

# Signale und Systeme 2

FS 24 Prof. Dr. Heinz Mathis

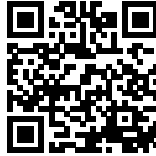
Autoren:

Simone Stitz, Laurin Heitzer

Version:

1.0.20240612

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



## Inhaltsverzeichnis

<b>1 LTI-Systeme (S. 171)</b>	<b>2</b>	<b>8 Zustandsraumdarstellung (ZRD)</b>	<b>7</b>
1.1 Zusammenhänge zwischen den Grössen (S. 174-176)	2	8.1 Vorteile der Zustandsraumdarstellung (S. 253-254)	7
1.2 Phasenlaufzeit $\tau_P(\omega)$ (S. 183)	2	8.2 Zustandsraumdarstellung (ZRD) im Zeitbereich (S. 255)	7
1.3 Gruppenlaufzeit $\tau_G(\omega)$ (S. 182)	2	8.3 Zustandsraumdarstellung (ZRD) im Laplace-Bereich (S. 264)	7
1.4 Phasenlaufzeit / Gruppenlaufzeit identisch (S. 186)	2	8.4 Ordnung eines Systems (S. 256)	7
1.5 Verzerrungen (S. 187-188)	2	8.5 ZRD mit Matlab	7
1.6 Klirrfaktor (S. 189)	2	8.6 Äquivalente Zustandsraumdarstellung (ZRD) (S. 257)	7
1.7 Verzerrungsfreie Übertragung von Signalen (S. 190)	2	8.7 Matrizen diagonalisieren	8
1.8 Übertragung stochastischer Signale (S. 193-194)	3	8.8 Einschub – Lineare Algebra: 2x2 Matrix invertieren	8
<b>2 Dämpfung, Verstärkung, Dezibel</b>	<b>3</b>	8.9 Lösung der ZRD im Zeitbereich (S. 259-260)	8
2.1 Dämpfungsfaktor $D$ (S. 206)	3	8.10 Fundamentalmatrix (S. 260-263)	8
2.2 Dämpfungsmass $a$ in Dezibel (S. 206)	3	8.11 Lösung der ZRD im Zeitbereich – SISO-Systeme (S. 263)	8
2.3 Rechenregeln mit Dezibel	3	8.12 Stabilität von ZRDs (S. 275)	9
2.4 Spannungsverstärkungsfaktor (S. 209)	3	8.13 Beobachtbarkeit und Steuerbarkeit – Begriffe (S. 277)	9
2.5 Umrechnungs-Tabelle Dezibel $\leftrightarrow$ Faktor	3	8.14 Steuerbarkeit (S. 277)	9
2.6 Relativer und Absoluter Pegel (S. 210)	3	8.15 Beobachtbarkeit (S. 278)	9
<b>3 Frequenzverhalten analoger LTI-Systeme</b>	<b>3</b>	8.16 Standardformen der ZRD (S. 267)	9
3.1 Zusammenhang Frequenzgang – UTF (S. 211)	4	<b>9 Filter</b>	<b>10</b>
3.2 Pol-/Nullstellendiagramme (S. 212)	4	9.1 Grundtypen (S. 291)	10
3.3 Stabilitätsbetrachtung im Pol-/Nullstellendiagramm	4	9.2 Frequenzgang $H(j\omega)$ – Übertragungsfunktion $H(s)$	10
3.4 Pole in der komplexen Zahlenebene (S. 214)	4	9.3 Approximation im Frequenzbereich	10
3.5 Bestimmung Frequenzgang aus UTF (S. 216)	4	9.4 Ideales Tiefpassfilter (S. 297)	10
3.6 Bestimmung Frequenzgang aus Pol-/Nullstellendiagramm	4	9.5 Amplitudengang mit char. Funktion $K(\Omega^2)$	10
3.7 Vorgehen Frequenzgang aus Pol-NS-Diagramm ermitteln	5	9.6 Standard-Filtertypen – Überblick	10
3.8 Allpassnetzwerk (S. 220)	5	9.7 Gegenüberstellung der Filter-Approximationen	11
3.9 Minimalphasige- und nicht-minimalphasige Systeme (S. 221)	5	9.8 Vorgehen Filter dimensionieren / auslegen	11
<b>4 Bodediagramm (S. 222)</b>	<b>5</b>	9.9 Nomogramme (S. 393)	11
4.1 Bodediagramme mit Matlab	5	9.10 LC-Filter: Entnormierung der Komponenten	11
4.2 Approximationen im Bodediagramm (S. 230)	5	<b>10 Filter-Umwandlungen mittels Frequenztransformation</b>	<b>11</b>
4.3 Ergänzung: Konjugiert-komplexe Pole und Nullstellen (S. 228)	6	10.1 Transformation: Tiefpass – Hochpass (S. 344)	11
<b>5 Stabilität im Bodediagramm</b>	<b>6</b>	10.2 Transformation: Tiefpass – Bandpass (S. 348)	11
5.1 Amplitudenrand und Phasenrand	6	10.3 Transformation: Tiefpass – Bandsperre (S. 357)	11
5.2 Amplitudenrand und Phasenrand im Bodediagramm	6	<b>11 Filter-Approximationen im Detail</b>	<b>11</b>
<b>6 Ortskurve (Nyquist-Diagramm) (S. 240)</b>	<b>6</b>	11.1 Approximation mittels kritisch-gedämpfter Filter (S. 299)	11
6.1 Nyquistdiagramme mit Matlab	6	11.2 Approximation nach Butterworth (S. 303)	12
<b>7 Stabilität im Nyquist-Diagramm</b>	<b>6</b>	11.3 Approximation nach Tschebyscheff-I (S. 310)	12
7.1 Offener und geschlossener Regelkreis	6	11.4 Approximation nach Tschebyscheff-II (S. 319)	13
7.2 Vereinfachtes Nyquist-Kriterium	6	11.5 Approximation nach Cauer (S. 322)	13
7.3 Amplitudenrand und Phasenrand (Verstärkungsreserve)	6	11.6 Approximation nach Bessel (S. 328)	13
7.4 Amplitudenrand und Phasenrand im Nyquist-Diagramm	7	<b>12 Anhang</b>	<b>13</b>
		12.1 Ableitungsregeln	13
		12.2 Ableitungs-Tabelle	13

## 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:

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

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

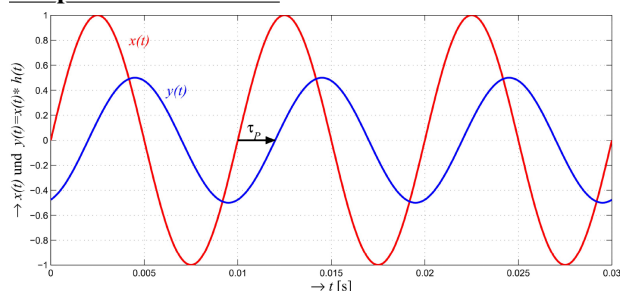
Das Ausgangssignal  $y(t) = x(t) * h(t)$  ist gegenüber dem Eingangssignal  $x(t)$  mit Faktor  $\alpha$  gewichtet und um die Zeit  $t_0$  verzögert.

⇒ 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.

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

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}}$$

$U_1$  entspricht der Grundharmonischen  
⇒ Es gilt:  $1 > k \geq 0$

#### 1.6.1 Klirrdämpfungsmass

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

#### 1.6.2 Total Harmonic Distortion (THD)

Wird vor allem im englisch-sprachigen Raum verwendet

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2}}$$

$U_1$  entspricht der Grundharmonischen  
⇒ Es gilt:  $\infty > \text{THD} \geq 0$

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:

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

1.8.1 Linearer Mittelwert

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

$$Y(j\omega = 0) = Y(j0) = X(j0) \cdot H(j0) \Rightarrow Y_0 = X_0 \cdot H(j0)$$

$H(j\omega)$  = 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:

$h(-\tau)$

$\circ \longrightarrow$

$H^*(j\omega)$

$\varphi_{xx}(\tau)$

$\circ \longrightarrow$

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

$h(\tau)$

$\circ \longrightarrow$

$H(j\omega)$

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

$\circ \longrightarrow$

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

1.8.3 Leistungsdichtespektrum (PSD)

Die AKF und das PSD sind ein Fourier-Transformationspaar

$\varphi_{yy}(\tau)$

$\circ \longrightarrow$

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

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:

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

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

Somit gilt:

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

2 Dämpfung, Verstärkung, Dezibel

Hinweis: Neben Dezibel gibt es ein weiteres Dämpfungs-/ bzw. Verstärkungsmass: Neper Np Auf dieses Mass wird allerdings nicht genauer eingegangen.  $\Rightarrow$  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  $\Leftrightarrow$  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  $\Leftrightarrow$  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 Referenzgrösse (erzeugt von einem Normengenerator, siehe Skript).

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

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

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

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

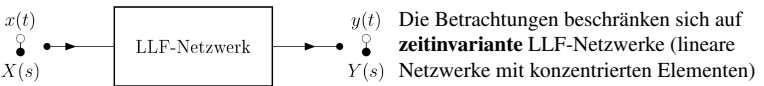
$(L_P)_{\text{rel}} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P_2}{P_1} \right)$

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

2.6.1 Kennzeichnung absoluter Pegel

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

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
$X(s)$	Eingangssignal im Frequenzbereich
$Y(s)$	Ausgangssignal im Frequenzbereich

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 sind oder in konjugiert-komplexen Paare auftreten, ist es meistens sinnvoll, die Systemfunktionen als Produkt von Faktoren 1. und 2. Ordnung mit reellen Koeffizienten darzustellen.

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

#### Legende:

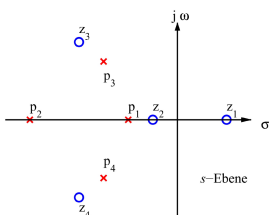
- Beschreibt komplex-konjugierte Nullstellen in der LHE
- Beschreibt reelle Nullstellen in der LHE
- Beschreibt komplex-konjugierte Pole in der LHE
- Beschreibt reelle Pole in der LHE

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

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

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

### 3.2 Pol-/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

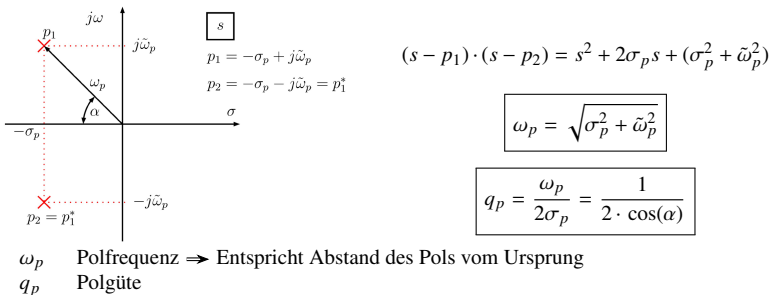
### 3.3 Stabilitätsbetrachtung im Pol-/Nullstellendiagramm

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)  $\Rightarrow \sigma < 0$
  - Keine Polstellen vorhanden
- **Asymptotisch stabil:**
  - Polstellen nur in der linken Halbebene (LHE)
- **Grenzstabil:**
  - **Keine** Polstellen in der rechten Halbebene (RHE)  $\Rightarrow \sigma > 0$
  - Mindestens eine **einfache Polstelle** auf imaginärer Achse  $\Rightarrow \sigma = 0$
  - **Keine doppelten** Polstellen auf der imaginären Achse  $\Rightarrow \sigma = 0$
- **Instabil:**
  - Mindestens eine Polstelle in der rechten Halbebene (RHE)  $\Rightarrow \sigma > 0$
  - Mindestens eine **mehrfache Polstelle** auf der imaginären Achse  $\Rightarrow \sigma = 0$

### 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	$\Rightarrow q_p = \frac{1}{2}$
$\sigma_p = 0$	Polpaar 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 aufgetragen
- **Bode-Diagramm**  
 $\alpha_{dB}(\omega)$  und  $\theta(\omega)$  werden je in Funktion von  $\log_{10}(\omega)$  aufgetragen

### 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:

$$(j\omega_0 - p_1) = |j\omega_0 - z_1| \cdot e^{j\theta_{z1}} = A_{z1} \cdot e^{j\theta_{z1}}$$

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

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

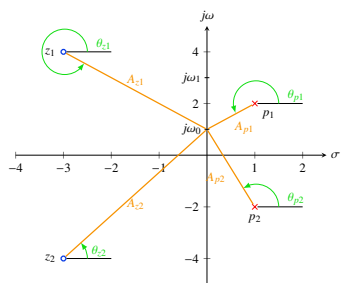
#### Betrag

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

#### Phase

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

### 3.6.1 Zusammenhang mit Pol-/Nullstellendiagramm



Die Auswertungsfrequenz  $j\omega$  ist variabel und 'wandert' auf der **imaginären Achse**. Für eine 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 reeller 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-/Nullstellendiagramm ist ein Allpass dargestellt durch eine **zur  $j\omega$ -Achse symmetrische Pol-/Nullstellenkonfiguration**



$$\text{UTF Allpass: } H_A(s) = K \cdot \frac{Q(-s)}{Q(s)}$$

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)

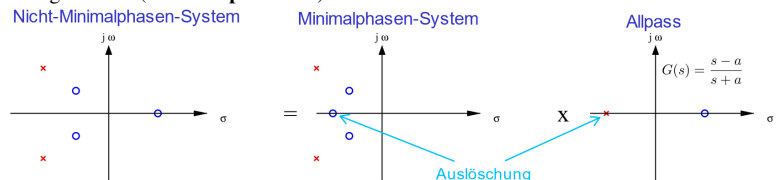
$$H(s) = H_M(s) \cdot H_A(s)$$

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

- Minimalphasennetzwerke:
  - besitzen **keine Nullstellen in der rechten Halbebene (RHE)** ( $\sigma \leq 0$ )
  - ⇒ Nullstellen auf der  $j\omega$ -Achse sind erlaubt!
  - **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 (S. 222)

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

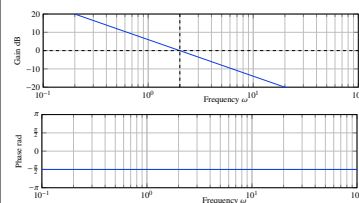
#### 4.1 Bodediagramme mit Matlab

```
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 zeichnen

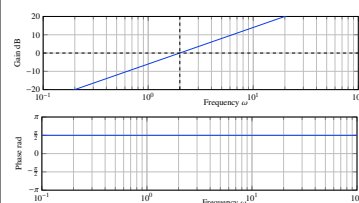
1. Waagrechte Gerade fein einzeichnen bei 0 dB
2. Senkrechte Gerade fein einzeichnen bei  $\omega = \alpha$
3. Gerade mit  $-20 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$  durch Schnittpunkt der beiden feinen Geraden einzeichnen

##### Phase zeichnen

1. Waagrechte Gerade durch  $-\frac{\pi}{2}$

#### 4.2.2 Nullstelle im Ursprung

$$H(s) = \alpha \cdot s = 3 \cdot s$$



##### Betrag zeichnen

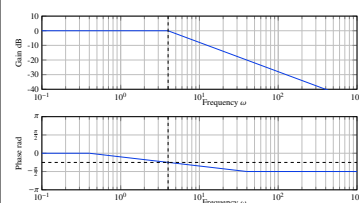
1. Waagrechte Gerade fein einzeichnen bei 0 dB
2. Senkrechte Gerade fein einzeichnen bei  $\omega = \frac{1}{\alpha}$
3. Gerade mit  $+20 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$  durch Schnittpunkt der beiden feinen Geraden einzeichnen

##### Phase zeichnen

1. Waagrechte Gerade durch  $+\frac{\pi}{2}$

#### 4.2.3 Reeller Pol

$$H(s) = \frac{\alpha}{s + \alpha} = \frac{1}{\frac{s}{\alpha} + 1} = \frac{4}{s + 4}$$



##### Betrag zeichnen

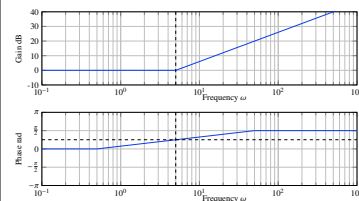
1. 0 dB von  $\omega = 0$  bis  $\omega = \alpha$
2.  $-20 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$  einzeichnen ab  $\omega = \alpha$

##### Phase zeichnen

1. 0 bis  $\omega = \frac{\alpha}{10}$
2.  $-\frac{\pi}{2}$  ab  $\omega = 10 \cdot \alpha$
3. Gerade zwischen beiden Geraden
4. ( $-\frac{\pi}{4}$  bei  $\omega = \alpha$ )

#### 4.2.4 Reelle Nullstelle

$$H(s) = \frac{s + \alpha}{\alpha} = \frac{s}{\alpha} + 1 = \frac{s + 5}{5}$$



##### Betrag zeichnen

1. 0 dB von  $\omega = 0$  bis  $\omega = \alpha$
2.  $+20 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$  einzeichnen ab  $\omega = \alpha$

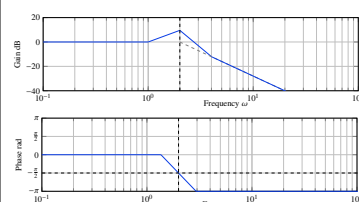
##### Phase zeichnen

1. 0 bis  $\omega = \frac{\alpha}{10}$
2.  $+\frac{\pi}{2}$  ab  $\omega = 10 \cdot \alpha$
3. Gerade zwischen beiden Geraden
4. ( $+\frac{\pi}{4}$  bei  $\omega = \alpha$ )

#### 4.2.5 Konjugiert-komplexe Pole

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

$$H(s) = \frac{\omega_p^2}{s^2 + s \frac{\omega_p}{q_p} + \omega_p^2} = \frac{2^2}{s^2 + s \frac{2}{3} + 2^2}$$



##### Betrag zeichnen

1. 0 dB von  $\omega = 0$  bis  $\omega = \frac{\omega_p}{2}$
2.  $-40 \frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$  fein einzeichnen ab  $\omega_p$   
⇒ stark zeichnen ab  $\omega = 2 \cdot \omega_p$
3. Maximalwert =  $20 \cdot \log_{10}(q_p)$  bei  $\omega_p$
4. Gerade von  $\omega = \frac{\omega_p}{2}$  zu Maximalwert
5. Gerade von Maximalwert zu  $\omega = 2 \cdot \omega_p$

##### Phase zeichnen

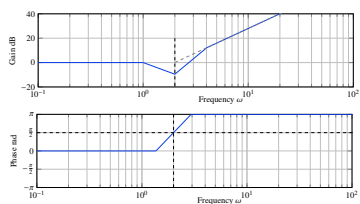
1. 0 bis  $\omega < \frac{\omega_p}{10}$
2.  $-\pi$  ab  $\omega > \omega_p \cdot 10 \frac{1}{2q_p}$
3. Gerade zwischen 0 und  $\pi$  Geraden
4. ( $-\frac{\pi}{2}$  bei  $\omega = \omega_p$ )

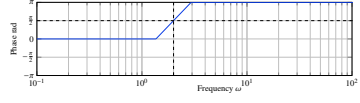


4.2.6 Konjugiert-komplexe Nullstellen

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 zeichnen**

- 0 dB von  $\omega = 0$  bis  $\omega = \frac{\omega_z}{2}$
- +40  $\frac{\text{dB}}{\text{Dek}}$  fein einzeichnen ab  $\omega_z$   
 $\Rightarrow$  stark zeichnen ab  $\omega = 2 \cdot \omega_z$
- Minimalwert =  $-20 \cdot \log_{10}(q_z)$  bei  $\omega_z$
- Gerade von  $\omega = \frac{\omega_z}{2}$  zu Minimalwert
- Gerade von Minimalwert zu  $\omega = 2 \cdot \omega_z$

**Phase zeichnen**

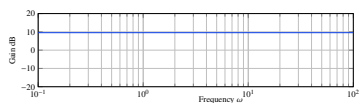
- 0 bis  $\omega < \frac{\omega_z}{2}$
- + $\pi$  ab  $\omega > \omega_z \cdot 10^{\frac{1}{2q_z}}$
- Gerade zwischen 0 und  $-\pi$  Geraden
- ( $\frac{\pi}{2}$  bei  $\omega = \omega_z$ )

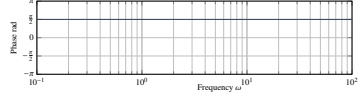
Hinweis: Berechnungs-Tabelle aus Skript, S. 235

$q_p$	0.5	1	1.5	2	3	4	5	6	8	10	20	50	100
$10^{\frac{1}{4q_p}}$	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

- $H(s) = \alpha \cdot e^{j\beta} = 3 \cdot e^{j\frac{\pi}{4}}$ 
  - Betrag =  $20 \cdot \log_{10}(\alpha) = \text{const}$
  - Phase =  $\beta = \text{const}$





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.

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

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

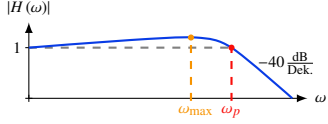
Höhe des Maximums:  $|H(\omega_{\max})| = \frac{q_p}{\sqrt{1 - \frac{1}{4q_p^2}}}$

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

4.3.1 Spezialfall  $q = 1$

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

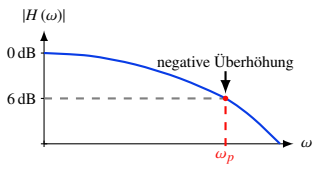
Höhe:  $|H(\omega_{\max})| = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{4}}} = 1.15$



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

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

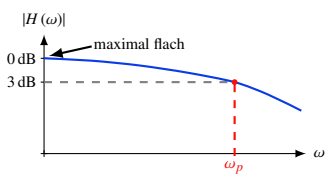
Höhe:  $|H(\omega_{\max})| = \infty$



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

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

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



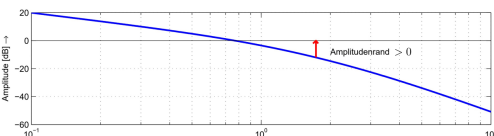
5 Stabilität im Bodediagramm

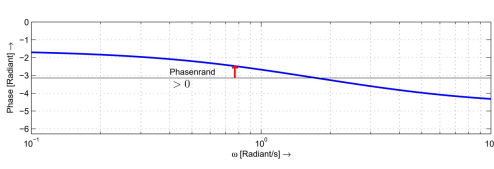
Es gilt, dass wenn der **offene** Regelkreis  $H(s)$  nur Pole in der linken  $s$ -Halbebene hat (und höchstens zwei Pole im Ursprung bei  $s = 0$ ), der **geschlossene** Regelkreis genau dann **asymptotisch stabil** ist, wenn  $H(j\omega)$  für die **Durchgangsfrequenz**  $\omega_D$  bei der die Amplitude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

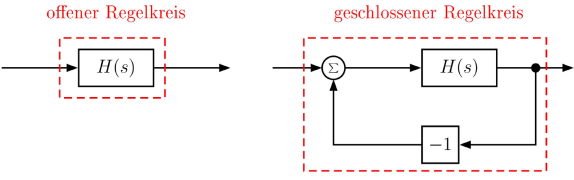
6.1 Nyquistdiagramme mit Matlab

```
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



$$H_{\text{geschlossen}}(s) = \frac{H(s)}{1 + H(s)} = \frac{N(s)}{D(s) + N(s)}$$

7.2 Vereinfachtes Nyquist-Kriterium

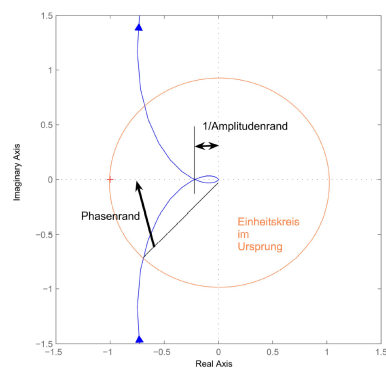
Ist der **offene** Regelkreis  $H(s)$  **asymptotisch stabil** (alle Pole in der LHE), so ist der **geschlossene** Regelkreis  $\frac{H(s)}{1+H(s)}$  asymptotisch stabil, wenn die **Ortskurve** des **offenen** Regelkreises den kritischen Punkt  $(-1 + j0)$  mit wachsender Frequenz weder umkreist noch 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 welcher die **negative** reelle Achse geschnitten wird:  $\omega_\pi$
  - Bei  $\omega_\pi$ :  $\frac{1}{\text{Amplitudenrand}}$  = Abstand zum Ursprung
- Phasenrand (Phasenreserve)**
  - Frequenz, bei welcher 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.

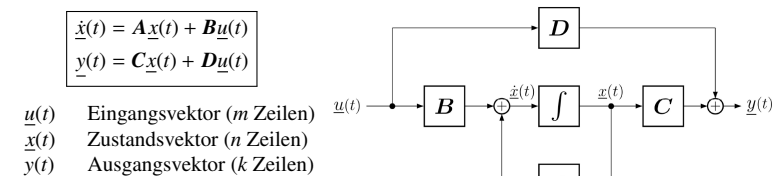
## 8 Zustandsraumdarstellung (ZRD)

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

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

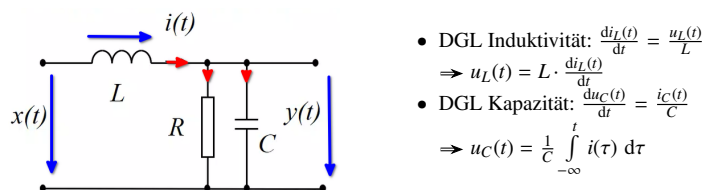
- Innere Systemstabilitäten können erkannt werden, die bei der Untersuchung der UTF nicht festgestellt werden können  $\Rightarrow$  Einblick in den **inneren Aufbau** eines Systems
- Wichtig in der Regelungstechnik
- ZRD hat Vorteile bei der **numerischen** Behandlung von Systemen
- Beschreibung durch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

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



- obere Gleichung: **Zustandsgleichung**
- untere Gleichung: **Ausgangsgleichung**
- A Systemmatrix** ( $n \times n$ -Matrix)  
Sie bestimmt das Verhalten des **ungestörten Systems** ( $\underline{u}(t) = 0$ ) und bestimmt z.B. die innere Stabilität des gesamten Systems.
- B Eingangsmatrix (Steuermatrix)** ( $n \times m$ -Matrix)  
Sie bestimmt die Wirkung der **Steuergrößen**  $\underline{u}(t)$  auf die **Zustandsgrößen**  $\underline{x}(t)$
- C Ausgangsmatrix (Beobachtungsmatrix)** ( $k \times n$ -Matrix)  
Sie kennzeichnet die Abhängigkeit des **Zustandes**  $\underline{x}(t)$  von der beobachtbaren Ausgangsgrösse  $\underline{y}(t)$
- D Durchgangsmatrix** ( $k \times m$ -Matrix)  
Sie bestimmt die unmittelbare Wirkung der Eingangsgrösse  $\underline{u}(t)$  auf den Ausgang  $\underline{y}(t)$

### Beispiel: ZRD aus Schaltung aufstellen



Maschen:  $L \cdot \frac{\partial i(t)}{\partial t} + y(t) = x(t)$

Knoten:  $\frac{1}{C} \int_{-\infty}^t \left( i(\tau) - \frac{y(\tau)}{R} \right) d\tau = y(t)$

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

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

Gleichungen umformen, sodass die ZRD aufgestellt werden kann

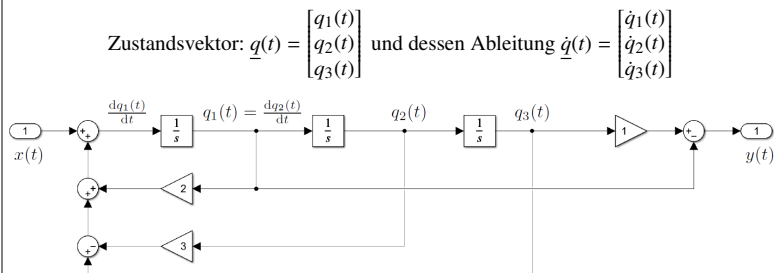
$$\begin{aligned}i'(t) &= -\frac{1}{L}y(t) + \frac{1}{L}x(t) \\ y'(t) &= \frac{1}{C}i(t) - \frac{1}{RC}y(t)\end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} i'(t) \\ y'(t) \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_{\underline{A}} \cdot \begin{bmatrix} i(t) \\ y(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\underline{B}} \cdot x(t) \\ \tilde{y}(t) &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\underline{C}} \cdot \begin{bmatrix} i(t) \\ y(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_{\underline{D}} \cdot x(t)\end{aligned}$$

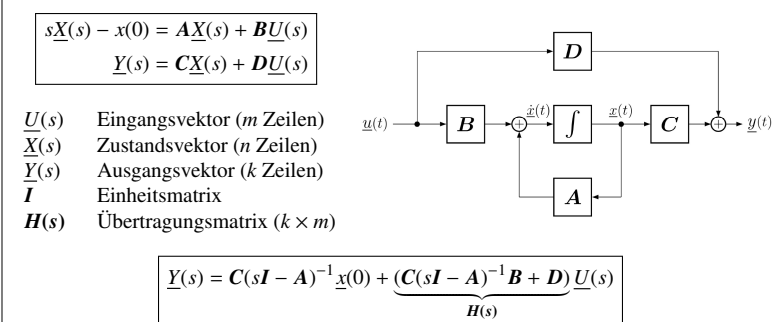
## Beispiel: ZRD aus Signalfussdiagramm aufstellen

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



$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{q}_1(t) \\ \dot{q}_2(t) \\ \dot{q}_3(t) \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 2 & -3 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{A}} \cdot \begin{bmatrix} q_1(t) \\ q_2(t) \\ q_3(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\underline{B}} \cdot x(t) \\ y(t) &= \underbrace{\begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\underline{C}} \cdot \begin{bmatrix} q_1(t) \\ q_2(t) \\ q_3(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_{\underline{D}} \cdot x(t)\end{aligned}$$

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



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

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

**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

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

- $\underline{H}(s)$  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**  $\underline{x}(t)$ . Äquivalent dazu kann die Ordnung eines Systems auch als die **Anzahl der unabhängigen Energiespeicher** definiert werden.

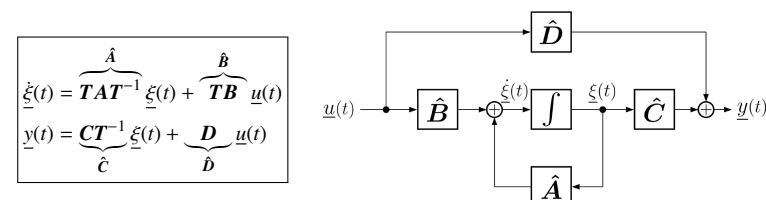
### 8.5 ZRD mit Matlab

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

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

### 8.6 Äquivalente Zustandsraumdarstellung (ZRD) (S. 257)

Mit einer **Transformationsmatrix**  $\underline{T}$  ( $n \times n$ -Matrix, nicht singular,  $\underline{T}\underline{T}^{-1} = \underline{I} = \underline{T}^{-1}\underline{T}$ ) 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  $u(t)$ . Das bedeutet, dass die **Zustandsgrößen**  $\underline{x}(t)$  und  $\underline{\dot{x}}(t)$  **willkürlich** gewählt werden können, solange  $T$  nicht singulär ist (Determinante von  $T \neq 0$ ).

Physikalisch sinnvolle Zustandsgrößen sind:

- Spannungen über Kapazitäten
- Ströme durch Induktivitäten

8.7 Matrizen 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

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

$B_{diag} = V^{-1} \cdot B$

$C_{diag} = C \cdot V$

$D_{diag} = D$

$T = V^{-1}$

$T^{-1} = V$

8.7.1 Vorgehen Matrix A 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

Beispiel: Matrix A diagonalisieren (S. 258)

$A = \begin{bmatrix} -2 & 7 \\ -1 & 6 \end{bmatrix}$

$|\lambda I - A| = \begin{vmatrix} \lambda + 2 & -7 \\ 1 & \lambda - 6 \end{vmatrix} = (\lambda + 2) \cdot (\lambda - 6) - 7 \cdot (-1) = 0$

$\Rightarrow$  Mitternachtsformel  $\lambda_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$  liefert die Eigenwerte  $\lambda_1 = -1$  und  $\lambda_2 = 5$

Ersten Eigenwert  $\lambda_1 = -1$  in  $(\lambda_1 I - A) \cdot \vec{v}_1 = \vec{0}$  einsetzen

$1 \cdot v_{11} - 7 \cdot v_{21} = 0$

$1 \cdot v_{11} - 7 \cdot v_{21} = 0$

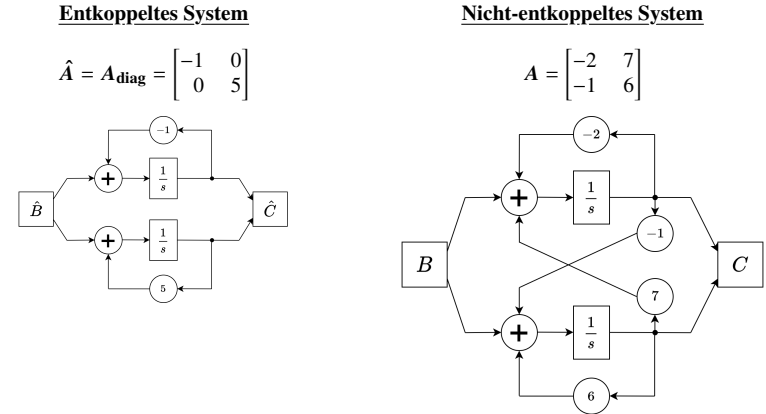
Wähle  $v_{21} = 1 \Rightarrow \vec{v}_1 = \begin{bmatrix} 7 \\ 1 \end{bmatrix}$

Gleiches Vorgehen für zweiten Eigenvektor  $\vec{v}_2$

$\Lambda = A_{diag} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 5 \end{bmatrix}$

$V = \begin{bmatrix} \vec{v}_1 & \vec{v}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{11} & v_{12} \\ v_{21} & v_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 7 & 1 \\ 1 & 5 \end{bmatrix}$

8.7.2 Entkoppeltes vs. nicht-entkoppeltes System



8.8 Einschub – Lineare Algebra: 2x2 Matrix invertieren

$A = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix}$

$A^{-1} = \frac{1}{\det(A)} \cdot \begin{bmatrix} d & -b \\ -c & a \end{bmatrix}$  mit  $\det(A) = ad - bc$

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

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

$$e^{At} = I + At + \frac{A^2}{2!} t^2 + \dots + \frac{A^k}{k!} t^k + \dots = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k t^k}{k!}$$

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

$$\underline{y}(t) = C \Phi(t) \underline{x}(0) + \int_0^t C \Phi(t - \tau) B \underline{u}(\tau) d\tau + D \underline{u}(t)$$

**Hinweis:**  $\Phi(t) = e^{At}$  heisst **Fundamentalmatrix**.

8.10 Fundamentalmatrix (S. 260-263)

Die Fundamentalmatrix (auch Transitionsmatrix genannt) ist definiert als

$$e^{At} = \Phi(t)$$

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

8.10.1 Methode 1 – Inverse Laplace-Transformation

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

Beispiel: Inverse Laplace-Transformation

Mit der **Systemmatrix**  $A = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 1 & -2 \end{bmatrix}$  ergibt sich  $(sI - A) = \begin{bmatrix} s+1 & 0 \\ -1 & s+2 \end{bmatrix}$

Somit ist  $(sI - A)^{-1} = \frac{1}{(s+1)(s+2)} \circ \begin{bmatrix} e^{-t} & 0 \\ e^{-t} - e^{-2t} & e^{-2t} \end{bmatrix} = \Phi(t)$

8.10.2 Methode 2 – Diagonalisierung von  $\Phi(t) = e^{At}$

$$\Phi(t) = e^{At} = \underbrace{\begin{bmatrix} e^{\lambda_1 t} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{\lambda_2 t} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & e^{\lambda_n t} \end{bmatrix}}_{\Phi_{diag}(t)} \cdot V^{-1}$$

Wenn  $A_{diag} = V^{-1} \cdot A \cdot V$  ist und  $\lambda_i$  die Eigenwerte von  $A$  sind.

8.10.3 Methode 3 – Spektrale Zerlegung

$\Rightarrow$  Nicht in Vorlesung behandelt

8.10.4 Methode 4 – Satz von Cayley-Hamilton

$\Rightarrow$  Nicht in Vorlesung behandelt

8.10.5 Methode 5 – Definition der Reihenentwicklung

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

$$A = \begin{bmatrix} a & 0 \\ 1 & c \end{bmatrix}$$

Die Potenz der Matrix wird berechnet aus

$$A^k = \begin{bmatrix} a & 0 \\ 1 & c \end{bmatrix}^k = \begin{bmatrix} a^k & 0 \\ \sum_{l=0}^{k-1} a^{k-l-1} c^l & c^k \end{bmatrix}$$

Beispiel: Definition der Reihenentwicklung

Für  $a = 1$  und  $c = -2$  ergibt sich für  $A^k$

$$A^k = \begin{bmatrix} a & 0 \\ 1 & c \end{bmatrix}^k = \begin{bmatrix} (-1)^k & 0 \\ (-1)^k - (-2)^k & (-2)^k \end{bmatrix}$$

Die entsprechende Fundamentalmatrix ist mittels Anwendung der Taylor-Reihe somit

$$e^{At} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k t^k}{k!} = \begin{bmatrix} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k t^k}{k!} & 0 \\ \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k t^k}{k!} - \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-2)^k t^k}{k!} & \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-2)^k t^k}{k!} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-t} & 0 \\ e^{-t} - e^{-2t} & e^{-2t} \end{bmatrix}$$

8.10.6 Eigenschaften der Fundamentalmatrix  $\Phi(t) = e^{At}$

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

**Hinweis:**  $(\Phi(t))$  ist stets invertierbar

8.10.7 Fundamentalmatrix in Matlab

1

syms t

% t als symbolischer Wert

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**.

$$|\lambda I - A| = 0 \quad \rightarrow \quad \forall \lambda \quad \operatorname{Re}\{\lambda\} < 0$$

**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  $t_0 \leq t \leq t_1$  die Zustände  $\underline{x}(t)$  eindeutig bestimmen können.
- Ein System ist **nicht beobachtbar**, wenn es Zustände  $\underline{x}(t)$  gibt, die **keinen** Einfluss auf die Ausgänge  $y(t)$  haben.  
⇒ Man kann aus dem Verhalten von  $y(t)$  **nicht** auf die Zustände  $\underline{x}(t)$  schliessen.

Steuerbarkeit der Zustände

- Ein System ist **steuerbar**, wenn es für jeden Anfangszustand  $\underline{x}_0$  und jeden Endzustand  $\underline{x}_1$  eine Steuerfunktion  $u(t)$  gibt, die das System in einer endlichen Zeitspanne  $t_0 \leq t \leq t_1$  von  $\underline{x}_0$  zu  $\underline{x}_1$  bringt, d.h.  $\underline{x}(t_1) = \underline{x}_1$ .
- Ein System ist **nicht steuerbar**, wenn es Zustände  $\underline{x}(t)$  gibt, die nicht von den Eingängen  $u(t)$  beeinflusst werden.

Bemerkungen:

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

8.14 Steuerbarkeit (S. 277)

Gemäss der äquivalenten ZRD (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 steuerbar**, wenn nach der Transformation auf **Diagonalform** bzw. Parallelform ( $A_{\text{diag}} = \hat{A} = V^{-1}AV$ ), **alle** Elemente von  $\hat{B} = V^{-1}B$  **ungleich Null** sind.

Ein **MIMO-System** ( $m > 1$ ) mit **einfachen Eigenwerten** ist genau dann **vollständig steuerbar**, wenn nach der Transformation auf **Parallelform** ( $A_{\text{diag}} = \hat{A} = V^{-1}AV$ ), in **jeder Zeile** von  $\hat{B} = V^{-1}B$  **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  $Q_{\text{Steuerbarkeit}}$  **ungleich Null** ist

$$Q_{\text{Steuerbarkeit}} = \begin{bmatrix} B & AB & A^2B & \cdots & A^{n-1}B \end{bmatrix}$$

Dimension:  $n \times n \cdot m$

$A$	Systemmatrix ( $n \times n$ )	$n$	Zustände
$B$	Eingangsmatrix ( $n \times m$ )	$m$	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 (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 ( $k \times n$ )  
 $n$  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

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

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

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

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  $m = n$  sieht die Regelungsnormalform folgendermassen aus:

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

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

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

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

8.16.2 Beobachtungsnormalform (S. 269-270)

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

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

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

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

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

8.16.3 Regelungsnormalform ↔ Beobachtungsnormalform

- Die beiden Formen sind **dual** und weisen folgende Zusammenhänge auf (**Transposition**):
- $A$  ist an der Hauptdiagonalen gespiegelt
  - $B$  und  $C$  sind vertauscht
  - $D$  bleibt gleich

8.16.4 Jordan-Normalform (S. 271-273)

Die UTF wird mittels einer **Partialbruchzerlegung** dargestellt. Die Parameter der Partialbruchzerlegung können dann direkt in die Matrix  $A = A_{\text{diag}}$  eingetragen werden.

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_ms^m + b_{m-1}s^{m-1} + \dots + b_1s + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0} = b_n + \frac{\alpha_1}{s - p_1} + \frac{\alpha_2}{s - p_2} + \dots + \frac{\alpha_n}{s - p_n}$$

Die Diagonalform für **einfache, reelle Pole** mit  $m = n$  ist:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1}(t) \\ \dot{x}_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & p_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & p_3 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & p_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_{n-1}(t) \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot u(t)$$
$$y(t) = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \cdots & \alpha_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_{n-1}(t) \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_n \end{bmatrix} \cdot u(t)$$

**Hinweis:** Mit  $m < n$  vereinfacht sich die Ausgangsgleichung zu:

$$y(t) = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \cdots & \alpha_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_{n-1}(t) \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \cdot u(t)$$

8.16.5 Diagonalform (S. 271-273)

Eine weitere Darstellungsform der Diagonalform ergibt sich mittels **Transposition** der Jordan-Normalform:

- **A** ist an der Hauptdiagonalen gespiegelt (ergibt wiederum **A**)
- **B** und **C** sind vertauscht
- **D** bleibt gleich

9 Filter

9.1 Grundtypen (S. 291)

Filter sind mehrheitlich **frequenzselektive, lineare Netzwerke**, welche gewisse Frequenzbereiche übertragen und andere dämpfen. Die fünf **frequenzselektiven Grundtypen** sind:

- Tiefpass (TP)
  - Hochpass (HP)
- Bandpass (BP)
  - Bandsperre, Notch (BS)
- Allpass

9.2 Frequenzgang  $H(j\omega)$  – Übertragungsfunktion  $H(s)$  (S. 294)

Für den Frequenzgang  $H(j\omega)$  und die Übertragungsfunktion  $H(s)$  gelten die folgenden Zusammenhänge

$$|H(j\omega)|^2 = H(j\omega) \cdot H^*(j\omega) = H(j\omega) \cdot H(-j\omega) = H(s) \cdot H(-s) \Big|_{s=j\omega}$$
$$H(s) \cdot H(-s) = |H(j\omega)|^2 \Big|_{\omega^2 = -s^2}$$

**Hinweis:**  $|H(j\omega)|^2$  ist immer eine Funktion in  $\omega^2$ , da der Amplitudengang eine gerade Funktion ist!

Da in der Praxis **jeweils nur  $H(s)$  interessant** ist, muss  $H(s)$  aus  $|H(j\omega)|^2$  'isoliert' werden. Dies ist durch den folgenden Zusammenhang möglich.

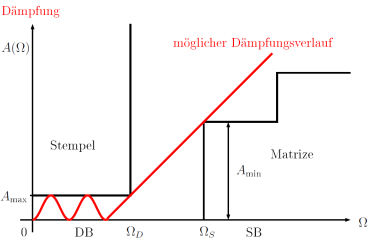
$$\underbrace{\frac{N(s)}{D(s)}}_{H(s)} \cdot \underbrace{\frac{N(-s)}{D(-s)}}_{H(-s)} = |H(j\omega)|^2 \Big|_{\omega^2 = -s^2}$$

**Hinweis:**  $D(s)$  muss aus Stabilitätsgründen ein Hurwitz-Polynom sein!

9.3 Approximation im Frequenzbereich

Die wichtigste Aufgabe der Filtertheorie ist die **Bestimmung der Übertragungsfunktion, die einen vorgegebenen Frequenzgang gewährleistet**. Zuerst soll der **Amplitudengang**  $|H(j\omega)|$  im Frequenzbereich approximiert werden. Der vorgeschriebene Phasengang wird dann allenfalls mit zusätzlichen Allpass-Filtern erreicht.

9.3.1 Toleranzschema (Stempel und Matritze) – Filterspezifikation



Die Anforderungen an ein Filter werden häufig im **Toleranzschema** beschrieben. Dieses steht jeweils 'auf dem Kopf'.

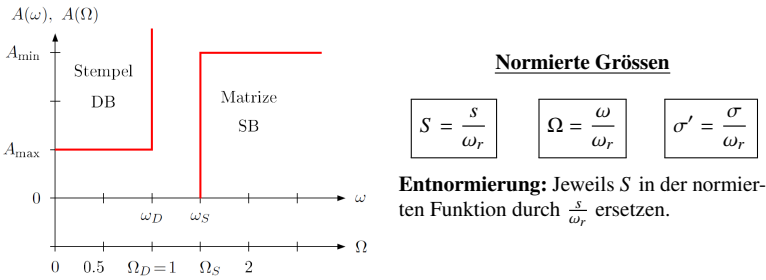
- Im **Durchlassbereich (DB)** bestimmt der Stempel die maximal zulässige **Dämpfung**  $A_{\text{max}}$
- Im **Sperrbereich (SB)** bestimmt die Matritze die minimal nötige **Dämpfung**  $A_{\text{min}}$

$$A_{\text{dB}}(\omega) = 10 \cdot \log\left(\frac{1}{|H(\omega)|^2}\right) = -20 \cdot \log(|H(\omega)|) \Rightarrow \text{Dämpfung!}$$

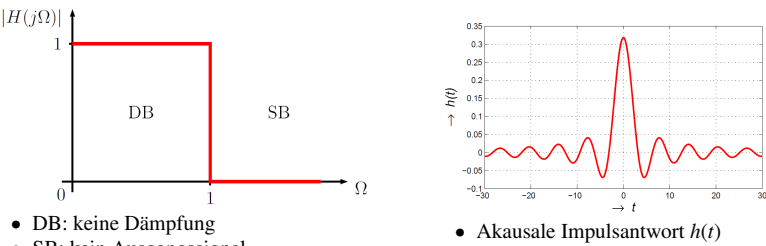
9.3.2 Frequenznormierung

Um möglichst kompakte **Tabellen** zu haben, wird auf Frequenzen normiert. Grundsätzlich kann auf eine beliebige Frequenz normiert werden. Allerdings gilt grundsätzlich:

- **HP / TP:** Normierung bezüglich **Grenzfrequenz** des Durchlassbereichs  $\omega_r = \omega_D$
- **BP / BS:** Normierung bezüglich der Mittenfrequenz  $\omega_r = \omega_m$



9.4 Ideales Tiefpassfilter (S. 297)



⇒ Ideales Tiefpass ist physikatisch nicht realisierbar. ⇒ **Approximationen**

9.5 Amplitudengang mit char. Funktion  $K(\Omega^2)$

Um Wurzelausdrücke zu vermeiden, wird der folgenden Ansatz verwendet

$$|H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + K(\Omega^2)}$$

Im Fall des (idealen) Tiefpasses gilt für die charakteristische Funktion  $K(\Omega^2)$

Durchlassbereich (DB)  $0 \leq K(\Omega^2) \ll 1$  für  $0 \leq \Omega < 1 \Rightarrow |H(j\Omega)|^2 \approx 1$

Sperrbereich (SB)  $K(\Omega^2) \gg 1$  für  $\Omega > 1 \Rightarrow |H(j\Omega)|^2 \approx 0$

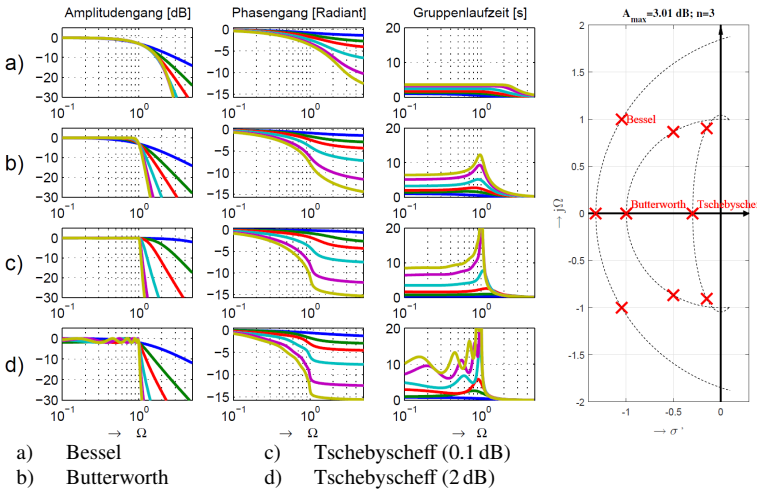
9.6 Standard-Filtertypen – Überblick

- **Kritisch-gedämpfte Filter**
  - + **Kein Rippel** im Durchlass- und Sperrbereich
  - + Kein Überspringen bei Impuls- und Sprungantwort
  - Braucht **hohe Ordnung** für steilen Übergang von Durchlass- zu Sperrbereich
  - Kaskadierung von  $n$  wirkungsfreien, identischen Filtern 1. Ordnung
  - Bei  $\Omega = 1 \Rightarrow$  Dämpfung von 3 dB
  - Steilheit:  $-n \cdot 20$  dB / Dekade
  - Allpolfilter:  $n$  Pole am gleichen Ort in der LHE
- **Butterworth**
  - + **Kein Rippel** im Durchlass- und Sperrbereich
  - + Im Durchlassbereich ist der Amplitudengang **maximal flach**
  - Überhöhung in der Gruppenlaufzeit der Grenzfrequenz
  - Braucht **hohe Ordnung** für steilen Übergang von Durchlass- zu Sperrbereich
  - Bei  $\Omega = 1 \Rightarrow$  Dämpfung von 3 dB
  - Steilheit:  $-n \cdot 20$  dB / Dekade
  - Allpolfilter: Pole auf Einheitskreis mit Abstand  $\frac{\pi}{n}$
- **Tschebyscheff-I**
  - + Schon für kleine Ordnungen **relativ steil** im Übergang von Durchlass- und Sperrbereich
  - **Rippel im Durchlassbereich** (abhängig von Ordnung  $n$ )
  - Keine konstante Gruppenlaufzeit (wellig)
  - Bei  $\Omega = 1 \Rightarrow$  Dämpfung abhängig von Rippelfaktor  $e$
  - Steilheit:  $-n \cdot 20$  dB / Dekade
  - Allpolfilter: Pole auf einer Ellipse
- **Tschebyscheff-II**
  - + Schon für kleine Ordnungen **relativ steil** im Übergang von Durchlass- und Sperrbereich
  - **Rippel im Sperrbereich** (abhängig von Ordnung  $n$ )
  - Relativ konstante Gruppenlaufzeit
  - Bei  $\Omega = 1 \Rightarrow$  Dämpfung abhängig von Rippelfaktor  $e$
  - Steilheit:  $-n \cdot 20$  dB / Dekade
  - Kein Allpolfilter
- **Cauer**
  - + **Steilster Übergang** von Durchlass- zu Sperrbereich
  - **Rippel in Durchlassbereich und Sperrbereich** (abhängig von Ordnung  $n$ )
  - **Kombination aus Tschebyscheff-I und Tschebyscheff-II**
  - Kein Allpolfilter
- **Bessel**
  - + **Flachster Übergang** von Durchlass- und Sperrbereich von allen Filtern
  - + Konstante Gruppenlaufzeit
  - Für steile Filter im Durchlass- und Sperrbereich nicht geeignet
  - Allpolfilter: Pole auf exzentrischen Kreisen in LHE

9.7 Gegenüberstellung der Filter-Approximationen

	Krit. Gedämpft	Butterworth	Tschebyscheff 1	Tschebyscheff 2	Cauer	Bessel
Allpolfilter	ja	ja	ja	nein	nein	ja
Pol-Lage	reelle Achse <0	Halbkreis LHE	Ellipse LHE	LHE	Ellipse LHE	exzent. Kreis
NS-Lage	-	-	-	jw-Achse	jw-Achse	-
DB	monoton	monoton maximalflach	wellig konst. Rippel	monoton	wellig konst. Rippel	monoton
SB	streng	monoton	monoton	wellig konst. Rippel	wellig konst. Rippel	monoton
Phasengang	sehr gut	mittel	schlecht	schlecht	wild	bestmöglich

9.7.1 Frequenzgänge / Lage der Pol- und Nullstellen (s. 334)

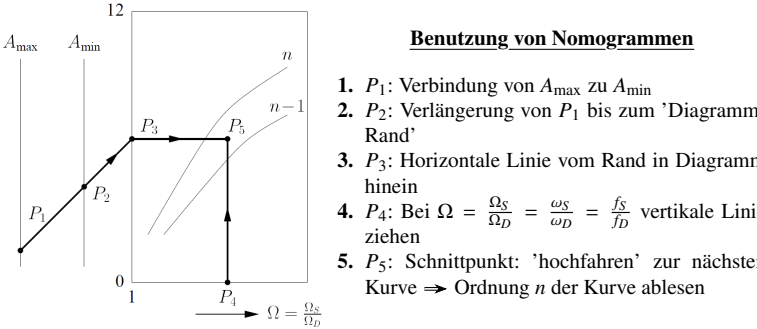


9.8 Vorgehen Filter dimensionieren / auslegen

1. Gemäss Anforderungen geeigneten Filtertyp wählen (⇒ 9.6)
2. Toleranzschema gemäss Anforderungen erstellen inkl. **Normierung** (⇒ 9.3.1)
3. Ordnung des Filters bestimmen (Formel oder **Nomogramm** ⇒ 9.9)
4. Übertragungsfunktion bestimmen (⇒ Tabelle: Skript S. 397, Anhang 7B)
5. Implementierung mit LC-Filtern: Topologie wählen (⇒ Skript S. 409, Anhang 7C)
6. **Normierte** Bauteilwerte aus entsprechender Tiefpass-Tabelle herauslesen (Anhang 7C)
7. **Falls nicht auf  $\omega_r = \omega_{3dB}$  normiert wurde:** Normierte Werte auf  $\Omega_{3dB}$  korrigieren: ⇒ Division durch **Korrekturfaktor** aus Skript S. 401 Tabelle 7.8
8. Komponenten mittels **Entnormierung** bestimmen (⇒ 9.10)
9. **Entnormierung** der Frequenz (⇒ 9.3.2)  
 $\omega_{3dB} = \text{Korrekturfaktor} \cdot \omega_r = \text{Korrekturfaktor} \cdot 2\pi f_r$
10. Frequenztransformation (bzw. Komponenten-Transformation) zu HP, BP oder BS durchführen (⇒ 10)

9.9 Nomogramme (s. 393)

Nomogramme können verwendet werden, um die **Ordnung eines Filters** zu bestimmen.



9.10 LC-Filter: Entnormierung der Komponenten

$$L = \frac{L_{\text{norm}}}{\omega_r} \cdot R_r$$

$$C = \frac{C_{\text{norm}}}{\omega_r \cdot R_r}$$

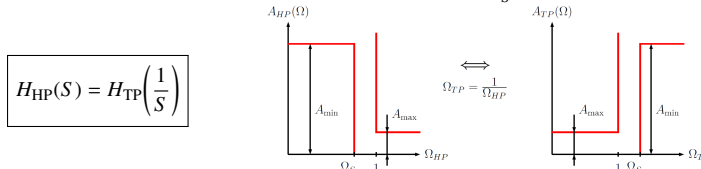
$$R = R_{\text{norm}} \cdot R_r$$

- $L_{\text{norm}}$  normierter Wert gemäss Skript, Anhang 7C  
 $C_{\text{norm}}$  normierter Wert gemäss Skript, Anhang 7C  
 $R_{\text{norm}}$  normierter Wert gemäss Skript, Anhang 7C  
 $\omega_r$  Frequenz, auf welche normiert wurde ( $\omega_D$  oder  $\omega_m$  gemäss 9.3.2)  
 $R_r$  Tatsächlicher Wert von  $R_2$  gemäss Topologie Skript S. 409

10 Filter-Umwandlungen mittels Frequenztransformation

10.1 Transformation: Tiefpass – Hochpass (s. 344)

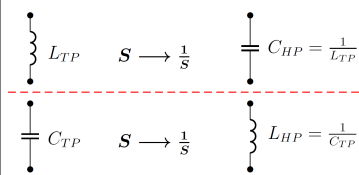
In der Übertragungsfunktion des Tiefpasses werden alle  $S$  durch  $\frac{1}{S}$  ersetzt



Zwischen allen normierten Frequenzen, im Speziellen den normierten Eckfrequenzen der Sperrbereiche  $\Omega_{S_{TP}}$  und  $\Omega_{S_{HP}}$  und Durchlassbereiche  $\Omega_{D_{TP}}$  und  $\Omega_{D_{HP}}$  gilt:

$$\Omega_{S_{TP}} = \frac{1}{\Omega_{S_{HP}}} \quad 1 = \Omega_{D_{TP}} = \frac{1}{\Omega_{D_{HP}}}$$

10.1.1 Bauteiltransformationen



10.1.2 Singularitäten

Pole:  $P_{k,HP} = \frac{1}{P_{k,TP}}$   
Nullstellen:  $Z_{i,HP} = \frac{1}{Z_{i,TP}}$

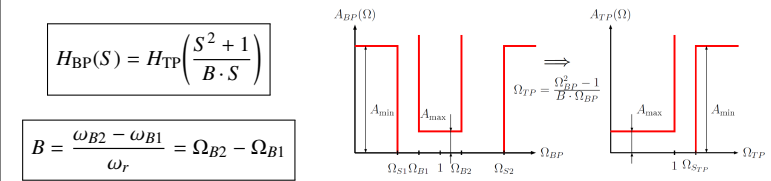
⇒ Polgüte bleibt erhalten

10.2 Transformation: Tiefpass – Bandpass (s. 348)

In der Übertragungsfunktion des Tiefpasses werden alle  $S$  durch  $\frac{S^2+1}{B \cdot S}$  ersetzt, wobei  $B$  der normierten Bandbreite entspricht.

**Voraussetzung:**  $\omega_r = \sqrt{\omega_{B1} \cdot \omega_{B2}} = \sqrt{\omega_{S1} \cdot \omega_{S2}}$

Sollte diese Voraussetzung nicht erfüllt sein, muss sie erfüllt werden, indem das Toleranzschema 'strenger' ausgelegt wird.

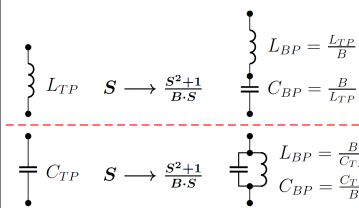


Zwischen allen normierten Frequenzen  $\Omega_{S_{TP}}$ ,  $\Omega_{S1}$ ,  $\Omega_{S2}$ ,  $\Omega_{B1}$  und  $\Omega_{B2}$  gilt:

$$\Omega_{S_{TP}} = \frac{\Omega_{S2} - \Omega_{S1}}{B} = \frac{\Omega_{S2} - \Omega_{S1}}{\Omega_{B2} - \Omega_{B1}} = \frac{\omega_{S2} - \omega_{S1}}{\omega_{B2} - \omega_{B1}} = \frac{f_{S2} - f_{S1}}{f_{B2} - f_{B1}}$$

**Hinweis:** Die Transformation erhöht die Filterordnung um Faktor 2

10.2.1 Bauteiltransformationen



10.2.2 Singularitäten

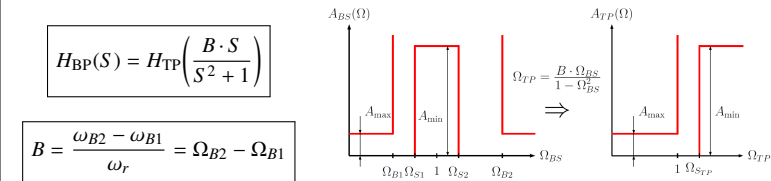
⇒ Siehe Skript S. 351-352

10.3 Transformation: Tiefpass – Bandsperre (s. 357)

In der Übertragungsfunktion des Tiefpasses werden alle  $S$  durch  $\frac{B \cdot S}{S^2+1}$  ersetzt, wobei  $B$  der normierten Bandbreite entspricht.

**Voraussetzung:**  $\omega_r = \sqrt{\omega_{B1} \cdot \omega_{B2}} = \sqrt{\omega_{S1} \cdot \omega_{S2}}$

Sollte diese Voraussetzung nicht erfüllt sein, muss sie erfüllt werden, indem das Toleranzschema 'strenger' ausgelegt wird.

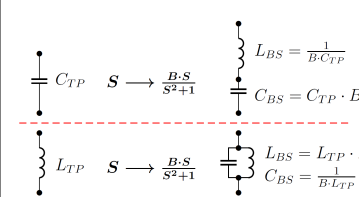


Zwischen allen normierten Frequenzen  $\Omega_{S_{TP}}$ ,  $\Omega_{S1}$ ,  $\Omega_{S2}$ ,  $\Omega_{B1}$  und  $\Omega_{B2}$  gilt:

$$\Omega_{S_{TP}} = \frac{B}{\Omega_{S2} - \Omega_{S1}} = \frac{\Omega_{B2} - \Omega_{B1}}{\Omega_{S2} - \Omega_{S1}} = \frac{\omega_{B2} - \omega_{B1}}{\omega_{S2} - \omega_{S1}} = \frac{f_{B2} - f_{B1}}{f_{S2} - f_{S1}}$$

**Hinweis:** Die Transformation erhöht die Filterordnung um Faktor 2

10.3.1 Bauteiltransformationen



10.3.2 Singularitäten

⇒ Siehe Skript S.359

11 Filter-Approximationen im Detail

11.1 Approximation mittels kritisch-gedämpfter Filter (s. 299)

Tiefpassfilter  $n$ . Ordnung mit kritischer Dämpfung haben jeweils einen  **$n$ -fachen Pol** auf der **negativen  $\sigma$ -Achse**.

- Impuls- und Sprungantwort können nicht oszillieren
- Geringe Flankensteilheit im Übergangsbereich

Die Übertragungsfunktion  $H(s)$  ergibt sich als:

$$H(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)^n}$$

$n$

Ordnung des Filters

$\omega_c$

3 dB-Punkt jedes der  $n$  Teilfilter

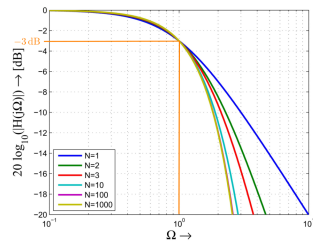
Will man bei der Kreisfrequenz  $\omega_D$  eine Dämpfung von  $\alpha$  dB haben, so muss  $\omega_c$  (der  $n$  identischen Teilfilter) gewählt werden als

$$\omega_c = \frac{\omega_D}{\sqrt{10^{\frac{\alpha}{10 \cdot n}} - 1}}$$

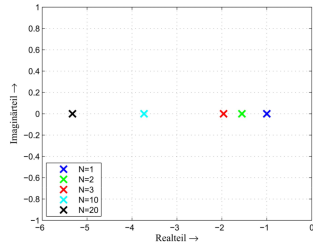
### 11.1.1 Eigenschaften kritisch-gedämpfte Filter

- Alle Pole am **gleichen Ort** auf negativer  $\sigma$ -Achse  $\Rightarrow$  Allpolfilter
- Für  $\Omega = 0$  ist für sämtliche  $n$ :  $|H(0)| = H_{\max} = 1$
- Für  $\Omega = 1$  ist für sämtliche  $n$ :  $|H(j)| = \frac{H_{\max}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow$  3 dB Dämpfung
- Für  $\Omega \gg 1$  wird  $|H(j\Omega)| \approx \frac{1}{\Omega^n} \Rightarrow -n \cdot 20$  dB/ Dekade
- Amplitudengang bei  $\Omega = 0$  maximal flach, da alle Ableitungen = 0 sind
- Amplitudengang ist streng-monoton fallend  $\Rightarrow$  keine Welligkeit
- Pole verschieben sich bei höherer Ordnung näher in Richtung imaginäre Achse
- Gruppenlaufzeit konstant bis  $\omega_D$

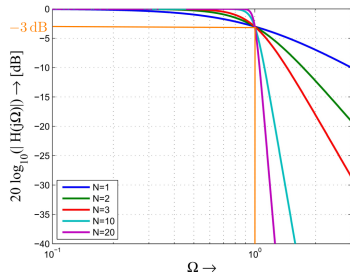
#### Amplitudengänge



#### Pol-Lagen



## 11.2 Approximation nach Butterworth (s. 303)



Die charakteristische Funktion wird bei der Butterworth-Approximation als  $K(\Omega^2) = (\Omega^2)^n = \Omega^{2n}$  gewählt. Der Amplitudengang  $|H(j\Omega)|$  folgt somit der Gleichung

$$|H(j\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^{2n}}}$$

### 11.2.1 Eigenschaften der Butterworth-Approximation (s. 303)

- **Durchlassbereich**
  - Für  $\Omega = 0$  ist für sämtliche  $n$ :  $|H(0)| = H_{\max} = 1$
  - Für  $\Omega = 1$  ist für sämtliche  $n$ :  $|H(j)| = \frac{H_{\max}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow$  3 dB Dämpfung
  - Amplitudengang bei  $\Omega = 0$  maximal flach, da alle Ableitungen = 0 sind
- **Sperrbereich**
  - Für  $\Omega \gg 1$  wird  $|H(j\Omega)| \approx \frac{1}{\Omega^n} \Rightarrow -n \cdot 20$  dB/ Dekade
- **Allgemein**
  - Amplitudengang ist streng-monoton fallend  $\Rightarrow$  keine Welligkeit

### 11.2.2 Bestimmung von $H(s)$ aus $|H(j\Omega)|$ (s. 304)

Aus dem Ansatz

$$|H(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + K(\Omega^2)} \Big|_{\Omega^2 = -s^2} = \frac{1}{1 + (-s^2)^n} = \frac{1}{H(s)} \cdot H(-s) = \frac{1}{D(s)} \cdot \frac{1}{D(-s)}$$

kann der folgende Teil isoliert betrachtet werden ( $D(s)$  ist ein Hurwitz-Polynom):

$$D(s) \cdot D(-s) = 1 + (-s^2)^n$$

Mit dem Ansatz

$$D(s) = \prod_{j=1}^t (s^2 + a_j \cdot s + b_j) \prod_{j=2t+1}^n (s - c_j)$$

wird das Produkt  $D(s) \cdot D(-s)$  bestimmt. Anschliessend wird ein Koeffizientenvergleich durchgeführt.

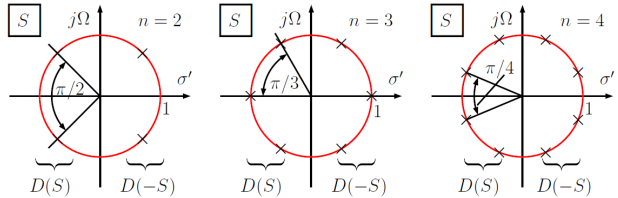
### 11.2.3 Bestimmung der Pol-Lage (s. 307)

Der Zusammenhang aus Abschnitt 11.2.2 kann für die Bestimmung der Pole auf Null gesetzt werden:

$$D(s) \cdot D(-s) = 1 + (-s^2)^n \stackrel{!}{=} 0$$

Durch Auflösen der Gleichung nach  $s$  kommen die Pole auf dem **Einheitskreis** zu liegen.

- Abstand zwischen den Polen:  $\frac{\pi}{n}$
- Ordnung  $n$  gerade: keine reellen Pole
- Ordnung  $n$  ungerade: zwei reelle Pole bei  $\pm 1$
- Für **Nennerpolynom**  $D(s) = \frac{1}{H(s)}$  **müssen nur Pole in der linken Halbebene berücksichtigt werden!**

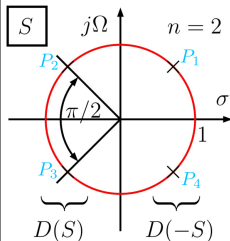


## Beispiel: Butterworth 2. Ordnung – $H(s)$ und Pol-Lage bestimmen

$$\text{Ansatz: } H(s) \cdot H(-s) = \frac{1}{D(s)} \cdot \frac{1}{H(s)} = \frac{1}{1 + (-s^2)^n}$$

Für die Ordnung  $n = 2$  ergibt sich das Nennerpolynom zu:

$$D(s) \cdot D(-s) = 1 + s^4 \Leftrightarrow s^4 = -1 \Leftrightarrow e^{j(\frac{\pi}{4} + k\frac{\pi}{2})}$$



Aufgelöst nach  $s$  liegen die Nullstellen auf dem Einheitskreis mit Abstand  $\frac{\pi}{4}$  verteilt.

#### Rechte Halbebene

$$P_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} + j \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$P_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} - j \frac{1}{\sqrt{2}}$$

#### Linke Halbebene

$$P_2 = -\frac{1}{\sqrt{2}} + j \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$P_3 = -\frac{1}{\sqrt{2}} - j \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$\Rightarrow$  Für die Übertragungsfunktion  $H(s)$  sind nur die Nullstellen in der **linken Halbebene** relevant!

Die Übertragungsfunktion  $H(s)$  ergibt sich aus

$$H(s) = \frac{1}{D(s)} = \frac{1}{(s - P_2) \cdot (s - P_3)} = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1}$$

Alternativ kann die Übertragungsfunktion  $H(S)$  auch mittels folgendem Ansatz für  $D(s)$  und anschliessendem Koeffizientenvergleich von  $D(s) \cdot D(-s)$  bestimmt werden.

$$\text{Ansatz: } D(s) = s^2 + a_1 s + b_1$$

$$\text{Koeffizientenvergleich: } D(s) \cdot D(-s) = s^4 + (2b_1 - a_1^2)s + b_1^2 \stackrel{!}{=} s^4 + 1$$

$$\Rightarrow a_1 = \sqrt{2} \text{ und } b_1 = 1 \Rightarrow s^2 + \sqrt{2}s + 1 \Rightarrow H(s) = \frac{1}{D(s)} = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1}$$

### 11.2.4 Bestimmung der Filterordnung (s. 308)

Aus dem Toleranzschema lassen sich für die 'Ecken' die folgenden beiden Bedingungen aufstellen:

$$A(\Omega_D) = 10 \cdot \log_{10}(1 + \Omega_D^{2n}) = A_{\max}$$

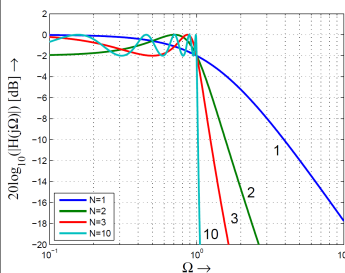
$$A(\Omega_S) = 10 \cdot \log_{10}(1 + \Omega_S^{2n}) = A_{\min}$$

Mittels Umformungen und aufgelöst nach  $n$  ergibt sich die Filter-Ordnung als

[.] bedeutet 'aufrunden' auf ganze Zahl' (ceil()-Funktion)

$\Rightarrow$  Alternativ kann die Ordnung  $n$  auch mit dem **Nomogramm** bestimmt werden.

## 11.3 Approximation nach Tschebyscheff-I (s. 310)



Die charakteristische Funktion wird bei der Tschebyscheff-I als  $K(\Omega^2) = e^2 \cdot C_n^2(\Omega)$  gewählt. Der Amplitudengang  $|H(j\Omega)|$  folgt somit der Gleichung

$$|H(j\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + e^2 \cdot C_n^2(\Omega)}}$$

$e$

$C_n(\Omega)$

**Rippfaktor** (Konstante)

Tschebyscheff-Polynom erster Art der Ordnung  $n$

Das Tschebyscheff-Polynom  $C_n(\Omega)$  ist im Durchlassbereich und im Sperrbereich **unterschiedlich definiert!**

$$\text{Durchlassbereich } (|\Omega| \leq 1)$$

$$C_n(\Omega) = \cos(n \cdot \arccos(\Omega))$$

$$\text{Sperrbereich } (|\Omega| \geq 1)$$

$$C_n(\Omega) = \cosh(n \cdot \operatorname{arccosh}(\Omega))$$

Für die Ordnung  $n \geq 2$  lässt sich das Tschebyscheff-Polynom  $C_n(\Omega)$  mittels Rekursionsformel berechnen

$$C_n(\Omega) = 2 \Omega C_{n-1}(\Omega) - C_{n-2}(\Omega)$$

$$C_0(\Omega) = 1 \quad C_1(\Omega) = \Omega$$

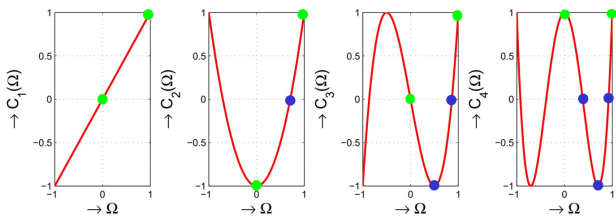
Zwischen dem Rippfaktor  $e$  und der maximalen Dämpfung  $A_{\max}$  gilt der Zusammenhang:

$$A_{\max} = 10 \cdot \log_{10}(1 + e^2) \Leftrightarrow e = \sqrt{10^{\frac{A_{\max}}{10}} - 1}$$



### 11.3.1 Eigenschaften der Tschebyscheff-I-Approximation (S. 311)

Im **Durchlassbereich** schwankt das Tschebyscheff-Polynom in den Grenzen  $\pm 1$ . Im **Sperrbereich** nimmt  $C_n$  monoton mit  $\Omega$  zu.



#### • Durchlassbereich

- Für  $\Omega = 0$  ist für **ungerade**  $n$ :  $|H(0)| = H_{\max} = 1$
- Für  $\Omega = 0$  ist für **gerade**  $n$ :  $|H(0)| = \frac{1}{\sqrt{1+e^2}}$
- Für  $\Omega = 1$  ist für sämtliche  $n$ :  $|H(j)| = \frac{1}{\sqrt{1+e^2}} \Rightarrow$  **nicht** 3 dB Dämpfung
- Aus der Anzahl **Wendepunkte** und **Endpunkte** des Amplitudengangs im **Durchlassbereich** ( $0 \leq \Omega \leq 1$ ) lässt sich die **Ordnung**  $n$  bestimmen.

**Ordnung** = (Summe aller **Wendepunkte**) plus beide **Endpunkte** minus 1

#### • Sperrbereich

- Für  $\Omega \gg 1$  wird  $|H(j\Omega)| \approx \frac{1}{e \cdot C_n(\Omega)} \Rightarrow -n \cdot 20 \text{ dB/Dekade}$  bzw.  $-n \cdot 6.02 \text{ dB/Oktave}$
- Fixe Ordnung  $n$ : Je grösser der Rippfaktor  $e$ , desto steiler der Abfall in den Sperrbereich
- Fixer Rippfaktor  $e$ : Je grösser die Ordnung  $n$ , desto steiler der Abfall in den Sperrbereich

### 11.3.2 Pol-Lagen (S. 313)

- Die Pole liegen auf einer **Ellipse**
- Allpolfilter
- Je näher die Pole an der  $j\omega$ -Achse liegen, desto mehr Rippel gibt es im Phasengang

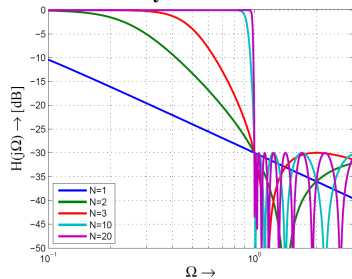
### 11.3.3 Filterordnung (S. 316)

$$n = \frac{\left| \arccos\left(\sqrt{\frac{10^{A_{\min}/10}-1}{10^{A_{\max}/10}-1}}\right) \right|}{\arccos\left(\frac{\Omega_S}{\Omega_D}\right)}$$

$\Rightarrow$  **Nomogramme!**

### 11.4 Approximation nach Tschebyscheff-II (S. 319)

#### Inverses Tschebyscheff-Filter

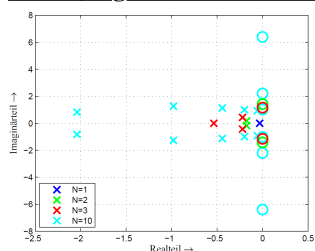


Die charakteristische Funktion wird bei der Tschebyscheff-II-Approximation als  $K(\Omega^2) = e^2 \cdot C_n^2(\Omega)$  gewählt. Der Amplitudengang  $|H(j\Omega)|$  folgt somit der Gleichung

$$|H(j\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{e^2 C_n^2(\frac{1}{\Omega})}}}$$

$e$  **Rippfaktor** (Konstante)  
 $C_n(\Omega)$  Tschebyscheff-Polynom erster Art der Ordnung  $n$

### 11.4.1 Lage der Pole und Nullstellen (S. 321)



#### • Kein Allpolfilter

- Gerade Ordnung  $n$ :  $n$  Pole und  $n$  Nullstellen
- Ungerade Ordnung  $n$ :  $n$  Pole und  $n-1$  Nullstellen

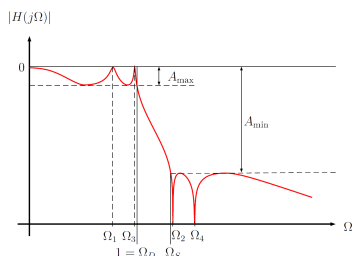
### 11.4.2 Filterordnung (S. 319)

$$n = \frac{\left| \arccos\left(\sqrt{\frac{10^{A_{\min}/10}-1}{10^{A_{\max}/10}-1}}\right) \right|}{\arccos\left(\frac{\Omega_S}{\Omega_D}\right)}$$

Die Filterordnung berechnet sich identisch wie bei der Tschebyscheff-I-Approximation!

$\Rightarrow$  Gleiches Nomogramm wie für Tschebyscheff-I

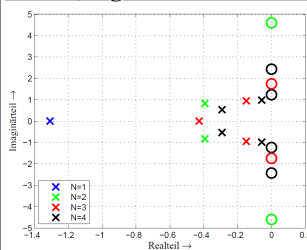
### 11.5 Approximation nach Cauer (S. 322)



#### Kombination von Tschebyscheff-I und Tschebyscheff-II

Daher spricht man auch von Complete-Chebyshev- oder Chebyshev-Cauer-Filtern (CC-Filter).

### 11.5.1 Lage der Pole und Nullstellen (S. 325)



#### • Kein Allpolfilter

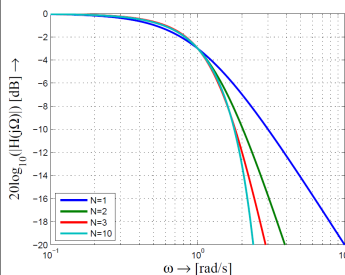
- Gerade Ordnung  $n$ :  $n$  Pole und  $n$  Nullstellen
  - Ungerade Ordnung  $n$ :  $n$  Pole und  $n-1$  Nullstellen
- Nullstellen auf  $j\omega$ -Achse **ausserhalb vom Einheitskreis**

### 11.5.2 Filterordnung (S. 326)

$$n = \left\lceil \frac{K\left(\frac{\Omega_D}{\Omega_S}\right)^2 K\left(1 - \frac{A_{\max}/10^{-1}}{A_{\min}/10^{-1}}\right)}{K\left(1 - \left(\frac{\Omega_D}{\Omega_S}\right)^2\right) K\left(\frac{A_{\max}/10^{-1}}{A_{\min}/10^{-1}}\right)} \right\rceil \quad \text{mit } K(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\sqrt{1-k^2 \sin^2(\theta)}} d\theta$$

$\Rightarrow$  **Nomogramm!**

### 11.6 Approximation nach Bessel (S. 328)



Bessel-Filter liefern eine möglichst **lineare Phase**, d.h. eine **konstante Gruppenlaufzeit**.

Die Übertragungsfunktion  $H(S)$  lautet

$$H(S) = K \cdot e^{-ST_0}$$

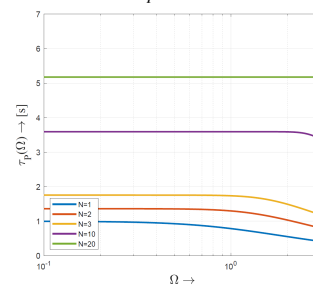
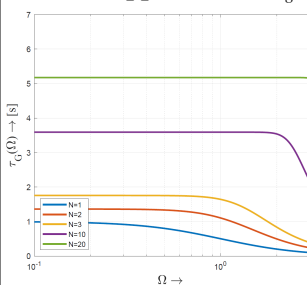
Für die Gruppenlaufzeit folgt somit

$$\tau_g(\Omega) = \frac{-d\theta(\Omega)}{d\Omega} = T_0 = \text{const}$$

Ohne Einschränkung kann in der UTF  $T_0 = 1$  und  $K = 1$  gesetzt werden:

$$H(S) = e^{-S} = \frac{1}{e^S} \approx \frac{1}{D(S)}$$

### 11.6.1 Gruppenlaufzeit $\tau_g(\Omega)$ und Phasenlaufzeit $\tau_p(\Omega)$ (S. 331)



## 12 Anhang

### 12.1 Ableitungsregeln

Produktregel  $(f(x) \cdot g(x))' = f'(x) \cdot g(x) + f(x) \cdot g'(x)$

Quotientenregel  $\left(\frac{u(x)}{v(x)}\right)' = \frac{u'(x) \cdot v(x) - u(x) \cdot v'(x)}{v(x)^2}$

Kettenregel  $g(f(x))' = g'(f(x)) \cdot f'(x)$

### 12.2 Ableitungs-Tabelle

Function $f(x)$	Derivative $\frac{df(x)}{dx}$
1	0
0	0
$\frac{1}{x}$	$-\frac{1}{x^2}$
$x^a$	$a \cdot x^{a-1}$
$\sqrt{x}$	$\frac{1}{2\sqrt{x}}$
$e^x$	$e^x$
$\ln(x)$	$\frac{1}{x}$

Function $f(x)$	Derivative $\frac{df(x)}{dx}$
$\sin(x)$	$\cos(x)$
$\cos(x)$	$-\sin(x)$
$\tan(x)$	$\frac{1}{\cos^2(x)} = 1 + \tan^2(x)$
$\arcsin(x)$	$\frac{1}{\sqrt{1-x^2}}$
$\arccos(x)$	$-\frac{1}{\sqrt{1-x^2}}$
$\arctan(x)$	$\frac{1}{1+x^2}$
$a^x$	$\ln(a) \cdot a^x$