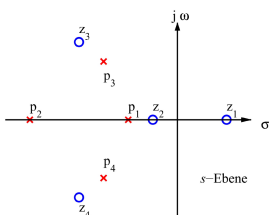
- Beschreibt komplex-konjugierte Nullstellen in der LHE
- Beschreibt reelle Nullstellen in der LHE
- Beschreibt komplex-konjugierte Pole in der LHE
- Beschreibt reelle Pole in der LHE

Alternativ kann  $H(s)$  mittels **Polfrequenzen** und **Polgüten** beschrieben werden:

$$H(s) = \underbrace{\frac{b_m}{a_m}}_K \cdot \frac{\prod_{i=1}^r (s^2 + \frac{\omega_{zi}}{q_{zi}} s + \omega_{zi}^2) \prod_{i=2r+1}^m (s - z_i)}{\prod_{j=1}^r (s^2 + \frac{\omega_{pj}}{q_{pj}} s + \omega_{pj}^2) \prod_{j=2r+1}^n (s - p_j)}$$

$\omega_{pj}$	Polstellenfrequenzen	$\omega_{zi}$	Nullstellenfrequenzen
$q_{pj}$	Polstellengüten	$q_{zi}$	Nullstellengüten

### 3.2 Pol- und Nullstellendiagramme (S. 212)



Werden die Pole und Nullstellen in der komplexen Zahlenebene dargestellt, so spricht man von einem Pol-/Nullstellen-Diagramm.

In Matlab erzeugt der Befehl pzmap einen solchen Plot

Pole Kreuze  
NS Kreise

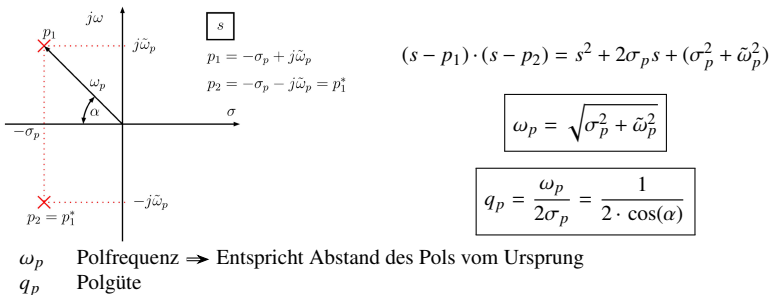
### 3.3 Stabilitätsbetrachtung im Pol- Nullstellendiagramm

Für **Grenzstabilität** gilt eine **UND-Verknüpfung** der aufgeführten Punkte. Für **Stabilität und Instabilität** gilt eine **ODER-Verknüpfung** der aufgeführten Punkte.

- **Stabil:**
  - Alle Polstellen in linker Halbebene (LHE)
  - Keine Polstellen vorhanden
- **Asymptotisch stabil:**
  - Polstellen nur in der linken Halbebene (LHE)
- **Grenzstabil:**
  - **Keine** Polstellen in der rechten Halbebene (RHE)
  - Mindestens eine **einfache Polstelle** auf imaginärer Achse
  - **Keine doppelten** Polstellen auf der imaginären Achse
- **Instabil:**
  - Mindestens eine Polstelle in der rechten Halbebene (RHE)
  - Mindestens eine **mehrfache Polstelle** auf der imaginären Achse

### 3.4 Pole in der komplexen Zahlenebene (S. 214)

#### Beispiel: Polynom 2. Ordnung mit komplex-konjugierten Polen



#### Grenzfälle

$\sigma_p = \omega_p$	Doppelpol auf neg. reeller Achse	$\Rightarrow q_p = \frac{1}{2}$
$\sigma_p = 0$	Polpar auf imaginärer Achse	$\Rightarrow q_p = \infty$

#### 3.4.1 Reelle Pole

$$\omega_p = \sqrt{\sigma_{p1} \cdot \sigma_{p2}}$$

$$q_p = \frac{\sqrt{\sigma_{p1} \cdot \sigma_{p2}}}{\sigma_{p1} + \sigma_{p2}} \leq \frac{1}{2}$$

- $\Rightarrow$  Für einzelne (reelle) Pole ist die Güte  $q_p$  nicht definiert.
- $\Rightarrow$  Die Polfrequenz  $\omega_p$  entspricht dem Abstand zum Ursprung.

#### Identische Werte

$$\sigma_{p1} = \sigma_{p2} \quad |q_p| = \frac{1}{2}$$

#### 3.4.2 Verallgemeinerung des Beispiels (S. 214)



#### Hinweise

- Pole sind als rote Kreuze dargestellt
- Für die NS (Nullstellenfrequenzen, Nullstellengüten) gelten die gleichen geometrischen Beziehungen wie für die Polstellen

### 3.5 Bestimmung Frequenzgang aus UTF (S. 216)

Um den Frequenzgang zu erhalten, kann  $s = j\omega$  eingesetzt werden.

$$H(j\omega) = H(s) \Big|_{s=j\omega} = |H(j\omega)| \cdot e^{j\theta(\omega)}$$

$H(s)$	Übertragungsfunktion (UTF)	$ H(j\omega) $	Amplitudengang
$H(j\omega)$	Frequenzgang	$\theta(\omega)$	Phasengang

Der Frequenzgang bzw. Amplitudengang und Phasengang werden folgendermassen dargestellt:

- **Nyquist-Diagramm**  
 $H(j\omega)$  wird in Polarkoordinaten mit  $\omega$  als Parameter aufgezeichnet
- **Bode-Diagramm**  
 $\alpha_{dB}(\omega)$  und  $\theta(\omega)$  werden je in Funktion von  $\log_{10}(\omega)$  aufgezeichnet

### 3.6 Bestimmung Frequenzgang aus Pol- / Nullstellendiagramm

Durch einsetzen einer beliebigen Auswertungsfrequenz  $j\omega_0$  in die Übertragungsfunktion  $H(s)$  ergibt sich der Frequenzgang  $H(j\omega_0)$  als:

$$H(j\omega_0) = K \cdot \frac{(j\omega_0 - z_1)(j\omega_0 - z_2) \dots (j\omega_0 - z_m)}{(j\omega_0 - p_1)(j\omega_0 - p_2) \dots (j\omega_0 - p_n)} = |H(j\omega_0)| \cdot e^{j\theta(\omega_0)}$$

Die einzelnen Faktoren in Zähler und Nenner können in Betrag und Phase aufgeteilt werden, beispielsweise folgendermassen:

$$(j\omega_0 - p_1) = |j\omega_0 - p_1| \cdot e^{j\theta_{p1}} = A_{z1} \cdot e^{j\theta_{z1}}$$

Angewendet auf alle Faktoren kann der Frequenzgang  $H(j\omega_0)$  in den **Amplitudengang**  $|H(j\omega)|$  und den **Phasengang**  $\theta(\omega)$  separiert werden:

$$H(j\omega_0) = K \cdot \frac{A_{z1} \cdot A_{z2} \dots A_{zm} \cdot e^{j(\theta_{z1} + \dots + \theta_{zm})}}{A_{p1} \cdot A_{p2} \dots A_{pn} \cdot e^{j(\theta_{p1} + \dots + \theta_{pn})}}$$

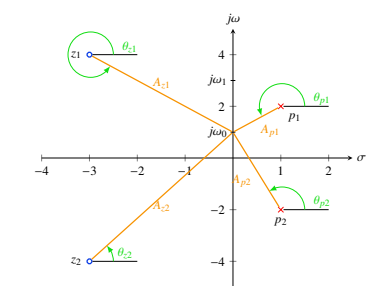
#### Betrag

$$|H(j\omega_0)| = K \cdot \frac{\prod_{i=1}^m A_{zi}}{\prod_{j=1}^n A_{pj}}$$

#### Phase

$$\theta(\omega_0) = \underbrace{\text{Phase von } K}_{\text{meistens 0}} + \sum_{i=1}^m \theta_{zi} - \sum_{j=1}^n \theta_{pj}$$

### 3.6.1 Zusammenhang mit Pol- / Nullstellendiagramm



Die Auswertungsfrequenz  $j\omega$  ist variabel und 'wandert' auf der **imaginären Achse**. Für ein bestimmte Auswertungsfrequenz  $j\omega_0$  können die Faktoren von  $H(j\omega_0)$  als **Abstand** und **Phase** zu den Pol- bzw Nullstellen interpretiert werden. Somit kann grafisch aus dem Pol- Nullstellendiagramm ein Rückschluss auf den Amplitudengang gezogen werden.

$$H(j\omega_0) = K \cdot \frac{A_{z1} \cdot A_{z2} \cdot e^{j(\theta_{z1} + \theta_{z2})}}{A_{p1} \cdot A_{p2} \cdot e^{j(\theta_{p1} + \theta_{p2})}}$$

### 3.7 Vorgehen Frequenzgang aus Pol-NS-Diagramm ermitteln

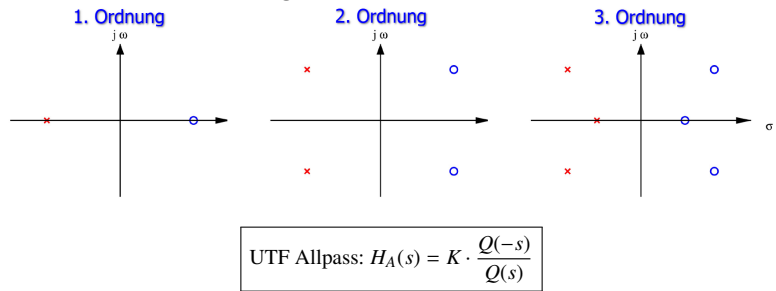
- (Schluss-Steigung = Anzahl Nullstellen – Anzahl Polstellen) · 20 dB/Dek
- Sind im Ursprung **keine** Pole / Nullstellen, so ist die Steigung für tiefe Frequenzen = 0
- Befinden sich am gleichen Ort eine Polstelle **und** eine Nullstelle, so heben sie sich auf
- Einfache reelle Nullstelle: Ab dieser Frequenz Steigung von +20 dB/Dek
- Einfacher reeler Pol: Ab dieser Frequenz Steigung von –20 dB/Dek
- Sind im Pol-NS-Diagramm komplex-konjugierte Polstellen vorhanden, so enthält der Amplitudengang **Überschwinger**
- Sind im Pol-NS-Diagramm komplex-konjugierte Nullstellen vorhanden, so enthält der Amplitudengang **Senken**
- Pole bzw. Nullstellen mit **kleinstem Abstand** zum Ursprung haben am meisten Einfluss

### 3.8 Allpassnetzwerk (S. 220)

Ein Allpass ist ein Netzwerk, bei dem der **Amplitudengang für alle Kreisfrequenzen  $\omega$  konstant** ist

$$|H(j\omega)| = \text{const} \neq 0$$

⇒ Im Pol-Nullstellen-Diagramm ist ein Allpass dargestellt durch eine **zur  $j\omega$ -Achse symmetrische Pol-Nullstellenkonfiguration**



Für einen Allpass gilt:

- Ein stabiler Allpass besitzt einen **streng monoton abfallenden** Phasengang
- Jede beliebige (realisierbare) UTF  $H(S)$  kann **immer** in ein allpassfreies Netzwerk  $H_M(s)$  und einen Allpass  $H_A(s)$  **zerlegt** werden (⇒ siehe Beispiel Abschnitt 3.9)

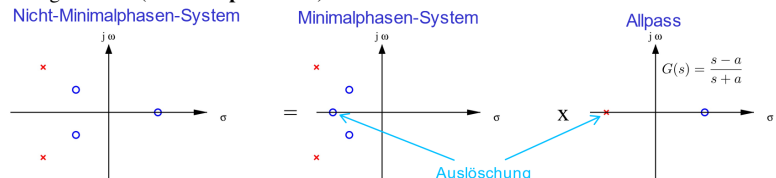
$$H(s) = H_M(s) \cdot H_A(s)$$

### 3.9 Minimalphasige- und nicht-minimalphasige Systeme (S. 221)

- Minimalphasennetzwerke:
  - besitzen **keine Nullstellen in der rechten Halbebene (RHE)**
  - **entweder** ein frei wählbarer Amplituden- **oder** Phasengang
- Nicht-Minimalphasennetzwerke
  - Amplituden- und Phasengang unabhängig voneinander wählbar

#### Beispiel: Zerlegung nicht-minimalphasiges System

Ein nicht-minimalphasiges System kann in ein minimalphasiges System und einen Allpass zerlegt werden (⇒ **Multiplikation!**).



## 4 Bodediagramm

Beispiele verschiedener Bodediagramme und zugehöriger Pol-Nullstellen-Diagramme siehe Skript, Kapitel 5.4.3 (S. 222)

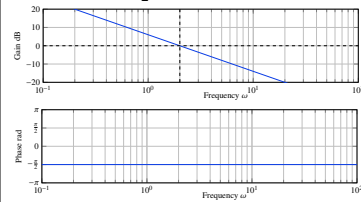
### 4.1 Bodediagramme mit Matlab

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

## 4.2 Approximationen im Bodediagramm (S. 230)

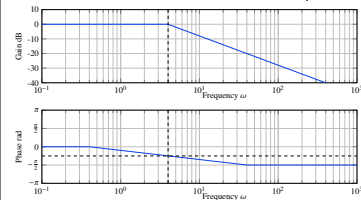
### 4.2.1 Pol im Ursprung

- $H(s) = \frac{\alpha}{s} = \frac{2}{s}$ 
  - Betrag = Gerade mit Steigung –20 dB/Dek, Schnittpunkt mit 0 dB-Linie bei  $\omega = \alpha$
  - Phase =  $-\frac{\pi}{2} = \text{const}$



### 4.2.3 Reeller Pol

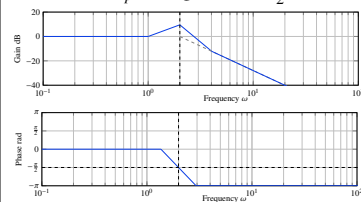
- $H(s) = \frac{\alpha}{s+\alpha} = \frac{1}{\frac{s}{\alpha}+1} = \frac{4}{s+4}$ 
  - Betrag = Konstante mit Wert 0 dB von  $\omega = 0$  bis  $\omega = \alpha$ ; für  $\omega > \alpha$  Gerade mit Steigung –20 dB/Dek durch Punkt mit Amplitude 0 dB und  $\omega = \alpha$
  - Phase = Konstante mit Wert 0 bis  $\omega < \frac{\alpha}{10}$ ; für  $\omega > 10\alpha$  Konstante mit Wert  $-\frac{\pi}{2}$ ; dazwischen eine Gerade (bei  $\omega = \alpha$  beträgt Phase  $-\frac{\pi}{4}$ )



### 4.2.5 Konj.-komplexe Pole

Voraussetzung:  $|q_p| > \frac{1}{2}$

- $H(s) = \frac{\omega_p^2}{s^2 + s \frac{\omega_p}{q_p} + \omega_p^2} = \frac{2^2}{s^2 + s \frac{2}{3} + 2^2}$ 
  - Betrag = Konstante mit Wert 0 dB von 0 bis  $\frac{\omega_p}{2}$ ; für  $\omega > 2\omega_p$  eine Gerade mit Steigung –40 dB/Dek; Überhöhung bei  $\omega = \omega_p$  mit Maximalwert  $20 \cdot \log_{10}(q_p)$ ; Approximation der Überhöhung von mit weiteren Geraden
  - Phase = Konstante mit Wert 0 bis  $\omega < \frac{\omega_p}{10}$ ; für  $\omega > \omega_p \cdot 10^{\frac{1}{2q_p}}$  Konstante mit Wert  $-\pi$ ; dazwischen eine Gerade (bei  $\omega = \omega_p$  beträgt Phase  $-\frac{\pi}{2}$ )

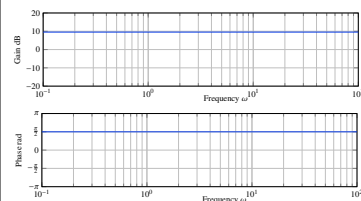


**Hinweis: Berechnungs-Tabelle aus Skript, Seite 235**

$q_p$	0.5	1	1.5	2	3	4	5	6	8	10	20	50	100
$10^{\frac{1}{2q_p}}$	10	3.16	2.15	1.78	1.47	1.33	1.26	1.21	1.15	1.12	1.06	1.02	1.01
$10^{\frac{1}{4q_p}}$	0.1	0.316	0.464	0.562	0.681	0.750	0.794	0.825	0.866	0.891	0.944	0.977	0.989

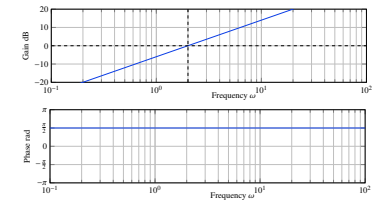
### 4.2.7 Konstanter Faktor

- $H(s) = \alpha \cdot e^{j\beta} = 3 \cdot e^{j\frac{\pi}{2}}$ 
  - Betrag =  $20 \cdot \log_{10}(\alpha) = \text{const}$
  - Phase =  $\beta = \text{const}$



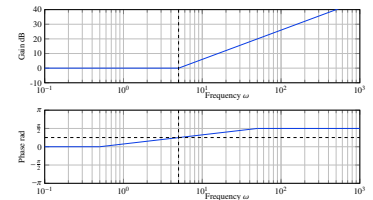
### 4.2.2 Nullstelle im Ursprung

- $H(s) = \alpha \cdot s = 3 \cdot s$ 
  - Betrag = Gerade mit Steigung +20 dB/Dek, Schnittpunkt mit 0 dB-Linie bei  $\omega = \frac{1}{\alpha}$
  - Phase =  $+\frac{\pi}{2} = \text{const}$



### 4.2.4 Reelle Nullstelle

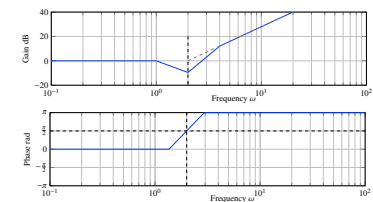
- $H(s) = \frac{s+\alpha}{\alpha} = \frac{s}{\alpha} + 1 = \frac{s+5}{5}$ 
  - Betrag = Konstante mit Wert 0 dB von  $\omega = 0$  bis  $\omega = \alpha$ ; für  $\omega > \alpha$  Gerade mit Steigung +20 dB/Dek durch Punkt mit Amplitude 0 dB und  $\omega = \alpha$
  - Phase = Konstante mit Wert 0 bis  $\omega < \frac{\alpha}{10}$ ; für  $\omega > 10\alpha$  Konstante mit Wert  $+\frac{\pi}{2}$ ; dazwischen eine Gerade (bei  $\omega = \alpha$  beträgt Phase  $+\frac{\pi}{4}$ )



### 4.2.6 Konj.-komplexe NS

Voraussetzung:  $|q_z| > \frac{1}{2}$

- $H(s) = \frac{s^2 + s \frac{\omega_z}{q_z} + \omega_z^2}{\omega_z^2} = \frac{s^2 + s \frac{2}{3} + 2^2}{2^2}$ 
  - Betrag = Konstante mit Wert 0 dB von 0 bis  $\frac{\omega_p}{2}$ ; für  $\omega > 2\omega_p$  eine Gerade mit Steigung +40 dB/Dek; Senke bei  $\omega = \omega_p$  mit Minimalwert  $-20 \cdot \log_{10}(q_p)$ ; Approximation der Senke mit weiteren Geraden
  - Phase = Konstante mit Wert 0 bis  $\omega < \frac{\omega_p}{10}$ ; für  $\omega > \omega_p \cdot 10^{\frac{1}{2q_p}}$  Konstante mit Wert  $+\pi$ ; dazwischen eine Gerade (bei  $\omega = \omega_p$  beträgt Phase  $+\frac{\pi}{2}$ )



### 4.2.8 Weitere Bemerkungen

- **Inverser Frequenzgang:**
  - Amplitudengang an 0 dB-Linie spiegeln
  - Phasengang an 0 rad- bzw. 0°-Linie spiegeln
- **Serieschaltung von mehreren Teilsystemen**
  - Erfolgt durch **grafische Addition** der einzelnen Systeme
- Bei Knickpunkten ist Approximationsfehler am grössten



### 4.3 Ergänzung: Konjugiert-komplexe Pole und Nullstellen (S. 228)

Ein Tiefpass 2. Ordnung enthält eine Überhöhung und somit ein absolutes Maximum.

$$\text{UTF Tiefpass 2. Ordnung: } H(s) = \frac{\omega_p^2}{s^2 + s \frac{\omega_p}{q_p} + \omega_p^2}$$

$$\text{Frequenz beim Maximum: } \omega_{\max} = \omega_p \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{2q_p^2}} = \sqrt{\omega_p^2 - 2\sigma_p^2}$$

$$\text{Höhe des Maximums: } |H(\omega_{\max})| = \frac{q_p}{\sqrt{1 - \frac{1}{4q_p^2}}}$$

⇒ Es gilt:  $\omega_{\max} \leq \omega_p$

#### 4.3.1 Spezialfall $q = 1$

$$\text{Frequenz: } \omega_{\max} = \omega_p \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{2}} = \frac{\omega_p}{\sqrt{2}}$$

$$\text{Höhe: } |H(\omega_{\max})| = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{4}}} = 1.15$$

#### 4.3.2 Spezialfall $q = \frac{1}{2}$

$$\begin{aligned} \text{Frequenz: } \omega_{\max} &= \omega_p \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{2(\frac{1}{2})^2}} \\ &= \omega_p \cdot \sqrt{1 - 2} \in \mathbb{C} \end{aligned}$$

$$\text{Höhe: } |H(\omega_{\max})| = \infty$$

#### 4.3.3 Spezialfall $q = \frac{1}{\sqrt{2}}$

$$\text{Frequenz: } \omega_{\max} = 0$$

$$\text{Höhe: } |H(\omega_{\max})| = q_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow 3 \text{ dB}$$

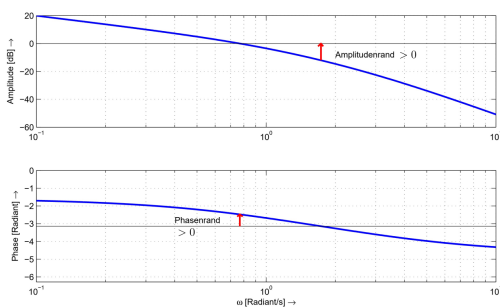
## 5 Stabilität im Bodediagramm

Es gilt, dass wenn der **offene** Regelkreis  $H(s)$  nur Pole in der linken  $s$ -Halbebene hat (und höchstens zwei Pole im Ursprung bei  $s = 0$ ), der **geschlossene** Regelkreis genau dann **asymptotisch stabil** ist, wenn  $H(j\omega)$  für die **Durchgangsfrequenz**  $\omega_D$  bei der die Amplitude  $20 \cdot \log_{10}(|H(j\omega_D)|) = 0$  dB ist, und eine Phase  $> -\pi$  hat.  
⇒ Amplitudenrand und Phasenrand müssen  $> 0$  sein, damit das System stabil ist!

### 5.1 Amplitudenrand und Phasenrand

- **Amplitudenrand (Verstärkungsreserve)**
  - Abstand des Amplitudengangs zur 0 dB-Linie bei der Kreisfrequenz  $\omega$ , bei der die Phase gleich  $-\pi$  bzw.  $-180^\circ$  ist.
- **Phasenrand (Phasenreserve)**
  - Abstand des Phasengangs zur  $-\pi$ -Linie bei der Kreisfrequenz  $\omega$ , bei der die Amplitude gleich 0 dB ist.

### 5.2 Amplitudenrand und Phasenrand im Bodediagramm



Das System ist **stabil**, da sowohl Amplitudenrand als auch Phasenrand  $> 0$  sind.

## 6 Ortskurve (Nyquist-Diagramm) (S. 240)

Bei der Ortskurve werden alle komplexen Werte des Frequenzganges in Abhängigkeit der Frequenz  $f$  (aufsteigende Werte von  $f$ ) in der **komplexen Ebene** eingetragen. Ortskurven werden vor allem in der Regelungstechnik dazu verwendet, um die **Stabilität** eines geschlossenen Regelkreises abzuschätzen.

Auf die Konstruktion von Ortskurven wird im Modul Regelungstechnik 2 im Detail eingegangen. Darum soll hier nur auf die Beschreibung im Skript (S. 240 - 242) verwiesen werden.

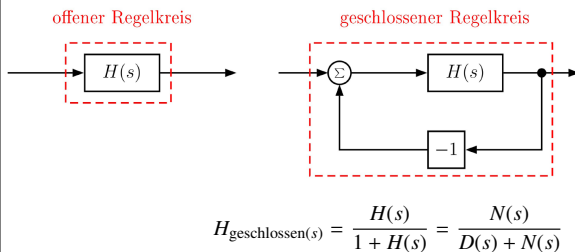
### 6.1 Nyquistdiagramme mit MatLab

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

## 7 Stabilität im Nyquist-Diagramm

Die Idee des Nyquist-Kriteriums ist es, anhand der **Ortskurve**  $H(s)$  (**offener Regelkreis**) einen Aussage über Die **Stabilität** des (**geschlossenen Regelkreises**) zu machen. Ausserdem kann mittels **Amplitudenrand** und **Phasenrand** eine **relative Aussage** über die Stabilität des Systems gemacht werden.

## 7.1 Offener und geschlossener Regelkreis



## 7.2 Vereinfachtes Nyquist-Kriterium

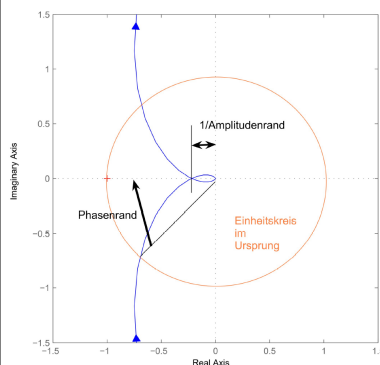
Ist der **offene** Regelkreis  $H(s)$  **asymptotisch stabil** (alle Pole in der LHE), so ist der **geschlossene** Regelkreis  $\frac{H(s)}{1+H(s)}$  asymptotisch stabil, wenn die **Ortskurve** des **offenen** Regelkreises den kritischen Punkt  $(-1, j0)$  mit wachsender Frequenz weder umkreist noch durchläuft, sondern '**links** liegen lässt'.

## 7.3 Amplitudenrand und Phasenrand (Verstärkungsreserve)

Mit dem Amplitudenrand und dem Phasenrand kann ausgesagt werden, um wieviel entweder die **Verstärkung** oder die **Phase** erhöht werden kann, bis der geschlossene Regelkreis **instabil** (bzw. **grenzstabil**) wird.

- **Amplitudenrand (Verstärkungsreserve)**
  - Frequenz, bei welche die **negative** reelle Achse geschnitten wird:  $\omega_\pi$
  - Bei  $\omega_\pi$ :  $\frac{1}{\text{Amplitudenrand}}$  = Abstand zum Ursprung
- **Phasenrand (Phasenreserve)**
  - Frequenz, bei welche Eintritt in den Einheitskreis erfolgt:  $\omega_D$
  - Bei  $\omega_D$ : Winkel bis zu  $180^\circ$

## 7.4 Amplitudenrand und Phasenrand im Nyquist-Diagramm



Das System ist **stabil**, da der kritische Punkt  $(-1, j0)$  '**links** liegen gelassen' wird, wenn man sich mit aufsteigender Frequenz auf der Ortskurve bewegt.

Es kann auch argumentiert werden, dass das System stabil ist, da sowohl Amplitudenrand als auch Phasenrand  $> 0$  sind.

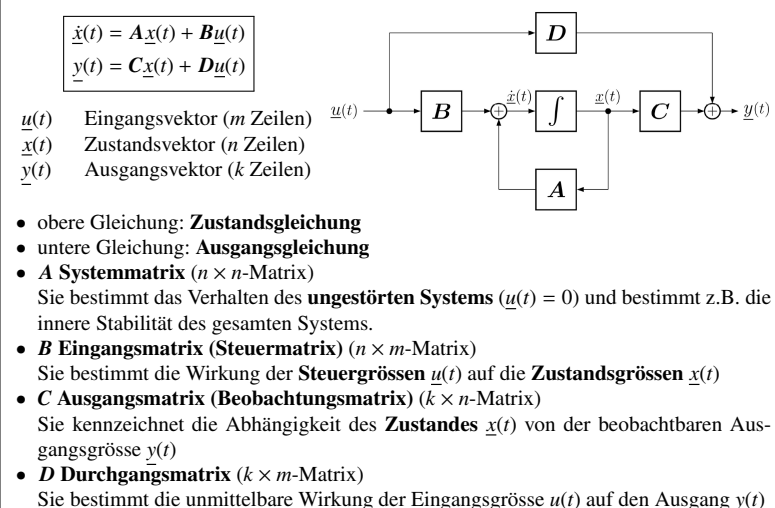
## 8 Zustandsraumdarstellung (ZRD)

**Grundidee:** Differentialgleichung  $n$ . Ordnung eines Systems durch ein **Differentialgleichungssystem** von  $n$  Gleichungen 1. Ordnung darzustellen.

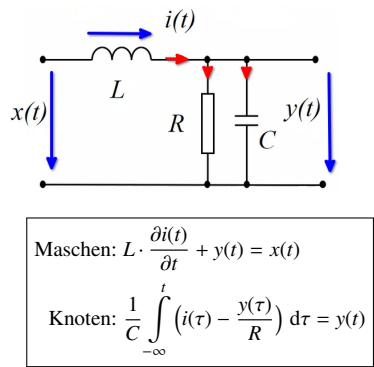
### 8.1 Vorteile der ZRD (S. 253-254)

- Innere Systemstabilitäten können erkannt werden, die bei der Untersuchung der UTF nicht festgestellt werden können ⇒ Einblick in den **inneren Aufbau** eines Systems
- Wichtig in der Regelungstechnik
- ZRD hat Vorteile bei der **numerischen** Behandlung von Systemen
- Beschreibung durch **Energiespeicher**, in der Elektrotechnik L und C
- **Nur Integratoren** werden verwendet, keine Differentiatoren

### 8.2 Zustandsraumdarstellung (ZRD) im Zeitbereich (S. 255)



Beispiel: ZRD aus Schaltung aufstellen



- DGL Induktivität:  $\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{u_L(t)}{L}$   
 $\Rightarrow u_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt}$
- DGL Kapazität:  $\frac{du_C(t)}{dt} = \frac{i_C(t)}{C}$   
 $\Rightarrow u_C(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i(\tau) d\tau$

Beide Gleichungen in ihre differentielle Form bringen (zweite Gleichung ableiten)

Gleichungen umformen, sodass die ZRD aufgestellt werden kann

$$L \cdot i'(t) + y(t) = x(t)$$
$$i(t) - \frac{y}{R} = C \cdot y'(t)$$

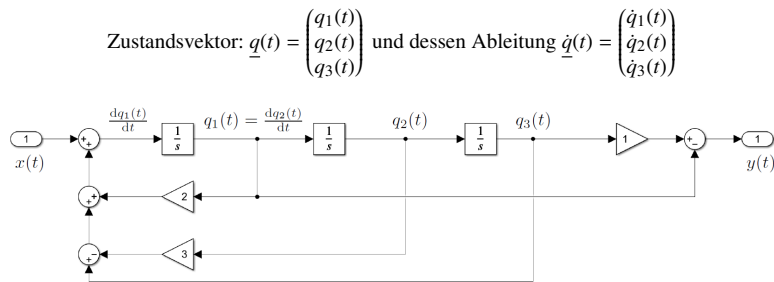
$$i'(t) = -\frac{1}{L}y(t) + \frac{1}{L}x(t)$$
$$y'(t) = \frac{1}{C}i(t) - \frac{1}{RC}y(t)$$

Zustände:  $i(t), y(t)$   
Eingang:  $x(t)$   
Ausgang:  $\tilde{y}(t) = y(t)$

$$\begin{bmatrix} i'(t) \\ y'(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_A \cdot \begin{bmatrix} i(t) \\ y(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_B \cdot x(t)$$
$$\tilde{y}(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_C \cdot \begin{bmatrix} i(t) \\ y(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_D \cdot x(t)$$

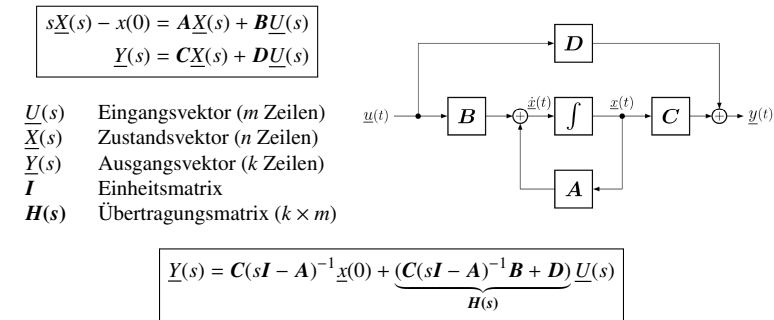
Beispiel: ZRD aus Signalfussdiagramm aufstellen

Das ZRD zu folgendem System soll aufgestellt werden. Dazu müssen die Matrizen  $A, B, C$  und  $D$  gefunden werden.



$$\begin{bmatrix} \dot{q}_1(t) \\ \dot{q}_2(t) \\ \dot{q}_3(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 2 & -3 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_A \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} q_1(t) \\ q_2(t) \\ q_3(t) \end{bmatrix}}_{\underline{q}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_B \cdot x(t)$$
$$y(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_C \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} q_1(t) \\ q_2(t) \\ q_3(t) \end{bmatrix}}_{\underline{q}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_D \cdot x(t)$$

8.3 Zustandsraumdarstellung (ZRD) im Laplace-Bereich (S. 264)



Mit Anfangsbedingungen  $x(0) = 0$  ergibt sich folgender Zusammenhang, was der Übertragungsfunktion (UTF) entspricht, aber im allgemeinen Fall eine **Matrix** ist.

$$\underline{Y}(s) = \underbrace{(\underline{C}(s\underline{I} - \underline{A})^{-1}\underline{B} + \underline{D})}_{\underline{H}(s)}\underline{U}(s)$$

**Hinweis:** Aus einem Signalfussdiagramm (SFD) ist es meist sehr einfach, die gesuchten Größen der ZRD zu finden.

8.3.1 Übertragungsmatrix und Übertragungsfunktion (S. 266)

Übertragungsmatrix

- MIMO-Systeme
- Beschreibung in Matrizenform

$$Y(s) = \underline{H}(s) \cdot U(s)$$

- $\underline{H}(s)$  hat gleiche Grösse (Dimensionen) wie Durchgangsmatrix  $\underline{D}$

Übertragungsfunktion

- SISO-Systeme
- Matrix-Form wird zu 'normaler' Gleichung

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

8.4 Ordnung eines Systems (S. 256)

Die **Ordnung** eines Systems definiert die **kleinste Anzahl von Zustandsgrößen**  $x(t)$ . Äquivalent dazu kann die Ordnung eines Systems auch als die **Anzahl der unabhängigen Energiespeicher** definiert werden.

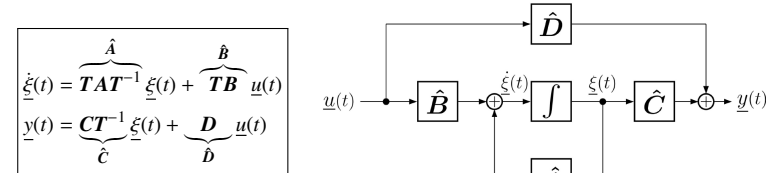
8.5 ZRD mit Matlab

$$H(s) = \frac{b_i s^i + b_{i-1} s^{i-1} \dots b_1 s^1 + b_0}{a_i s^i + a_{i-1} s^{i-1} \dots a_1 s^1 + a_0}$$

- `[b, a] = ss2tf(A,B,C,D)` %  $H(s)$  aus Matrizen berechnen
- `(A,B,C,D) = tf2ss(b, a)` % Matrizen aus  $H(s)$  berechnen

8.6 Äquivalente Zustandsraumdarstellung (ZRD) (S. 257)

Mit einer **Transformationsmatrix**  $T$  ( $n \times n$ -Matrix, nicht singular,  $TT^{-1} = I = T^{-1}T$ ) kann man **verschiedenste Zustandsgrößen** und **Zustandsraumdarstellungen** erhalten, die aber alle ein **identisches Systemverhalten** aufweisen.



Die obige ZRD ist **äquivalent** zur ZRD aus Abschnitt 8.2 bezüglich  $y(t)$  und  $u(t)$ . Die bedeutet, dass die **Zustandsgrößen**  $\underline{\xi}(t)$  und  $\underline{x}(t)$  **willkürlich** gewählt werden können, solange  $T$  nicht singular ist (Determinante von  $T \neq 0$ )

Physikalisch sinnvolle Zustandsgrößen sind:

- Spannungen über Kapazitäten
- Ströme durch Induktivitäten

8.7 Matrix A diagonalisieren

Oft wird die **Systemmatrix**  $A$  diagonalisiert, um **entkoppelte Zustände** zu erhalten. Anstelle der Matrix  $\hat{A} = TAT^{-1}$  wird dann üblicherweise  $A_{diag}$  verwendet.

- $\lambda_i$  Eigenwerte der Matrix  $A$
- $\vec{v}_i$  Eigenvektoren der Matrix  $A$
- $V$  Matrix mit Eigenvektoren von  $A$
- $A_{diag} = \Lambda$  Diagonalisierte Matrix  $A$  mit Eigenwerten  $\lambda_i$  auf Diagonale
- $T$  Transformationsmatrix

$$A_{diag} = \Lambda = V^{-1} \cdot A \cdot V$$

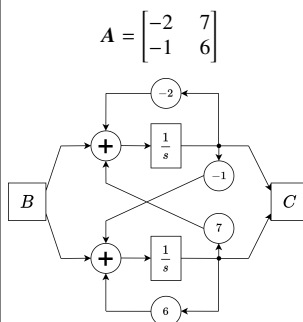
$$T = V^{-1}$$
$$T^{-1} = V$$

8.7.1 Vorgehen Matrix diagonalisieren

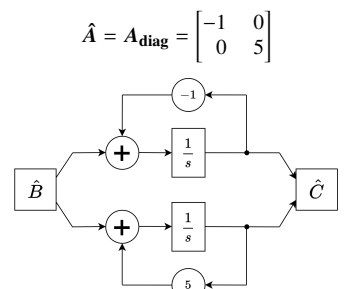
- Ansatz:  $A \cdot \vec{v} = \lambda \cdot \vec{v} \Rightarrow (A - \lambda I) \cdot \vec{v} = \vec{0}$  bzw.  $(\lambda I - A) \cdot \vec{v} = \vec{0}$
- Determinante des charakteristischen Polynoms Null setzen:  $|\lambda I - A| = 0$   
 $\Rightarrow$  Eigenwerte  $\lambda_i$
- Für jeden gefundenen Eigenwert müssen Eigenvektoren  $\vec{v}_i$  gefunden werden:
  - Eigenwert  $\lambda_i$  in Gleichungssystem  $(\lambda_i I - A) \cdot \vec{v}_i = \vec{0}$  einsetzen
  - Einen Wert von  $\vec{v}_i = 1$  wählen und Eigenvektor  $\vec{v}_i$  als Spaltenvektor schreiben
- Matrix  $V$  aus Eigenvektoren 'zusammenbauen'
- Matrix  $\Lambda$  'zusammenbauen', indem man Eigenwerte  $\lambda_i$  auf Diagonale schreibt

8.7.2 Entkoppeltes vs. nicht-entkoppeltes System

Nicht-entkoppeltes System



Entkoppeltes System



8.8 Einschub – Lineare Algebra: 2x2 Matrix invertieren

A = [a b; c d] A^-1 = 1/det(A) \* [d -b; -c a] mit det(A) = ad - bc

Beispiel: Matrix-Diagonalisierung (S. 258)

A = [-2 7; -1 6] |lambda I - A| = [(lambda + 2) -7; 1 (lambda - 6)] = (lambda + 2) \* (lambda - 6) - 7 \* (-1) = 0 => Mitternachtsformel liefert die Eigenwerte lambda\_1 = -1 und lambda\_2 = 5

Ersten Eigenwert lambda\_1 = -1 in (lambda\_1 I - A) \* v\_1 = 0 einsetzen 1 \* v\_11 - 7 \* v\_21 = 0 1 \* v\_11 - 7 \* v\_21 = 0

Wähle v\_21 = 1 -> v\_1 = [7; 1] Gleiches Vorgehen für zweiten Eigenvektor v\_2 Lambda = [lambda\_1 0; 0 lambda\_2] V = [v\_1 v\_2] = [v\_11 v\_12; v\_21 v\_22]

8.9 Lösung der ZRD im Zeitbereich (S. 259-260)

Die Zustandsgleichung x\_dot(t) = A x(t) + B u(t) ist eine Differentialgleichung. Sie soll mit dem Ansatz einer Exponentialfunktion gelöst werden. Für Systeme mit nur einem Zustand würde man den Ansatz x(t) = e^at wählen. Da im Allgemeinen Systeme mit mehreren Zuständen betrachtet werden, wird der folgende Ansatz gewählt:

e^At = I + At + A^2/2! t^2 + ... + A^k/k! t^k + ... = sum\_{k=0}^inf A^k t^k / k!

Der Ansatz ist beschrieben als desser Taylor-Reihe. Durch einsetzen des Ansatzes in die Zustandsgleichung ergibt sich für den Ausgangsvektor y(t) die folgende Lösung der ZRD im Zeitbereich

y(t) = C Phi(t) x(0) + integral\_0^t C Phi(t - tau) B u(tau) d tau + D u(t)

Hinweis: Phi(t) = e^At heisst Fundamentalmatrix.

8.10 Fundamentalmatrix (S. 260-263)

Die Fundamentalmatrix (auch Transitionsmatrix genannt) ist definiert als

e^{A \cdot t} = Phi(t)

Sie wird benötigt, um die Zustandsraumdarstellung im Zeitbereich zu lösen. Es gibt mehrere Methoden, die quadratische (n x n) Fundamentalmatrix zu bestimmen

8.10.1 Methode 1 – Inverse Laplace-Transformation

Phi(t) = L^-1{(sI - A^-1)}

Beispiel: Methode 1 – Inverse Laplace-Transformation

Mit der Systemmatrix A = [-1 0; 1 -2] ergibt sich (sI - A) = [s + 1 0; -1 s + 2]

Somit ist (sI - A)^-1 = [s + 1 0; -1 s + 2]^-1 = 1/((s+1)(s+2)) \* [e^-t 0; e^-t - e^-2t e^-2t] = Phi(t)

8.10.2 Methode 2 – Diagonalisierung von Phi(t)

Phi(t) = e^{A \cdot t} = [e^{lambda\_1 t} ... 0; ... e^{lambda\_2 t} ...; ... 0 ... e^{lambda\_n t}] \* V^-1 Wenn A\_diag = V^-1 \* A \* V ist und lambda\_i die Eigenwerte von A sind

8.10.3 Methode 3 – Spektrale Zerlegung

=> Nicht in Vorlesung behandelt

8.10.4 Methode 4 – Satz von Cayley-Hamilton

=> Nicht in Vorlesung behandelt

8.10.5 Methode 5 – Definition der Reihenentwicklung

Die Matrix A sei definiert als eine Dreiecksmatrix mit Parametern a und c

A = [a 0; 1 c]

Die Potenz der Matrix wird berechnet aus

A^k = [a 0; 1 c]^k = [a^k k! a^{k-1} - c^{k-1} 0; 0 c^k]

8.10.6 Eigenschaften der Fundamentalmatrix Phi(t)

Phi(0) = I	e^{A \cdot 0} = I
Phi^-1(t) = Phi(-t)	(e^{A \cdot t})^-1 = e^{-A \cdot t}
Phi^k(t) = Phi(kt)	(e^{A \cdot t})^k = e^{A \cdot k \cdot t}
Phi(t_1) \cdot Phi(t_2) = Phi(t_1 + t_2)	e^{A \cdot t_1} \cdot e^{A \cdot t_2} = e^{A(t_1+t_2)}
Phi(t_2 - t_1) \cdot Phi(t_1 - t_0) = Phi(t_2 - t_0)	e^{A(t_2-t_1)} \cdot e^{A(t_1-t_0)} = e^{A(t_2-t_0)}

Hinweis: (Phi(t) ist stets invertierbar)

8.10.7 Fundamentalmatrix in Matlab

```
1 syms t
2 A = [0 6; 1 5]; % Matrix A
3 expm(A*t) % Fundamentalmatrix
```

8.11 Lösung der ZRD im Zeitbereich – SISO-Systeme (S. 263)

Die Impulsantwort h(t) eines SISO-Systems ist gegeben durch

y(t) = C Phi(t) B \* u(t) + D u(t) = h(t) \* u(t)
h(t) = C Phi(t) B + D delta(t)

8.12 Stabilität von ZRDs (S. 275)

Ein LTI-System ist asymptotisch stabil, wenn alle Pole in der linken Halbebene liegen (bzw. einen negativen Realteil haben). Unter Betrachtung der ZRD wird diese Bedingung interpretiert als: Wenn alle Eigenwerte der Systemmatrix A einen negativen Realteil besitzen, ist das System asymptotisch stabil.

|lambda I - A| = 0 -> forall lambda Re{lambda} < 0

Achtung: Umgekehrt gilt diese Aussage nicht! Ein asymptotisch stabiles LTI-System bedeutet nicht, dass alle Eigenwerte der Systemmatrix A des Systems einen negativen Realteil besitzen. => Pol-/Nullstellenkürzungen

8.13 Beobachtbarkeit und Steuerbarkeit – Begriffe (S. 277)

Beobachtbarkeit der Zustände

- Ein System ist beobachtbar, wenn wir, gegeben das Eingangssignal u(t) und das Ausgangssignal y(t), über eine endliche Zeitspanne 0 >= t >= t\_1 die Zustände x(t) eindeutig bestimmen können.
- Ein System ist nicht beobachtbar, wenn es Zustände x(t) gibt, die keinen Einfluss auf die Ausgänge y(t) haben. => Man kann aus dem Verhalten von y(t) nicht auf die Zustände x(t) schliessen.

Steuerbarkeit der Zustände

- Ein System ist steuerbar, wenn es für jeden Anfangszustand x\_0 und jeden Endzustand x\_1 eine Steuerfunktion u(t) gibt, die das System in einer endlichen Zeitspanne 0 >= t >= t\_1 von x\_0 zu x\_1 bringt, d.h. x(t\_1) = x\_1.
- Ein System ist nicht steuerbar, wenn es Zustände x(t) gibt, die nicht von den Eingängen u(t) beeinflusst werden.

Bemerkungen:

- System (A, B, C, D) ist bekannt
- Äquivalent reicht es, wenn wir x(0) bestimmen können

8.14 Steuerbarkeit (S. 277)

Gemäss der äquivalenten ZRD-Darstellung (siehe Abschnitt 8.6) werden die Matrizen A-hat, B-hat, C-hat und D-hat mit einer Matrix V diagonalisiert, sodass A-hat = A\_diag = V^-1 A V, B-hat = V^-1 B, C-hat = C V und D-hat = D

Ein SISO-System mit einfachen Eigenwerten ist genau dann vollständig steuerbar, wenn nach der Transformation auf Diagonalform bzw. Parallelform (A\_diag = A-hat = V^-1 A V), alle Elemente von B-hat = V^-1 B ungleich Null sind.

Ein MIMO-System (m > 1) mit einfachen Eigenwerten ist genau dann vollständig steuerbar, wenn nach der Transformation auf Parallelform (A\_diag = A-hat = V^-1 A V), in jeder Zeile von B-hat = V^-1 B mindestens ein Element ungleich Null ist.

8.14.1 Steuerbarkeitsmatrix

- Ein System ist vollständig steuerbar, wenn
- Der Rang der Steuerbarkeitsmatrix gleich der Ordnung n des Systems
- Falls nur ein Eingang (m = 1): Die Determinante von Q\_Ssteuerbarkeit ungleich Null ist

Q_Ssteuerbarkeit = [B AB A^2B ... A^{n-1}B]	Dimension: n x n \cdot m
A Systemmatrix (n x n)	n Zustände
B Eingangsmatrix (n x m)	m Eingänge

Steuerbarkeitsmatrix in Matlab

```
1 ctrb(A, B); % Steuerbarkeitsmatrix
2 rank(ctrb(A, B)) % Rang der Steuerbarkeitsmatrix
```



8.15 Beobachtbarkeit (s. 278)

Gemäss der äquivalenten ZRD-Darstellung (siehe Abschnitt 8.6) werden die Matrizen  $\hat{A}$ ,  $\hat{B}$ ,  $\hat{C}$  und  $\hat{D}$  mit einer Matrix  $V$  diagonalisiert, sodass  $\hat{A} = A_{\text{diag}} = V^{-1}AV$ ,  $\hat{B} = V^{-1}B$ ,  $\hat{C} = CV$  und  $\hat{D} = D$

Ein SISO-System mit **einfachen Eigenwerten** ist genau dann **vollständig beobachtbar**, wenn nach der Transformation auf **Diagonalform** bzw. Parallelform ( $A_{\text{diag}} = \hat{A} = V^{-1}AV$ ), **alle** Elemente von  $\hat{C} = CV$  **ungleich Null** sind.

Ein MIMO-System ( $m > 1$ ) mit **einfachen Eigenwerten** ist genau dann **vollständig beobachtbar**, wenn nach der Transformation auf **Parallelform** ( $A_{\text{diag}} = \hat{A} = V^{-1}AV$ ), in **jeder Spalte** von  $\hat{C} = CV$  **mindestens ein** Element **ungleich Null** ist.

8.15.1 Beobachtbarkeitsmatrix

Ein System ist **vollständig beobachtbar**, wenn

- Der **Rang** der Beobachtbarkeitsmatrix gleich der **Ordnung**  $n$  des Systems
- Falls nur **ein Eingang** ( $m = 1$ ): Die **Determinante** von  $Q_{\text{Beobachtbarkeit}}$  **ungleich Null** ist

$$Q_{\text{Beobachtbarkeit}} = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix}$$

Dimension:  $k \cdot n \times n$

$A$  Systemmatrix ( $n \times n$ )

$C$  Beobachtungsmatrix ( $k \times m$ )

$n$  Zustände

$m$  Eingänge

$k$  Ausgänge

Beobachtbarkeitsmatrix in Matlab

```
1 obsv(A, C);           % Beobachtbarkeitsmatrix
2 rank(obsv(A, C))      % Rang der Beobachtbarkeitsmatrix
```

8.16 Standardformen der ZRD (s. 267)

Die allgemeine Differentialgleichung von SISO-Systemen der Form

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_m \frac{d^m u}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} u}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{du}{dt} + b_0 u$$

ergibt mit der Laplace-Transformation und mit  $m \leq n$

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

Diese UTF  $H(s)$  kann mit verschiedenen ZRDs (**Normalformen**) abgebildet werden.  
**Wichtig:** Für alle folgenden Normalformen werden die Zustände  $x_i$  im blockdiagramm **unmittelbar nach den Integratoren** verwendet.

8.16.1 Regelungsnormalform (s. 267-268)

Die Regelungsnormalform kann **direkt aus der UTF**  $H(s)$  aufgestellt werden.  
Für  $m = n$  gilt sieht die Regelungsnormalform folgendermassen aus:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1}(t) \\ \dot{x}_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_{n-1}(t) \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot u(t)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} b_0 - a_0 b_n & b_1 - a_1 b_n & \dots & b_{n-1} - a_{n-1} b_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_{n-1}(t) \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_n \end{bmatrix} \cdot u(t)$$

In den meisten Fällen ist  $m < n$  und die **Ausgangsgleichung** vereinfacht sich zu:

$$y(t) = \begin{bmatrix} b_0 & b_1 & \dots & b_m & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_{n-1}(t) \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \cdot u(t)$$

8.16.2 Beobachtungsnormalform (s. 269-270)

Ein System, welches in Beobachtungsnormalform dargestellt werden kann, ist **beobachtbar!** ür  $m = n$  gilt sieht die Regelungsnormalform folgendermassen aus:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1}(t) \\ \dot{x}_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & -a_0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & -a_1 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & -a_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & -a_{n-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_{n-1}(t) \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 - a_0 b_n \\ b_1 - a_1 b_n \\ b_2 - a_2 b_n \\ \vdots \\ b_{n-1} - a_{n-1} b_n \end{bmatrix} \cdot u(t)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_{n-1}(t) \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_n \end{bmatrix} \cdot u(t)$$

In den meisten Fällen ist  $m < n$  und die **Zustandsgleichung** vereinfacht sich zu:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1}(t) \\ \dot{x}_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & -a_0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & -a_1 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & -a_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & -a_{n-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_{n-1}(t) \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{n-1} \end{bmatrix} \cdot u(t)$$

8.16.3 Zusammenhang Regelungsnormalform – Beobachtungsnormalform

Die beiden Formen sind **dual** und weisen folgende Zusammenhänge auf:

- $A$  ist an der Hauptdiagonalen gespiegelt
- $B$  und  $C$  sind vertauscht
- $D$  bleibt gleich

8.16.4 Diagonalform und Jordan-Normalform (s. 271-273)

TO BE DONE LATER