

# 1 Elementare DSV

## 1.1 Energie

Die Leistung und Energie eines Signals  $x(k)$   $k \in [k_1, k_2]$

$$E_{k_1, k_2} = \sum_{k=k_1}^{k_2} |x(k)|^2 = (k_2 - k_1 + 1) P_{k_1, k_2} \quad (1)$$

Parsevallsche Gleichung ZDFT:

$$E_{-\infty, \infty} = \sum_{-\infty}^{\infty} |x(k)|^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |X(e^{j\Omega})|^2 d\Omega \quad (2)$$

Parsevallsche Gleichung DFT:

$$E = \sum_{k=0}^{N-1} |x(k)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |X(n)|^2 \quad (3)$$

## 1.2 Faltung

### 1.2.1 Lineare Faltung (Octave: conv)

$$g(k) * u(k) = \sum_{\nu=0}^k g(\nu) u(k-\nu) = \sum_{\nu=0}^k g(k-\nu) u(\nu) \quad (4)$$

### 1.2.2 Zyklische Faltung (Octave: cconv)

$x_1(k)$  und  $x_2(k)$  durch **Zero-Padding** auf  $N = N_1 + N_2 - 1$

$$x_1(k) \circledast x_2(k) = \sum_{\nu=0}^{N-1} x_1(\nu) x_2([k-\nu]_{\text{mod } N}) = \sum_{\nu=0}^{N-1} x_1([k-\nu]_{\text{mod } N}) x_2(\nu) \quad (5)$$

### 1.2.3 Faltung in Matrixschreibweise

**ACHTUNG:** Auch hier gilt wieder  $N_y = N_1 + N_2 - 1$ !

$$\begin{pmatrix} y(0) \\ y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ \vdots \\ y(N-1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1(0) & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ x_1(1) & x_1(0) & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ x_1(2) & x_1(1) & x_1(0) & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_1(N_1-1) & x_1(N_1-2) & \cdots & \cdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & x_1(N_1-1) & \cdots & \cdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & x_1(N_1-1) & x_1(N_1-2) \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & x_1(N_1-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_2(0) \\ x_2(1) \\ \vdots \\ \vdots \\ x_2(N_2-1) \end{pmatrix}$$

## 1.3 Korrelation

$x_1(k) \in [0, N_1 - 1]$  und  $x_2(k) \in [0, N_2 - 1]$  nicht kommutativ sondern an der y-Achse gespiegelt ( $r_{x_1 x_2}(\lambda) = r_{x_2 x_1}(-\lambda)$ ).

$$r_{x_1 x_2}(\lambda) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_1^*(k) x_2(k + \lambda) \quad (6)$$

### Korrelation durch schnelle Faltung:

1. Beide Signale Zero-Padding auf  $N = N_1 + N_2 - 1$
2.  $x_1$  Spiegeln ( $x_1^*(-\lambda)$ )
3. Faltung ausführen

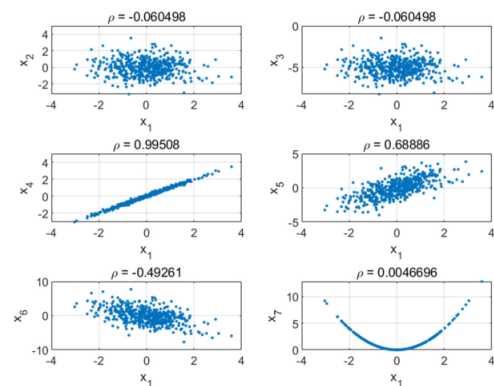
$$r_{x_1 x_2}(\lambda) = x_1^*(-\lambda) * x_2(\lambda) \quad (7)$$

- Nicht-Erwartungstreue Schätzung  $\hat{\varphi}_{x_1 x_2}$
- Erwartungstreue Schätzung  $\hat{\varphi}'_{x_1 x_2}$
- Normierung auf  $N = \max(N_1, N_2)$

$$\hat{\varphi}_{x_1 x_2} = \frac{1}{N} r_{x_1 x_2}(\lambda) \quad (8)$$

$$\hat{\varphi}'_{x_1 x_2} = \frac{1}{N - |\lambda|} r_{x_1 x_2}(\lambda) \quad (9)$$

Korrelationskoeffizient:



## 1.4 Blocksignalverarbeitung

Der  $i$ -te Block  $x^{(i)}(k)$  der Länge  $L$  mit Versch.abstand  $D$  wird als Multiplikation mit Fensterfunktion  $w(k)$  beschrieben

$$\text{Allg. : } x^{(i)}(k) = x(k + (i-1)D) \cdot w(k) \quad k \in [0, L-1] \quad (10)$$

Überlapp  $D\%$

$$D\% = \frac{L-D}{L} 100\% \quad (11)$$

### 1.4.1 Overlapp-Add Verfahren

Schnelle Faltung  $g(k) * u(k)$   $N_u \gg N_g$  Aufteilung  $u(k)$  nicht-überlappend (**nahtlos**)  $\rightarrow D = L$   
Zero-Padding  $u^{(i)}(k)$  auf  $N = L + N_g$

### 1.4.2 Overlapp-Save Verfahren

Schnelle Faltung  $g(k) * u(k)$   $N_u \gg N_g$   
z.B. Überlapp =  $N_g - 1 \rightarrow D = L - N_g + 1$

$$u^{(i)}(k) = u(k + (i-1)D) \quad k \in [0, L-1] \quad (12)$$

## 1.5 Simultane Transformation

$$x_1(k) = \operatorname{Re}[y(k)] = \frac{1}{2}(y(k) + y^*(k)) \quad (13)$$

$$x_2(k) = \operatorname{Im}[y(k)] = \frac{1}{2j}(y(k) - y^*(k)) \quad (14)$$

$$x_1(k) = x(2k) \quad (15)$$

$$x_2(k) = x(2k+1) \quad (16)$$

$$y(k) = x_1(k) + jx_2(k) \quad (17)$$

$$X_1(n) = \frac{1}{2}(Y(n) + Y^*([-n]_{\text{mod}N})) \quad (18)$$

$$X_2(n) = \frac{1}{2j}(Y(n) - Y^*([-n]_{\text{mod}N})) \quad (19)$$

## 2 Stochastische Prozesse

### 2.1 Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion

Wahrscheinlichkeit  $P(x_u \leq x \leq x_o)$ , dass  $x \in [x_u, x_o]$

$$P(x_u \leq x \leq x_o) = \int_{x_u}^{x_o} f_x(\alpha) d\alpha \quad (20)$$

$$\text{bzw. } F_x(\alpha) = \int_{-\infty}^{\alpha} f_x(u) du \quad (21)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} f_x(u) du = 1 \quad (22)$$

Gaußverteilung (Normalverteilung)

$$f_x(\alpha) = \frac{1}{\sigma_x \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\alpha - \mu_x}{\sigma_x}\right)^2} \quad (23)$$

### 2.2 Erwartungswert $\mu_x$ , Varianz $\sigma_x^2$

Formeln gelten nur für **stationäre** Zufallsvariablen bzw stochastische Prozesse

$$\mu_x = E[x] = \int_{-\infty}^{\infty} \alpha f_x(\alpha) d\alpha = \sum_{\nu} a_{\nu} P_{\nu} \quad (24)$$

$$\sigma_x^2 = E[(x - \mu_x)^2] = E[x^2] - \mu_x^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (\alpha - \mu_x)^2 f_x(\alpha) d\alpha \quad (25)$$

Für 2 Stoch. unabh. Variablen  $f_x(\alpha)$  und  $f_y(\beta)$

gilt bei  $f_{xy}(\alpha, \beta) = f_x(\alpha) \cdot f_y(\beta)$ :

$$\mu_{xy} = \mu_x + \mu_y \quad (26)$$

$$\sigma_{xy}^2 = \sigma_x^2 + \sigma_y^2 \quad (27)$$

Bei  $f_{xy}(\alpha, \beta) = a \cdot f_x(\alpha) + b \cdot f_y(\beta)$  gilt:

$$\mu_{xy} = a \cdot \mu_x + b \cdot \mu_y \quad (28)$$

$$\sigma_{xy} = E\{f_{xy}^2\} - \mu_{xy}^2 = E\{(a \cdot f_x(\alpha) + b \cdot f_y(\beta))^2\} \quad (29)$$

### 2.3 Stationärer Stochastischer Prozess

P. stationär, wenn seine **statistischen** Eigenschaften **zeitinvariant** sind

Einzeln stationärer Stochastischer Prozess:

$$f_{x(k)}(\alpha) = f_{x(k+k_0)}(\alpha) = f_x(\alpha) \quad (30)$$

Ein Prozess wird zu zwei verschiedene Zeitpunkte  $k_1$  und  $k_2$

$$f_{x(k_1)x(k_2)}(\alpha) = f_{x(k_1+k_0)x(k_2+k_0)}(\alpha) \quad (31)$$

Zwei Prozesse  $x$  und  $y$  wird zu zwei verschiedene Zeitpunkte  $k_1$  und  $k_2$

$$f_{x(k_1)y(k_2)}(\alpha) = f_{x(k_1+k_0)y(k_2+k_0)}(\alpha) \quad (32)$$

Autokorrelations  $\varphi_{xx}(\lambda)$  und Kreuzkorrelation  $\varphi_{xy}(\lambda)$

$$\varphi_{xx}(\lambda) = E[x^*(k)x(k+\lambda)] \quad (33)$$

$$\varphi_{xy}(\lambda) = E[x^*(k)y(k+\lambda)] \quad (34)$$

Definition **schwache Stationarität**

- $\mu_x = E[x(k)] = \text{const.}$
- $\varphi_{xx}(\lambda) = \varphi_{xx}(-\lambda)$  (= gerade Symmetrie)
- $\varphi_{xx}(0) \geq |\varphi_{xx}(\lambda)|$  (max(Autokorr.) im Ursprung)
- $\varphi_{xx}(0) = E[|x(k)|^2]$  (= mittlere Leistung)
- $\varphi_{xx}(0) = \sigma_x^2 + |\mu_x|^2$
- aus Stationarität folgt **Unkorreliertheit**

### 2.4 Ergodizität

Scharmittelwert und Zeitmittelwert sind äquivalent

	Zeitmittelwert(Schätzung)	Scharmittelwert
lin. Mittelw $\mu_x$	$\mu_x = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k)$	$E[x(k)]$
Varianz $\sigma_x^2$	$\sigma_x^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1}  x(k) - \mu_x ^2$	$E[ x(k) - \mu_x ^2]$
AKorr. $\varphi_{xx}(\lambda)$	$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x^*(k)x(k+\lambda)$	$E[x^*(k)x(k+\lambda)]$
KKorr. $\varphi_{xy}(\lambda)$	$\varphi_{xy}(\lambda) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x^*(k)y(k+\lambda)$	$E[x^*(k)y(k+\lambda)]$

### 2.5 Leistungsdichtespektrum LDS

LDS = DFT der Stochastischen Prozesse

Autoleistungsdichtespektrum  $\phi_{xx}(e^{j\Omega})$  und Kreuzleistungsdichtespektrum  $\phi_{xy}(e^{j\Omega})$

$$\phi_{xx}(e^{j\Omega}) = \mathcal{F}\{\varphi_{xx}(\lambda)\} \quad (35)$$

$$\phi_{xx}(e^{j\Omega}) = \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \varphi_{xx}(\lambda) e^{-j\Omega\lambda} \quad (36)$$

$$\varphi_{xx}(\lambda) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \phi_{xx}(e^{j\Omega}) e^{j\Omega\lambda} d\Omega \quad (37)$$

$$\phi_{xy}(e^{j\Omega}) = \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \varphi_{xy}(\lambda) e^{-j\Omega\lambda} \quad (38)$$

$$\varphi_{xy}(\lambda) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \phi_{xy}(e^{j\Omega}) e^{j\Omega\lambda} d\Omega \quad (39)$$

Mittlere Leistung  $\varphi_{xx}(0)$

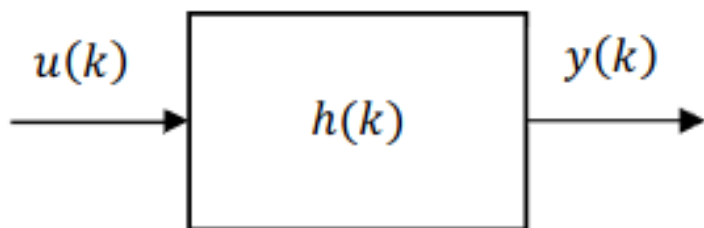
$$\varphi_{xx}(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \phi_{xx}(e^{j\Omega}) d\Omega = \frac{\phi_{xx}(e^{j0})}{2\pi} \quad (40)$$

Weißes Rauschen (Mittelwertfrei)

$$\phi_{xx}(e^{j\Omega}) = \phi_0 \quad (41)$$

$$\varphi_{xx}(0) = \phi_0 \gamma_0(\lambda) \quad (42)$$

## 2.6 LTI-Systeme



Mit konst. Mittelwerten  $E[u(k-\nu)] = \mu_x$  und  $E[y(k)] = \mu_y$

$$\mu_y = \mu_x \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} h(\nu) = \mu_x H(e^{j0}) \quad (43)$$

**Zusätzliche Beziehungen:**

$$\varphi_{uy}(\lambda) = h(\lambda) * \varphi_{uu}(\lambda) \quad (44)$$

$$\varphi_{yu}(\lambda) = h(-\lambda)^* * \varphi_{uu}(\lambda) \quad (45)$$

$$\varphi_{yy}(\lambda) = h(\lambda) * \varphi_{yu}(\lambda) = h^*(-\lambda) * \varphi_{uy}(\lambda) \quad (46)$$

$$\varphi_{yy}(\lambda) = h^*(-\lambda) * h(\lambda) * \varphi_{uu}(\lambda) \quad (47)$$

$$\phi_{uy}(e^{j\Omega}) = H(e^{j\Omega}) \phi_{uu}(e^{j\Omega}) \quad (48)$$

$$\phi_{yu}(e^{j\Omega}) = H^*(e^{j\Omega}) \phi_{uu}(e^{j\Omega}) \quad (49)$$

$$\phi_{yy}(e^{j\Omega}) = H^*(e^{j\Omega}) H(e^{j\Omega}) \phi_{uu}(e^{j\Omega}) = |H(e^{j\Omega})|^2 \phi_{uu}(e^{j\Omega}) \quad (50)$$

## 3 Spektralschätzung

### 3.1 Spektralschätzung mit FFT

Umrechnung  $n \leftrightarrow f$

$$f_n = n \frac{f_A}{N} \quad (51)$$

Umrechnung  $\Omega \leftrightarrow n$

$$\Omega_n = 2\pi \frac{n}{N} = \omega T_a \quad (52)$$

Umrechnung  $\omega \leftrightarrow n$

$$\omega_n = 2\pi f_A \frac{n}{N} \quad (53)$$

Spektrum

$$n = 0$$

$$n = \tilde{n}$$

$$n = \frac{N}{2}$$

Zeitbereich

$$\text{Konstante } x(0) = \frac{1}{N} X(0)$$

$$x_{\tilde{n}}(k) = \frac{1}{N} (X(\tilde{n}) e^{-j \frac{2\pi k \tilde{n}}{N}} + X(N - \tilde{n}) e^{-j \frac{2\pi k (N - \tilde{n})}{N}})$$

$$e^{jk\pi} = (-1)^k$$

### 3.2 Leck-Effekt

Kein Ganzzahliges Vielfaches fällt in das Beobachtungsfenster  $w(k)$ .

Bsp: Sinus  $x(t) = \sin(\omega_0 t) \cdot w(t)$  mit  $w(t) = \text{rect}(\frac{t-T/2}{T})$

$$x_w(k) = x(k)w(k) \circ \bullet X_w(n) = X(n) * W(n)$$

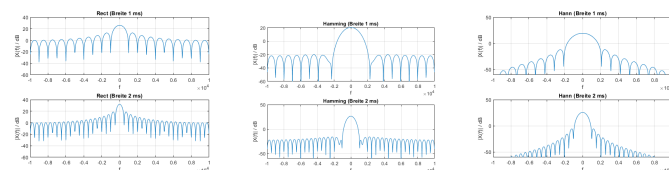
$$\sin(\omega_0 t) \circ \text{---} j\pi(\delta_0(w + w_0) - \delta_0(w - w_0))$$

$$\text{rect}(\frac{t-T/2}{T}) \circ \text{---} T \text{si}(w \frac{T}{2}) e^{-jw \frac{T}{2}}$$

$$X(jw) = \frac{2}{2\pi} [j\pi(\delta_0(w + w_0) - \delta_0(w - w_0))] * \text{si}(w \frac{T}{2}) e^{-jw \frac{T}{2}}$$

$$X(jw) = j \frac{T}{2} [\text{si}((w + w_0) \frac{T}{2}) e^{-j(w + w_0) \frac{T}{2}} - \text{si}((w - w_0) \frac{T}{2}) e^{-j(w - w_0) \frac{T}{2}}]$$

### 3.3 Zeitfenster



Rechteck um bei  $k=0$  beginnend (um  $\frac{N}{2}$  verschoben)

$$\text{rect}(k - \frac{N}{2}) \circ \text{---} \frac{\sin(N \frac{\Omega}{2})}{\sin(\frac{\Omega}{2})} e^{-j\Omega \frac{N-1}{2}} \quad (54)$$

- Breite der Hauptkeule  $\Omega_B = \frac{4\pi}{N}$
- Höhe der Hauptkeule  $A_B = N$
- Nullstellen  $\Omega_{0\nu} = \frac{2\pi}{N} \nu \quad \nu \in \mathbb{Z} \setminus \{0\}$

### 3.4 Zero-Padding

Zero-Padding = Annäherung an die DTFT  $\rightarrow$  feinere Spektrumauflösung Energiegehalt  $E = E_{ZP}$

### 3.5 Spektralschätzung Stoch. Prozesse

Periodogramm

$$\hat{\phi}_{Per} = \frac{1}{N} |X(n)|^2 \quad (55)$$

Mittlere Leistung P mittels Periodogramm

$$P = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{\phi}_{Per} = \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} |X(n)|^2 \quad (56)$$

Falls nur Spektrum von  $n \in [0, N/2]$  gegeben (N ist gerade)

$$P = \frac{1}{N} (\hat{\phi}_{Per}(0) + 2 \sum_{n=0}^{N/2-1} \hat{\phi}_{Per}(\frac{N}{2})) \quad (57)$$

$$P = \frac{1}{N^2} (|X(0)|^2 + 2 \sum_{n=0}^{N/2-1} |X(n)|^2 + |X(N/2)|^2) \quad (58)$$

Falls nur best. Frequenzintervall  $P \in [f_u, f_0] \rightarrow [n_1, n_2]$   
 $n_1 > 0$  und  $n_2 < N/2$  (N ist gerade)

$$P = \frac{2}{N} \sum_{n=n_1}^{n_2} \hat{\phi}_{Per} = \frac{2}{N^2} \sum_{n=n_1}^{n_2} |X(n)|^2 \quad (59)$$

Auch hier tritt Leck-Effekt auf  $\rightarrow$  Minderung mit Fensterfunktion  $w(t)$  ABER: Verlust von Energie  $\Rightarrow$  Modifikation d. Schätzung mit Korrekturfaktor  $U$  (hängt von  $w(t)$  ab) Spezialfall:  $w(t) = \text{rect}(t) \Rightarrow U = 1$

$$\hat{\phi}_{Per,m} = \frac{1}{NU} |X_m(n)|^2 \quad (60)$$

$$U = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |w(t)|^2 \quad (61)$$

#### 3.5.1 Weißes Rauschen

LDS ist Konstante  $\phi_{xx,WR}(n) = \phi_{xx,WR} = \text{const.}$

$$P = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \phi_{xx,WR}(n) = \phi_{xx,WR} \quad (62)$$

### 3.6 Welch-Methode

Zerlegung von  $x(k)$  der Länge N in K Sequenzen  $x^{(i)}(k)$  der Länge L. Die Startzeitpunkte liegen im Abstand D  
 Es gilt  $N = L + D(K-1)$

$$x^{(i)}(k) = x(k + iD) \quad k \in [0, L-1] \quad (63)$$

z.B Fensterung + Zero-Padding  $\tilde{L} = L + L_{ZP}$

$$\hat{\phi}_{Per}^{(i)}(n) = \frac{1}{LU} |X^{(i)}(n)|^2 \quad (64)$$

$$U = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{N-1} |w(t)|^2 \quad (65)$$

Das LDS ergibt sich aus **Mittelung** aller K Periodogramme

$$\hat{\phi}_W(n) = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} \hat{\phi}^{(i)}(n) \quad (66)$$

$$P = \frac{1}{\tilde{L}} \sum_{n=0}^{\tilde{L}-1} \hat{\phi}_W(n) \quad (67)$$

$K \uparrow \Rightarrow$  Varianz d. Schätzung  $\downarrow \Rightarrow$  Qualität  $\uparrow$   
 $L \downarrow \Rightarrow$  Frequenzauflösung  $\downarrow$   
 $D \downarrow \Rightarrow$  Überlapp  $\uparrow \Rightarrow K \uparrow \Rightarrow$  Rechenaufwand  $\uparrow$

## 4 Digitale-Filter

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{\text{“Ausgangssignal“}}{\text{“Eingangssignal“}} \quad (68)$$

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{\sum_{\mu=0}^m b_{\mu} z^{-\mu}}{\sum_{\nu=0}^n a_{\nu} z^{-\nu}} \quad (69)$$

### 4.1 Anmerkung LTI-Systeme:

- **Allgemein:**

- $z^{-1}$  entspricht Verzögerung um einen Abtastwert
- $z$ -Trans. = Laplace-Trans. für abgetastete Signale
- $z = e^{j \cdot \Omega} = e^{(\delta + j \cdot \omega) \cdot T_a}$

- **Besonderheiten:**

- Bandbreite ist bei TP  $\Delta\Omega = 2 \cdot \Omega_{3dB}$
- **Minimalphasigkeit:** NST **ausschließlich** mit negativem Realwert

- **Ordnung des Systems:** Maximum des Polynomgrades von m & n

- **Stabilität:**

- **Asymptotisch:** alle Beträge  $|b_v| < 1$
- **Grenzstabil:** einfacher Pol mit  $|b_v| = 1$
- **Instabil:** mindestens ein Betrag  $|b_v| > 1$   
**ODER** doppelter Pol mit  $|b_v| = 1$

- **Realisierbarkeit:**

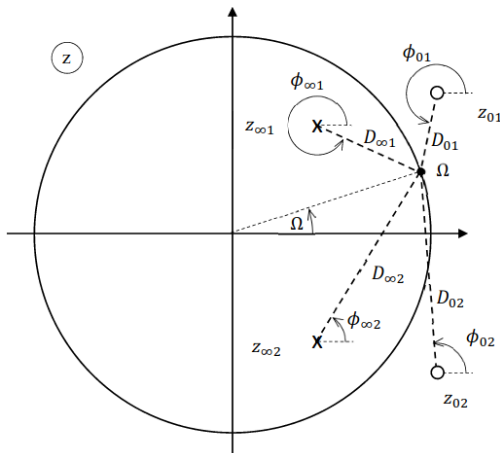
- Realisierbar wenn **kausal UND stabil**
- **Kausal:** Polynomgrad  $n \geq m$   
**(NICHT von zukünftigen Werten abhängig)**

## 4.2 Pol-Nullstellen-Diagramm:

Darstellung Linearfaktoren für  $n=2$

$$H(z) = \frac{b_0(z - z_{01})(z - z_{02})}{a_0(z - z_{\infty 1})(z - z_{\infty 2})} \quad (70)$$

- Pole verstärkt Amplitudengang
- Nullstelle dämpft Amplitudengang
- Pole und Nullstellen treten immer **konj. komplex** auf
- $(e^{j\Omega} - z_{01}) = D_{01}e^{j\phi_{01}}$  und  $(e^{j\Omega} - z_{02}) = D_{02}e^{j\phi_{02}}$
- $(e^{j\Omega} - z_{\infty 1}) = D_{\infty 1}e^{j\phi_{\infty 1}}$  und  $(e^{j\Omega} - z_{\infty 2}) = D_{\infty 2}e^{j\phi_{\infty 2}}$



- **Amplitudengang:**  $|H(e^{j\Omega})| = \left| \frac{b_0}{a_0} \right| \left| \frac{D_{01}D_{02}}{D_{\infty 1}D_{\infty 2}} \right|$
- **Phasengang:**  
 $\arg(H(e^{j\Omega})) = \arg\left(\frac{b_0}{a_0}\right) + \phi_{01} + \phi_{02} - \phi_{\infty 1} - \phi_{\infty 2}$

## 4.3 Besonderheiten:

- **Umrechnung Frequenz in Winkel:**  $\varphi = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_n}{f_{Abtast}}$
- Auf Einheitskreis wird (gegen **Urzeigersinn**) von 0 Hz (0°) bis  $f_{Abtast}$  (360°) gelaufen
- **Skalierung der Pol- / Nullstellen:**  
 Substitution von  $N(z)$  durch  $N(\frac{z}{c})$   
 $N(z) = \sum_{\mu=0}^m b_{\mu} z^{-\mu} \rightarrow N(\frac{z}{c}) = \sum_{\mu=0}^m b_{\mu} (\frac{z}{c})^{-\mu}$
- **Hinweis Gruppenlaufzeit:** Sprünge der Phase beeinträchtigen die Gruppenlaufzeit nicht  
 → Phasensprünge für Ableitung ignorieren!

## 4.4 Rekursiver Glätter

Vergangenheitswert  $y(k-1)$  wird mit Faktor  $a \in [0, 1]$

$$y(k) = ay(k-1) + (1-a)u(k) \quad (71)$$

$$h(k) = (1-a) \cdot a^k \cdot \sigma(k) \quad (72)$$

$$H(z) = \frac{1-a}{1-az^{-1}} = \frac{(1-a)z}{z-a} \quad (73)$$

Vom Verhalten entspricht er einem Tiefpass 1. Ordnung mit Grenzfrequenz  $\Omega_g$  (a lässt sich aus  $\Omega_g$  berechnen)

$$\Omega_g = 2\pi \frac{f_g}{f_A} = \arccos\left(\frac{a^2 - 4 \cdot a + 1}{-2 \cdot a}\right) \quad (74)$$

$$|H(\Omega)| = \frac{1-a}{\sqrt{1-2 \cdot a \cdot \cos(\Omega) + a^2}} H(e^{j\Omega}) = \frac{1-a}{1-ae^{-j\Omega}} \quad (75)$$

$$a = 2 - \cos(\Omega_g) - \sqrt{(2 - \cos(\Omega_g))^2 - 1} \quad (76)$$

## 4.5 Arithmetischer Mittelwert Glätter

$$y(k) = \frac{1}{N} \sum_{\nu=0}^{N-1} u(k-\nu) \quad (77)$$

$$H(z) = \frac{1}{N} \sum_{\nu=0}^{N-1} z^{-\nu} = \frac{1}{N} \frac{z^{-N} - 1}{z^{-1} - 1} \quad (78)$$

## 4.6 Notch-Filter

$$H(z) = \frac{(z - e^{j\Omega_0})(z - e^{-j\Omega_0})}{(z - r_{\infty}e^{j\Omega_0})(z - r_{\infty}e^{-j\Omega_0})} \quad (79)$$

Vorgabe Kerbe bei Frequenz  $f_N$  und -3dB Breite  $\Delta f$  und gegebener Abtastfrequenz  $f_A$

$$\Omega_0 = \frac{2\pi f_N}{f_A} \quad (80)$$

$$\Delta\Omega = \frac{2\pi \Delta f}{f_A} \quad (81)$$

Einsetzen in Übertragungsfunktion  $H(z)$ , Kerbtiefe  $+A_B[dB]$

$$H(z) = b \frac{1 - 2\cos(\Omega_0)z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2b\cos(\Omega_0)z^{-1} + (2b-1)z^{-2}} \quad (82)$$

$$b = \frac{1}{1 + \frac{\sqrt{1-G_B^2}}{G_B} \tan\left(\frac{\Delta\Omega}{2}\right)} \text{ mit } G_B = 10^{\frac{-A_B}{20}} \quad (83)$$

## 4.7 Kammfilter

Zu jeder Nullstelle  $z_{0n}$  einen Pol  $z_{\infty n}$  im Radius  $r_{\infty} < 1$  plazieren.

p = Ordnung, (K) = Kerbenbildend, (R) = Resonanzbildend, n = 0..(p-1)

$$z_{0n}^{(K)} = e^{j\frac{2\pi n}{p}} \quad (84)$$

$$z_{\infty n}^{(K)} = r_{\infty} e^{j\frac{2\pi n}{p}} \quad (85)$$

$$z_{0n}^{(R)} = e^{j\frac{(\pi+2\pi n)}{p}} \quad (86)$$

$$z_{\infty n}^{(R)} = r_{\infty} e^{j\frac{(2\pi n)}{p}} \quad (87)$$

### 4.7.1 Kerbenbildend Kammfilter $H_{(K)}(z)$

Dimensionierung b, sodass zwischen Kerben 0dB (= 1)

$$H_{(K)}(z) = \frac{1 + r_{\infty}^p}{2} \cdot \frac{1 - z^{-p}}{1 - r_{\infty}^p z^{-p}} \quad (88)$$

#### 4.7.2 Resonanzbildender Kammfilter $H_{(R)}(z)$

Dimensionierung  $b$ , sodass zwischen Kerben  $0dB (= 1)$

$$H_{(R)}(z) = \frac{1 - r_{\infty}^p}{2} \cdot \frac{1 + z^{-p}}{1 - r_{\infty}^p z^{-p}} \quad (89)$$

### 4.8 Goertzel-Algorithmus

Bestimmung eines einzelnen DFT-Spektralwert  $X(n)$ . Gleicher Rechenaufwand wie FFT aber Blocklänge  $N$  muss keine 2er Potenz sein.  $\hat{x}(k) = [x(0..N-1) \ 0]$  ( $N$ -ter Wert 0 setzen)

$$n_0 = \frac{f_0}{f_A} N \quad (90)$$

$$X(n_0) = y(k) = x(k) * h(k)|_{k=N} \quad (91)$$

$$X(n_0) = y_n(k) = \sum_{\nu=0}^k \hat{x}(\nu) e^{j \frac{2\pi}{N} (k-\nu)n} \quad (92)$$

$$h(k) = (e^{j \frac{2\pi}{N} n})^k \cdot \sigma(k) \quad (93)$$

$$n = -j \cdot \frac{N}{2 \cdot \pi} \cdot \ln(h(1)) \rightarrow f_{Goertzel} = \frac{f_{Abtast}}{N} \cdot n \quad (94)$$

### 4.9 IIR-Filter

#### • Vorteile:

- geringere Filterordnung bei vergl. FIR-Filter
- Entwurfswerkzeuge aus analoger Welt nutzbar

#### • Nachteile:

- NICHT linearphasig
- Anfälligkeit gegen Wortlängeneffekte
- Instabilität möglich

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{\sum_{\mu=0}^m b_{\mu} z^{-\mu}}{\sum_{\nu=0}^n a_{\nu} z^{-\nu}} \quad (95)$$

$$\sum_{\nu=0}^n a_{\nu} \cdot y(k-\nu) = \sum_{\mu=0}^m b_{\mu} \cdot u(k-\mu) \quad (96)$$

Gruppenlaufzeit  $\tau$  = Verzögerungszeit des Systems aufgelöst nach Frequenzen

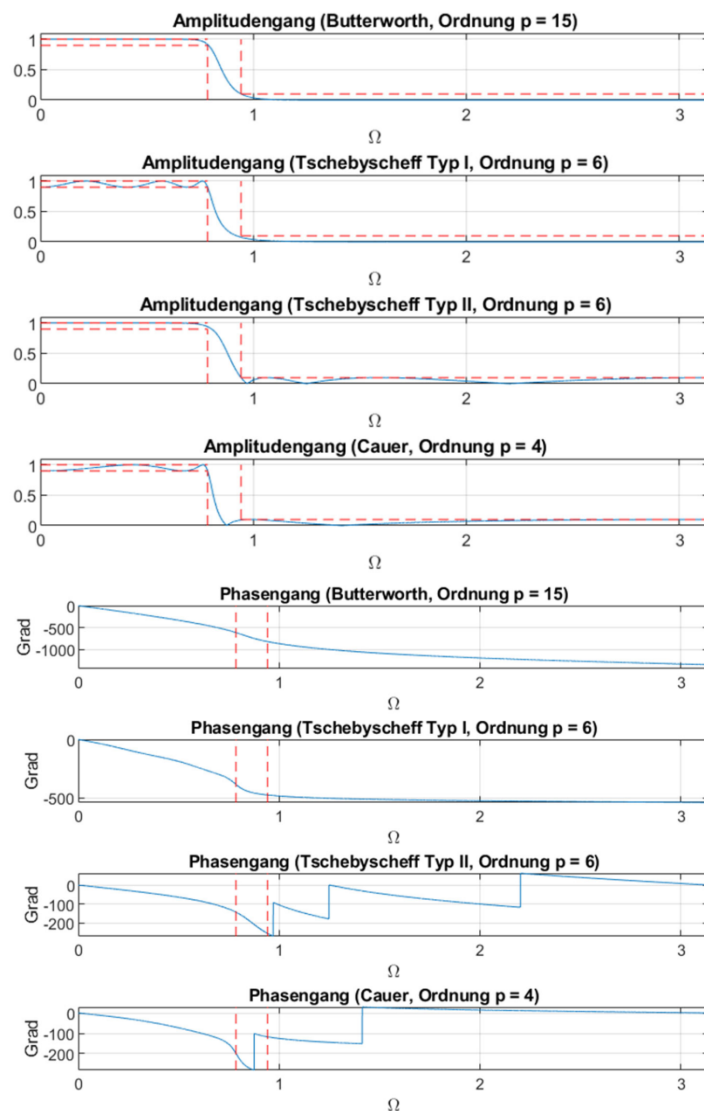
$$\tau = -\frac{d}{df} \varphi \quad (97)$$

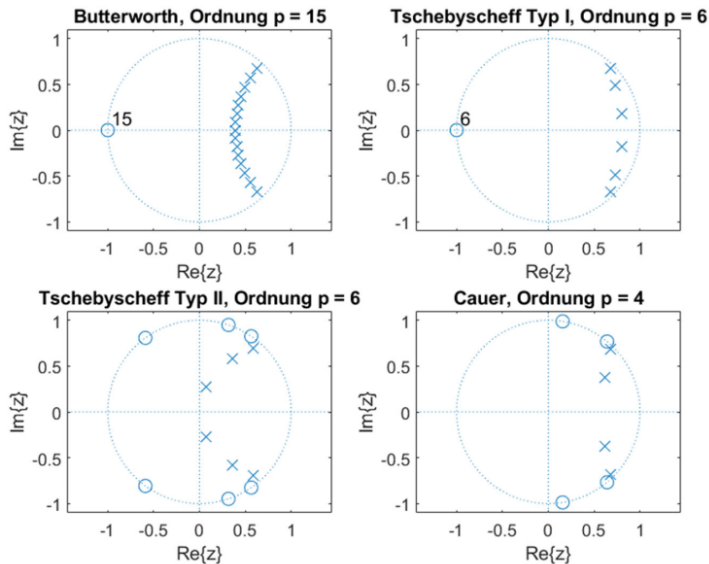
#### 4.9.1 IIR-Entwurfsmethoden

Entwurfsmethode	Besonderheiten des Amplitudengangs (vorgegebenes Toleranzschema)
Butterworth	<ul style="list-style-type: none"> <li>- maximal flacher Verlauf im Durchlassbereich</li> <li>- monoton fallender Verlauf</li> </ul>
Tschebyscheff Typ I	<ul style="list-style-type: none"> <li>- oszilliert im Durchlassbereich mit <math>p</math> Extrema (mit <math>p</math> = Filterordnung, „equiripple“-Verhalten)</li> <li>- monoton fallend im Übergangs- und Sperrbereich</li> </ul>
Tschebyscheff Typ II	<ul style="list-style-type: none"> <li>- oszilliert im Sperrbereich („equiripple“-Verhalten)</li> <li>- monoton fallend im Durchlass- und Übergangsbereich</li> <li>- Nullstellen im Sperrbereich</li> </ul>
Cauer	<ul style="list-style-type: none"> <li>- oszilliert im Durchlass- und Sperrbereich („equiripple“-Verhalten)</li> <li>- monoton fallend im Übergangsbereich</li> <li>- hohe Sperrdämpfung</li> </ul>

#### Grundtypen von IIR-Filtern:

(Achtung: Amplitudengang ist hier linear angegeben!)





#### 4.10 FIR-Filter

- **Besonderheiten:**

- nichtrekursiver Filter mit **Grad m**
- m-facher Pol im Ursprung
- Einsatz in adaptiven Systemen
- Impulsantwort entspricht den b-Koeffizienten in  $H(z)$

- **Vorteile:**

- Linearphasigkeit **MÖGLICH**
- **IMMER** stabil
- endlich Ein- & Ausschwingzeiten

- **Nachteile:**

- große Filterordnung wenn hohe Sperrdämpfung / steile Filterflanken gefordert sind
- kann mit analogen Bauteilen NICHT realisiert werden

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \sum_{\mu=0}^m b_{\mu} z^{-\mu} \quad (98)$$

$$H(z) = \frac{b_0 \prod_{\mu=1}^m (z - z_{0\mu})}{z^m} \quad (99)$$

$$h(k) = b_k \quad k \in [0, m] \quad (100)$$

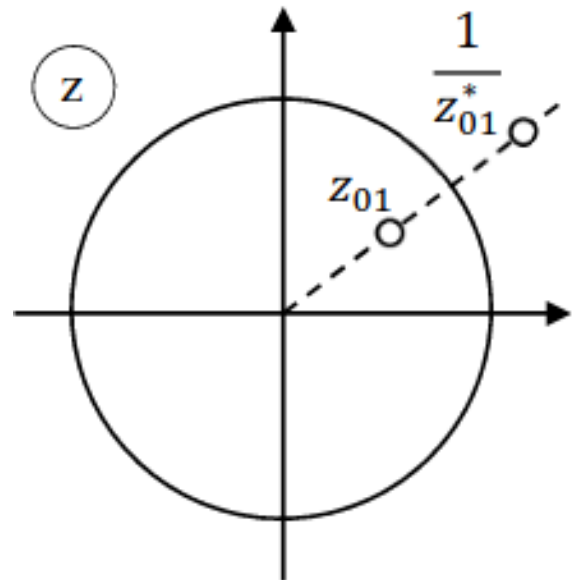
Gewollte Eigenschaft: **lineare Phase**

$$\tau_{Gruppe} = -\frac{d}{d\Omega} \arg(H(e^{j\Omega})) = const. \quad (101)$$

Linearphasigkeit gilt wenn Nullstellen von  $H(z)$ :

- auf Einheitskreis
- **ODER** in am Einheitskreis gespiegelten Paaren ( $z_{01}$  und  $\frac{1}{z_{01}^*}$ )

auftreten.



Für linearphasige FIR-Filter der Ordnung p gilt für Impulsantwort  $h(k)$ :

- $h(k) = h(p - k)$  (gerade Symmetrie)
- $h(k) = -h(p - k)$  (ungerade Symmetrie)

##### 4.10.1 Grundtypen von FIR-Filtern:

**Hinweis:** Symmetrie immer um  $\frac{p}{2}$  (!!!)

	Ordnung p	Symmetrie	$h(p/2)$
Typ 1	gerade	$h(k) = h(p - k)$	$\in \mathbb{R}$
Typ 2	gerade	$h(k) = -h(p - k)$	$= 0$
Typ 3	ungerade	$h(k) = h(p - k)$	existiert nicht
Typ 4	ungerade	$h(k) = -h(p - k)$	existiert nicht

Typ	Nullstellen
1	nicht festgelegt
2	$\Omega = 0$ und $\Omega = \pi$
3	$\Omega = \pi$
4	$\Omega = 0$

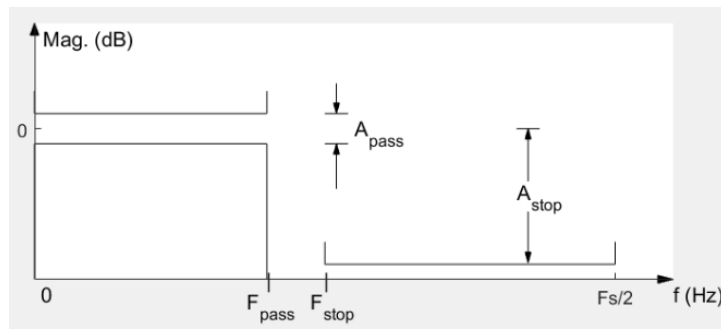
**Eigenschaften der Typen:**

- Typ 1: HP, TP, BP, BSP
- Typ 2: kein Hoch-, Tiefpass & BSP
- Typ 3: kein Hochpass & BSP
- Typ 4: kein Tiefpass & BSP

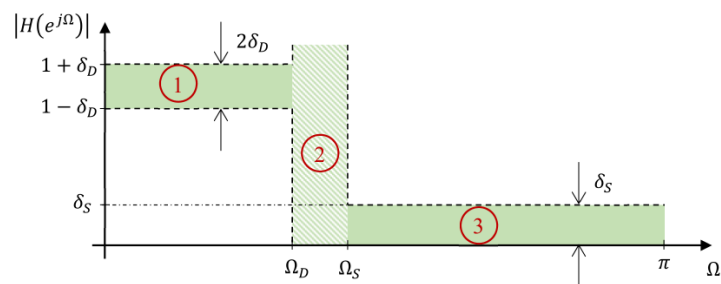


## 4.11 Toleranzschema:

Toleranzschema in der log. Notation des “filterDesigner“:



Toleranzschema in der lin. Notation:



$$A_{pass} = 20 \log \left( \frac{1+\delta_D}{1-\delta_D} \right) = |20 \cdot \log_{10}(1 - \delta_D)| \quad (102)$$

$$\delta_D = 1 - 10^{-\frac{A_{pass}}{20}} \quad (103)$$

$$A_{stop} = |20 \log(\delta_S)| \quad (104)$$

$$F_{pass} = \frac{\Omega_D}{2\pi} f_A \quad (105)$$

$$F_{stop} = \frac{\Omega_S}{2\pi} f_A \quad (106)$$

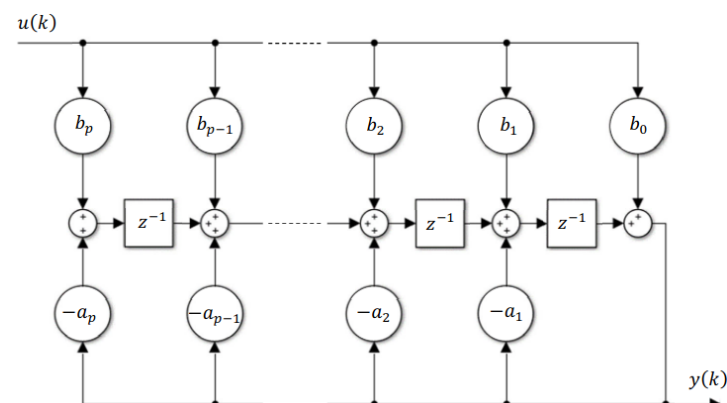
$$(107)$$

## 4.12 Kanonische Strukturen:

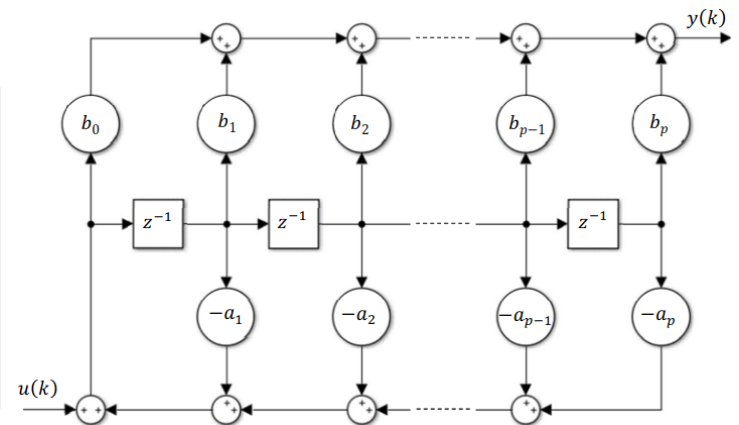
- Realisierung von Filtern mit minimaler Speicherzellenanzahl
- für Filter mit Ordnung  $p$  sind  $p$  Zellen nötig

### 4.12.1 1. Kanonische-Form (IIR)

Hälfte der Speicherzellen &  $a_0 = 1$



### 4.12.2 2. Kanonische-Form (IIR)

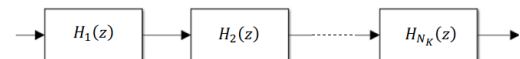


### 4.12.3 3. Kanonische-Form (IIR)

Kaskadierung erzeugt dritte kanonische Struktur

**ACHTUNG:**

Aufteilung in Teilsysteme **erster** oder **zweiter** Ordnung (“Second Order Section“ oder “Biquad“)



$$H(z) = \prod_{\nu=0}^{N_K} H_{\nu}(z) \quad (108)$$

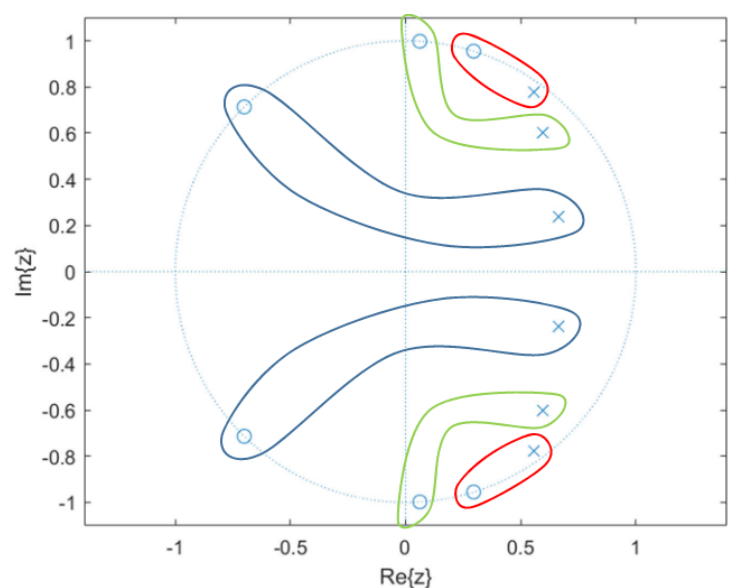
$$H_{\nu}(z)^{(1)} = \frac{b_{0\nu} + b_{1\nu}z^{-1}}{1 + a_{1\nu}z^{-1}} \quad (109)$$

$$H_{\nu}(z)^{(2)} = \frac{b_{0\nu} + b_{1\nu}z^{-1} + b_{2\nu}z^{-2}}{1 + a_{1\nu}z^{-1} + a_{2\nu}z^{-2}} \quad (110)$$

### 4.12.4 SOS-Faustregel für Biquads (IIR)

Aufteilung der Pole-Nullstellen in Biquads, sodass sich Einflüsse auf Frequenzgang ausgleichen. Vorgehen:

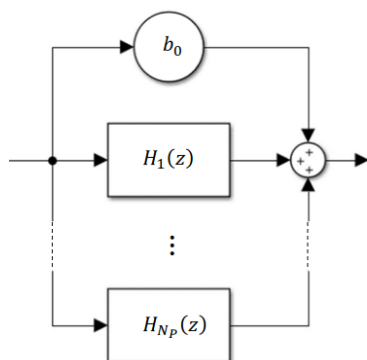
- Beginnen mit Pol der am dichtesten am EHK liegt





#### 4.12.5 4. Kanonische-Form (IIR)

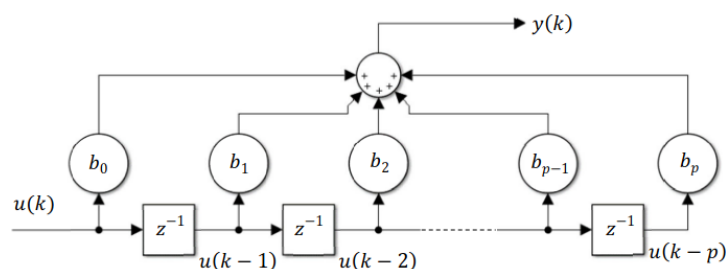
**Parallelisierung** durch Partialbruchzerlegung erzeugt vierte kanonische Struktur



$$H(z) = b_0 + \sum_{\nu=1}^{N_P} H_{\nu}(z) \quad (111)$$

#### 4.12.6 Transversalfilter (FIR)

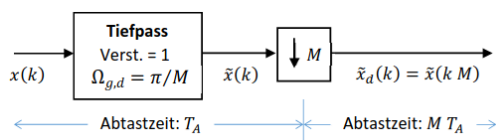
Kann effizient durch MAC-Befehl realisiert werden. Für linearphasige reelwertige FIR-Filter kann die Symmetrie der  $b_k$  genutzt werden.



## 5 Abtastung

### 5.1 Dezimator Ganzzahliges M

Dezimator = Kompressor



Das Spektrum  $X(e^{j\tilde{\Omega}})$  des ursprünglichen Signals  $x(k)$  wird um  $M$  dezimiert, was zum Spektrum  $X_d(e^{j\Omega})$  führt.

$$x_d(k) = x_c(kMT_A) \quad (112)$$

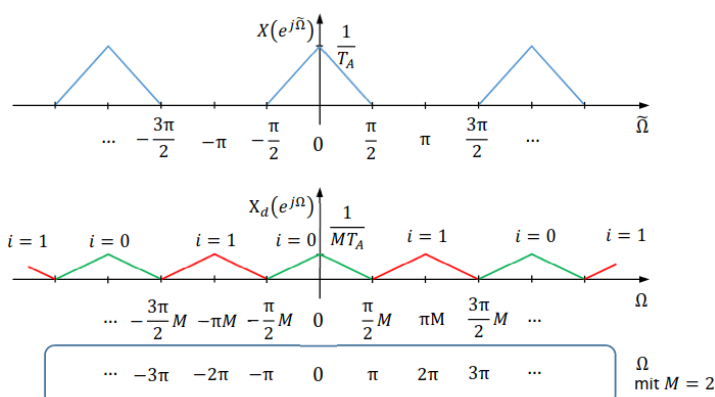
$$X(e^{j\tilde{\Omega}}) = \frac{1}{T_A} \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} X_c(j\frac{\tilde{\Omega}}{T_A} - \nu\frac{2\pi}{T_A}) \quad (113)$$

$$X_d(e^{j\Omega}) = \frac{1}{MT_A} \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} X_c(e^{j\frac{\Omega}{MT_A}} - \mu\frac{2\pi}{MT_A}) \quad (114)$$

$$X_d(e^{j\Omega}) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} X(e^{j\frac{\Omega}{M} - i\frac{2\pi}{M}}) \quad (115)$$

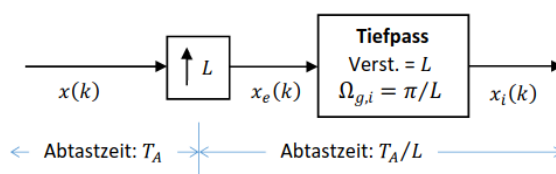
$$(116)$$

- Skalierung der Frequenzachse um  $\frac{\Omega}{M}$
- Verringerung der Periodisierung
- Skalierung des Spektrums mit  $\frac{1}{M}$
- Falls Nyquist-Kriterium  $\frac{f_A}{M} > 2\tilde{f}_{max}$  nicht erfüllt  $\rightarrow$  Hohe Frequenzanteile Tiefpass-Filtern



### 5.2 Interpolator Ganzzahliges M

Interpolator = Expander



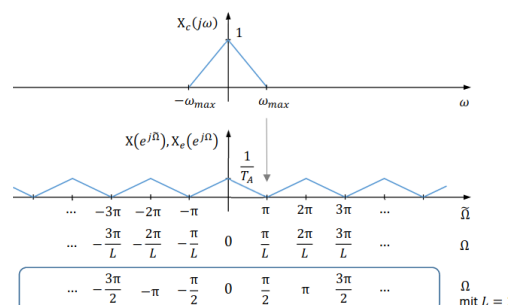
Expander hängt hinter jedem Abtastwert von  $x(k)$   $L-1$  0er an.  $x_e(k) = [x(k/L) \text{ zeros}(1, L-1)]$

$$x_i(k) = x_c(k\frac{T_A}{L}) \quad (117)$$

$$X_e(e^{j\tilde{\Omega}}) = \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} x(\nu) e^{-j\tilde{\Omega}\nu L} \quad (118)$$

$$X_e(e^{j\Omega}) = X(e^{j\Omega L}) \quad (119)$$

- Spektrum  $X_e(e^{j\Omega}) = X(e^{j\Omega L})$  läuft von  $-\pi/L \dots \pi/L$
- Keine Skalierung des Spektrums



### 5.3 Änderung nicht Ganzzahlig

Zusammenfassung der Tiefpässe zu einem mit  $V=L$  und Grenzfrequenz  $\Omega_{g,i\&d} = \min(\frac{\pi}{L}, \frac{\pi}{M})$

$$\Omega_{nachher} = \Omega_{vorher} \frac{M}{L} \quad (120)$$

## 6 Korrespondenztabellen

### 6.1 Zeitdiskrete Fouriertransformation

Zeitdiskrete Fouriertransformation ist Grenzwert der DFT für  $N \rightarrow \infty$  und kann aus der Z-Trafo über  $z := e^{j\Omega}$  gewonnen werden.

$$\Omega = \omega T_A = \frac{\omega}{f_A} = 2\pi \frac{f}{f_A} \quad (121)$$

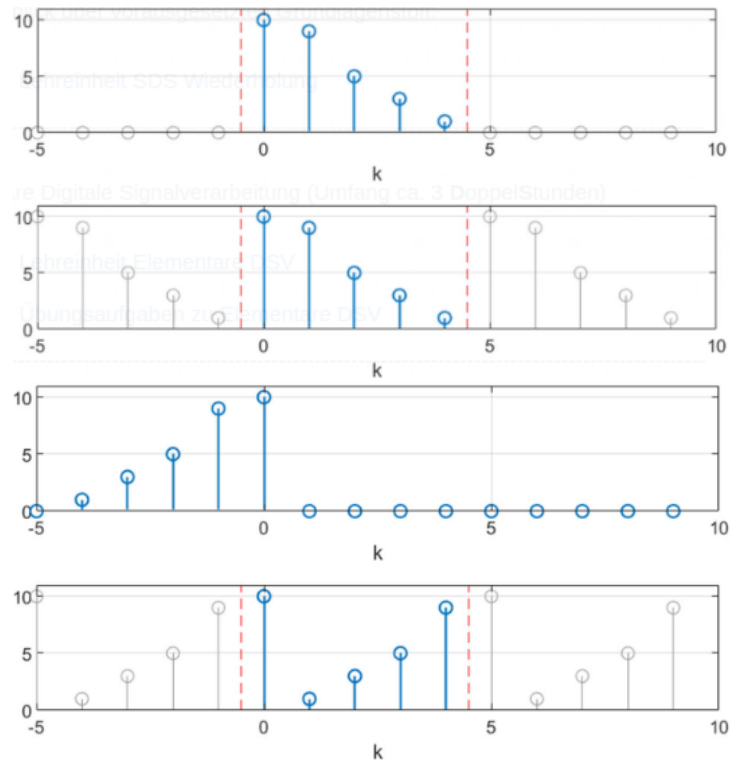
Zeitbereich	Frequenzbereich
$x(k) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{j\Omega}) e^{j\Omega k} d\Omega$	$X(e^{j\Omega}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k) e^{-j\Omega k}$
$a \cdot x_1(k) + b \cdot x_2(k)$	$a \cdot X_1(e^{j\Omega}) + b \cdot X_2(e^{j\Omega})$
$x(k - k_d)$	$e^{-j\Omega k_d} X(e^{j\Omega})$
$e^{j\Omega_0 k} x(k)$	$X(e^{j(\Omega - \Omega_0)})$
$x(-k)$	$X(e^{-j\Omega})$ (= $X^*(e^{j\Omega})$ für $x(k) \in \mathbb{R}$ )
$x_1(k) * x_2(k)$	$X_1(e^{j\Omega}) X_2(e^{j\Omega})$
$x_1(k) x_2(k)$	$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X_1(e^{j\Theta}) X_2(e^{j(\Omega - \Theta)}) d\Theta$

Zeitbereich	Frequenzbereich
$\gamma_0(k)$ (Dirac)	1
$\gamma_{-1}(k)$ (Sprung)	$\frac{1}{1 - e^{-j\Omega}} + \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} \pi \gamma_0(\Omega + 2\pi\nu)$
1	$\sum_{\nu=-\infty}^{\infty} 2\pi \gamma_0(\Omega + 2\pi\nu)$
$\gamma_0(k - k_0)$	$e^{-j\Omega k_0}$
$a^k \gamma_{-1}(k)$ ( $ a  < 1$ )	$\frac{1}{1 - a e^{-j\Omega}}$
$\frac{\sin(\Omega_c k)}{\pi k}$	$X(e^{j\Omega}) = \begin{cases} 1, &  \Omega  < \Omega_c \\ 0, & \Omega_c <  \Omega  \leq \pi \end{cases}$
$x(k) = \begin{cases} 1, & 0 \leq k \leq M \\ 0, & \text{sonst} \end{cases}$	$\frac{\sin(\Omega(M+1)/2)}{\sin(\Omega/2)} e^{-j\Omega \frac{M}{2}}$
$\cos(\Omega_0 k + \varphi)$	$\sum_{\nu=-\infty}^{\infty} [\pi e^{j\varphi} \gamma_0(\Omega - \Omega_0 + 2\pi\nu) + \pi e^{-j\varphi} \gamma_0(\Omega + \Omega_0 + 2\pi\nu)]$

### 6.2 DFT

DFT nimmt implizit unendlich periodische Fortsetzung des Signals an. Zu beachten:  $-1_{\text{mod}N} = -1 + N$ ,  $-2_{\text{mod}N} = -2 + N$ , ... (solange Addition von N bis positiv!).

**Math. Modulo:**  $\tilde{x}(k) = x([k]_{\text{mod}N})$   $[n]_{\text{mod}N} = n - N \lfloor \frac{n}{N} \rfloor$



Zeitbereich	Frequenzbereich
$x(k) = \text{IDFT}_N\{X(n)\}$ $= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X(n) e^{j \frac{2\pi}{N} kn}$	$X(n) = \text{DFT}_N\{x(k)\}$ $= \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-j \frac{2\pi}{N} kn}$
$a \cdot x_1(k) + b \cdot x_2(k)$	$a \cdot X_1(n) + b \cdot X_2(n)$
$x([k - k_0]_{\text{mod}N})$	$e^{-j \frac{2\pi n k_0}{N}} X(n)$
$e^{-j \frac{2\pi n k_0}{N}} x(k)$	$X([n + k_0]_{\text{mod}N})$
$x([-k]_{\text{mod}N})$	$X([-n]_{\text{mod}N})$
$x^*(k)$	$X^*([-n]_{\text{mod}N})$
$x^*([-k]_{\text{mod}N})$	$X^*(n)$
$x_1(k) \otimes x_2(k)$	$X_1(n) X_2(n)$
$x_1(k) x_2(k)$	$\frac{1}{N} X_1(n) \otimes X_2(n)$
$x_g(k) = \frac{x(k) + \tilde{x}(-k)}{2}$	$X_g(n) = \frac{X(n) + X(-n)}{2}$
$x_u(k) = \frac{x(k) - \tilde{x}(-k)}{2}$	$X_u(n) = \frac{X(n) - X(-n)}{2j}$

### 6.3 Z-Transformation (einseitig)

$$x(0) = \lim_{z \rightarrow \infty} X(z) \quad (122)$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} x(k) = \lim_{z \rightarrow 1+} (z-1)X(z) \quad (123)$$

Zeitbereich	Z-Bereich
$x(k) = \frac{1}{2\pi j} \oint_C X(z) z^{k-1} dz$	$X(z) = \sum_{k=0}^{\infty} x(k) z^{-k}$
$a \cdot x_1(k) + b \cdot x_2(k)$	$a \cdot X_1(z) + b \cdot X_2(z)$
$x(k-i)$	$z^{-i} \cdot X(z)$
$x(k+i)$	$z^i \cdot X(z) - \sum_{\mu=0}^{i-1} z^{i-\mu} x(\mu)$ (meistens $z^i \cdot X(z)$ )
$x_1(k) * x_2(k)$	$X_1(z) X_2(z)$
$\sum_{\mu=0}^k x(\mu)$	$\frac{z}{z-1} X(z)$
$z_0^k x(k)$	$X(\frac{z}{z_0})$
$x_1(k) x_2(k)$	$\frac{1}{2\pi} \oint_C X_1(w) X_2(\frac{z}{w}) w^{-1} dw$
$kx(k)$	$-z \frac{d}{dz} X(z)$
$k^2 x(k)$	$z^2 \frac{d^2}{dz^2} X(z) + z \frac{d}{dz} X(z)$
$x^*(k)$	$X^*(z^*)$

Alle  $x(k) = 0$  für  $k < 0$ .

Zeitbereich	Z-Bereich
$\gamma_0(k)$	1
$z_0^k$	$\frac{z}{z-z_0}$
$\gamma_{-1}(k)$	$\frac{z}{z-1}$
$\cos(\Omega_0 k + \varphi)$	$\frac{z(z \cos(\varphi) - \cos(\Omega_0 + \varphi))}{z^2 - 2z \cos(\Omega_0) + 1}$
$\cos(\Omega_0 k)$	$\frac{z(z - \cos(\Omega_0))}{z^2 - 2z \cos(\Omega_0) + 1}$
$\sin(\Omega_0 k)$	$\frac{z \sin(\Omega_0)}{z^2 - 2z \cos(\Omega_0) + 1}$
$k$	$\frac{z}{(z-1)^2}$
$k z_0^k$	$\frac{z z_0}{(z-z_0)^2}$
$k^2 z_0^k$	$\frac{z z_0 (z+z_0)}{(z-z_0)^3}$
$\binom{k}{n} = \frac{k!}{(k-n)!n!}$ (= 0, $\forall k < n$ )	$\frac{z}{(z-1)^{n+1}}$

## 7 Mathematische Anmerkungen

$$\text{Euler Formel: } e^{i\Omega} = \cos(\Omega) + i \cdot \sin(\Omega) \quad (124)$$

$$\cos(\Omega) = \frac{e^{-i\Omega} + e^{+i\Omega}}{2} \quad (125)$$

$$\sin(\Omega) = \frac{e^{-i\Omega} - e^{+i\Omega}}{2j} \quad (126)$$

$$\cos(\pi \cdot k) = (-1)^k \quad (127)$$

$$\cos^2(k) + \sin^2(k) = 1 \quad (128)$$

$$\text{Rechteck-Funktion: } \text{rect}\left(\frac{t-t_0}{T}\right) \quad (129)$$

### 7.1 Dezibel-Umrechnung

- lin-dB-Rechnung:**  $[db] = a \cdot 10 \cdot \log_{10}[lin]$
- dB-lin-Rechnung:**  $[lin] = 10^{\frac{[dB]}{a}}$
- Vorfaktor:** Feldgröße:  $a = 20$  Energiegröße:  $a = 10$

### 7.2 Komplexe Zahlen

$$\text{Komplexer Betrag: } |x| = \sqrt{Re^2 + Im^2} \quad (130)$$

$$\text{Phase: } \varphi = \arctan\left(\frac{\text{“Imag.”}}{\text{“Real.”}}\right) = \arctan\left(\frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi)}\right) \quad (131)$$

$$\arg\left(\frac{a(j\Omega) \cdot b(j\Omega)}{c(j\Omega)}\right) = \arg(a) + \arg(b) - \arg(c) \quad (132)$$

**Phasenkorrektur bei  $\varphi = \arg(x + j \cdot y)$ :**

- $\arctan(\frac{y}{x})$  für  $x > 0$
- $\arctan(\frac{y}{x}) + \pi$  für  $x < 0, y \geq 0$
- $\arctan(\frac{y}{x}) - \pi$  für  $x < 0, y < 0$
- $\frac{\pi}{2}$  für  $x = 0, y > 0$
- $\frac{-\pi}{2}$  für  $x = 0, y < 0$
- unbestimmt für  $x = 0, y = 0$

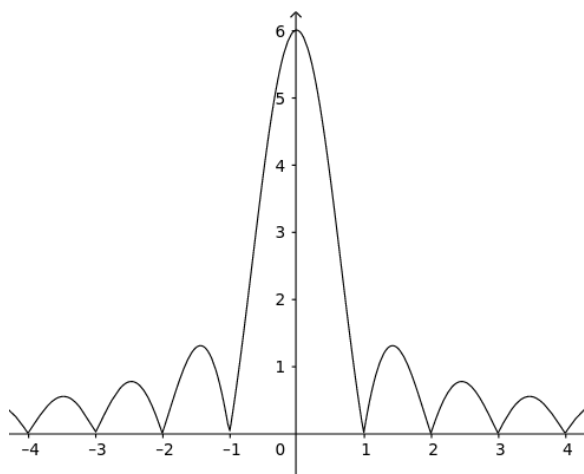
$$\sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot f_{sin} \cdot k}{f_A}\right) = \frac{1}{2j} \cdot \left(e^{\frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{sin} \cdot k}{f_A}} - e^{\frac{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{sin} \cdot k}{f_A}}\right) \quad (133)$$

## 7.3 Rechteck als Fensterfunktion

- Betragsgang variiert periodisch nach si-Funktion
- Breite der Hauptkeule:  $\frac{2}{T}$  bzw.  $\frac{4\pi}{T}$  (auf  $2\pi$  bezogen)
- Breite der Nebenkeulen:  $\frac{1}{T}$  bzw.  $\frac{2\pi}{T}$  (auf  $2\pi$  bezogen)
- **T**: Breite des Rechtecks

$$\left| F\left\{ \text{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) \right\} \right| = \left| T \cdot \frac{\sin(\Omega \cdot T/2)}{\Omega \cdot T/2} \right| \quad (134)$$

$$= \left| T \cdot \text{si}\left(\Omega \cdot \frac{T}{2}\right) \cdot e^{-j\Omega \cdot T/2} \right| \quad (135)$$



## 8 Interpretation von Diagrammen

### 8.1 Spektrogram:

- Spektrogram zeigt Frequenzanteile gemäß FFT/DFT
- Höchste Frequenz entspricht Abtastfrequenz

### 8.2 Periodogram:

- Periodogram zeigt Schätzung des Autoleistungsdichte-Spektrums
- Gewichtetes Betragsquadrat des Amplitudenspektrums
- $\hat{\phi}_{Per} = \frac{1}{N} |X(n)|^2$

### 8.3 Bedeutung der Diagramm-Werte im Bezug auf ein Beispiel-Signal

$$x[k] = a \cdot \cos(\Omega_0 \cdot k)$$

- Spektrog.:  $\max(|X[\Omega]|) = a \cdot \frac{N}{2}$
- Periodog.:  $\max(\hat{\phi}_{Per}) = a^2 \cdot \frac{N}{4}$

## 9 Taschenrechner-Tricks (fx-991DEX)

### • Polstellen-Bestimmung:

1. "MENU SETUP"
2.  $\left(\begin{smallmatrix} X & Y \\ = & 0 \end{smallmatrix}\right)$  "A:Gleichung/Funkt"
3. "="
4. "2:Polynom-Gleichung"

**ACHTUNG:** Grad muss  $\leq 4$  UND  $\geq 1$  sein!

### • Leckeffekt-Erkennung & Behebung:

1.  $\frac{f_{Abtast}}{f_{Signal}} (= N_{Signal})$  in Taschenrechner eingeben  
 $N_{Signal}$ : Anzahl der Abtastwerte in einzelner Periode des Signales
2. Ergebnis **ganzzahlig** -> kein Leckeffekt
3. Ergebnis in **Bruch-Form** -> Leckeffekt
4. WENN Bruch:  $\frac{N_{Abtast}}{n_{Ganzzahl}} = N_{Signal}$   
 $N_{Abtast}$ : kleinste Anzahl an Abtastwerten ohne Leckeffekt  
 $n_{Ganzzahl}$ : Ganzzahliges Vielfaches