

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

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

1.2.2 Zyklische Faltung

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

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

1.3 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
3. Faltung ausführen

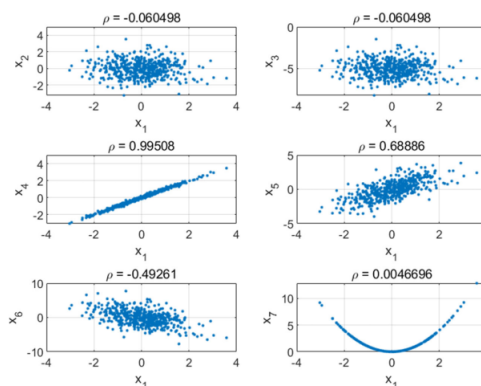
$$r_{x_1 x_2}(\lambda) = x_1^*(-\lambda) * x_2(\lambda) \quad (7)$$

- 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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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 μ_x , Varianz σ_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

$$f_{xy}(\alpha, \beta) = f_x(\alpha) \cdot f_y(\beta) \quad (26)$$

$$\mu_{xy} = \mu_x + \mu_y \quad (27)$$

$$\sigma_{xy}^2 = \sigma_x^2 + \sigma_y^2 \quad (28)$$

2.3 Stationärer Stochastischer Prozess

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

Einzelner stationärer Stochastischer Prozess:

$$f_x(k)(\alpha) = f_{x(k+k_0)}(\alpha) = f_x(\alpha) \quad (29)$$

Ein Prozess wird zu zwei verschiedene Zeitpunkte k_1 und k_2

$$f_{x(k_1)x(k_2)}(\alpha) = f_{x(k_1+k_0)x(k_2+k_0)}(\alpha) \quad (30)$$

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

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

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

$$\varphi_{xx}(\lambda) = E[x^*(k)x(k+\lambda)] \quad (32)$$

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

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 aquivalent

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

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

2.5 Leistungsdichtespektrum LDS

LDS = DFT der Stochastischen Prozesse

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

$$\phi_{xx}(e^{j\Omega}) = \mathcal{F}\{\varphi_{xx}(\lambda)\} \quad (34)$$

$$\phi_{xx}(e^{j\Omega}) = \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \varphi_{xx}(\lambda) e^{-j\Omega\lambda} \quad (35)$$

$$\varphi_{xx}(\lambda) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \phi_{xx}(e^{j\Omega}) e^{j\Omega\lambda} d\Omega \quad (36)$$

$$\phi_{xy}(e^{j\Omega}) = \sum_{\lambda=-\infty}^{\infty} \varphi_{xy}(\lambda) e^{-j\Omega\lambda} \quad (37)$$

$$\varphi_{xy}(\lambda) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \phi_{xy}(e^{j\Omega}) e^{j\Omega\lambda} d\Omega \quad (38)$$

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

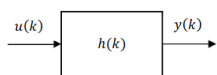
$$\varphi_{xx}(0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \phi_{xx}(e^{j\Omega}) d\Omega \quad (39)$$

Weißes Rauschen (Mittelwertfrei)

$$\phi_{xx}(e^{j\Omega}) = \phi_0 \quad (40)$$

$$\varphi_{xx}(0) = \phi_0 \gamma_0(\lambda) \quad (41)$$

2.6 LTI-Systeme



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

$$\mu_y = \mu_u \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} h(\nu) = \mu_u H(e^{j0}) \quad (42)$$

Zusätzliche Beziehungen

$$\varphi_{uy}(\lambda) = h(\lambda) * \varphi_{uu}(\lambda) \quad (43)$$

$$\varphi_{yu}(\lambda) = h(-\lambda)^* * \varphi_{uu}(\lambda) \quad (44)$$

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

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

- $\phi_{uy}(e^{j\Omega}) = H(e^{j\Omega})\phi_{uu}(e^{j\Omega})$
- $\phi_{yu}(e^{j\Omega}) = H^*(e^{j\Omega})\phi_{uu}(e^{j\Omega})$
- $\phi_{yy}(e^{j\Omega}) = H^*(e^{j\Omega})H(e^{j\Omega})\phi_{uu}(e^{j\Omega}) = |H(e^{j\Omega})|^2 \phi_{uu}(e^{j\Omega})$

3 Spektralschätzung

3.1 Spektralschätzung mit FFT

Umrechnung $n \leftrightarrow f$

$$f_n = n \frac{f_A}{N} \quad (47)$$

Umrechnung $\Omega \leftrightarrow n$

$$\Omega_n = 2\pi \frac{n}{N} = \omega T_a \quad (48)$$

Umrechnung $\omega \leftrightarrow n$

$$\omega_n = 2\pi f_A \frac{n}{N} \quad (49)$$

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 $w(t) = \text{rect}(\frac{t-T/2}{T})$

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

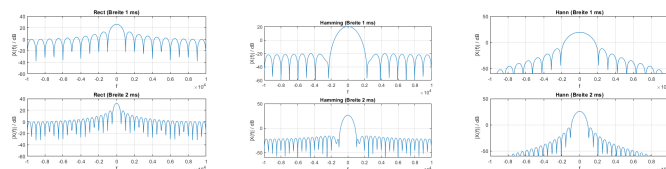
$$\sin(\omega_0 t) \rightarrow j\pi(\delta_0(\omega + \omega_0) - \delta_0(\omega - \omega_0))$$

$$\text{rect}(\frac{t-T/2}{T}) \rightarrow T \text{si}(w \frac{T}{2}) e^{-j\omega \frac{T}{2}}$$

$$X(j\omega) = \frac{2}{2\pi} [j\pi(\delta_0(\omega + \omega_0) - \delta_0(\omega - \omega_0))] * \text{si}(w \frac{T}{2}) e^{-j\omega \frac{T}{2}}$$

$$X(j\omega) = j \frac{T}{2} [\text{si}((\omega + \omega_0) \frac{T}{2}) e^{-j(\omega + \omega_0) \frac{T}{2}} - \text{si}((\omega - \omega_0) \frac{T}{2}) e^{-j(\omega - \omega_0) \frac{T}{2}}]$$

3.3 Zeitfenster



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

$$\text{rect}(k - \frac{N}{2}) \rightarrow \frac{\sin(N \frac{\Omega}{2})}{\sin(\frac{\Omega}{2})} e^{-j\Omega \frac{N-1}{2}} \quad (50)$$

- 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 ZDFT \rightarrow feinere Spektrumauflösung Energiegehalt $E = E_{ZP}$

3.5 Spektralschätzung Stoch. Prozesse

Periodogramm

$$\hat{\phi}_{Per}(n) = \frac{1}{N} |X(n)|^2 \quad (51)$$

Mittlere Leistung P mittels Periodogramm

$$P = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{\phi}_{Per} = \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} |X(n)|^2 \quad (52)$$

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

$$P = \frac{1}{N} (\hat{\phi}_{Per}(0) + 2 \sum_{n=0}^{N/2-1} \hat{\phi}_{Per} + \hat{\phi}_{Per}(\frac{N}{2})) \quad (53)$$

$$P = \frac{1}{N^2} (|X(0)|^2 + 2 \sum_{n=0}^{N/2-1} |X(n)|^2 + |X(N/2)|^2) \quad (54)$$

Falls nur best. Frequenzintervall $P \in [f_u, f_0] \rightarrow [n_1, n_2]$

$$P = \frac{2}{N} \sum_{n=n_1}^{n_2} \hat{\phi}_{Per} = \frac{2}{N^2} \sum_{n=n_1}^{n_2} |X(n)|^2 \quad (55)$$

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: $w(t) = \text{rect}(t) \Rightarrow U = 1$

$$\hat{\phi}_{Per,m} = \frac{1}{NU} |X_m(n)|^2 \quad (56)$$

$$U = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |w(t)|^2 \quad (57)$$

3.5.1 Weißes Rauschen

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

$$P = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \phi_{xx,WR}(n) = \phi_{xx,WR} \quad (58)$$

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 $N = L + D(K-1)$

$$x^{(i)}(k) = x(k + iD) \quad k \in [0, L-1] \quad (59)$$

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

$$\hat{\phi}_{Per}^{(i)}(n) = \frac{1}{LU} |X^{(i)}(n)|^2 \quad (60)$$

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

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

$$\hat{\phi}_W(n) = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} \hat{\phi}^{(i)}(n) \quad (62)$$

$$P = \frac{1}{\tilde{L}} \sum_{n=0}^{\tilde{L}-1} \hat{\phi}_W(n) \quad (63)$$

$K \uparrow \Rightarrow$ 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

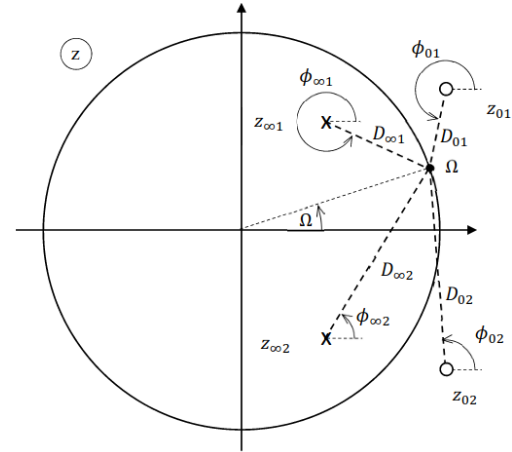
$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{\sum_{\mu=0}^m b_{\mu} z^{-\mu}}{\sum_{\nu=0}^n a_{\nu} z^{-\nu}} \quad (64)$$

Darstellung Linearfaktoren für $n=2$

$$H(z) = \frac{b_0(z - z_{01})(z - z_{02})}{a_0(z - z_{\infty 1})(z - z_{\infty 2})} \quad (65)$$

Jeder Linearfaktor kann als von der Frequenz Ω abhängiger Drehzeiger

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

4.1 Rekursiver Glätter

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

$$y(k) = ay(k-1) + (1-a)u(k) \quad (66)$$

$$H(z) = \frac{1-a}{1-az^{-1}} = \frac{(1-a)z}{z-a} \quad (67)$$

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

$$H(e^{j\Omega}) = \frac{1-a}{1-ae^{-j\Omega}} \quad (68)$$

$$\Omega_g = 2\pi \frac{f_g}{f_A} \quad (69)$$

$$a = 2 - \cos(\Omega_g) - \sqrt{(2 - \cos(\Omega_g))^2 - 1} \quad (70)$$

4.2 Arithmetischer Mittelwert Glätter

$$y(k) = \frac{1}{N} \sum_{\nu=0}^{N-1} u(k-\nu) \quad (71)$$

$$H(z) = \frac{1}{N} \sum_{\nu=0}^{N-1} z^{-\nu} = \frac{1}{N} \frac{z^{-N} - 1}{z^{-1} - 1} \quad (72)$$

4.3 Notch-Filter

$$H(z) = \frac{(z - e^{j\Omega_0})(z - e^{-j\Omega_0})}{(z - r_\infty e^{j\Omega_0})(z - r_\infty e^{-j\Omega_0})} \quad (73)$$

Vorgabe Kerbe bei Frequenz f_N und -3dB Breite Δf und gegebener Abtastfrequenz f_A

$$\Omega_0 = \frac{2\pi f_N}{f_A} \quad (74)$$

$$\Delta\Omega = \frac{2\pi\Delta f}{f_A} \quad (75)$$

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

$$H(z) = b \frac{1 - 2\cos(\Omega_0)z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2b\cos(\Omega_0)z^{-1} + (2b - 1)z^{-2}} \quad (76)$$

$$b = \frac{1}{1 + \frac{\sqrt{1-G_B^2}}{G_B} \tan(\frac{\Delta\Omega}{2})} \text{ mit } G_B = 10^{\frac{-A_B}{20}} \quad (77)$$

4.4 Kammfilter

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

p = Ordnung, (K) = Kerbenbildend, (R) = Resonanzbildend

$$z_{\infty n}^{(K)} = r_\infty e^{j\frac{2\pi n}{p}} \quad (78)$$

$$z_{0n}^{(K)} = e^{j\frac{2\pi n}{p}} \quad (79)$$

$$z_{\infty n}^{(R)} = e^{j\frac{(\pi+2\pi n)}{p}} \quad (80)$$

$$z_{0n}^{(R)} = r_\infty e^{j\frac{(2\pi n)}{p}} \quad (81)$$

4.4.1 Kerbenbildend Kammfilter $H_{(K)}(z)$

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

$$H_{(K)}(z) = \frac{1 + r_\infty^p}{2} \cdot \frac{1 - z^{-p}}{1 - r_\infty^p z^{-p}} \quad (82)$$

4.4.2 Resonanzbildender Kammfilter $H_{(R)}(z)$

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

$$H_{(R)}(z) = \frac{1 - r_\infty^p}{2} \cdot \frac{1 + z^{-p}}{1 - r_\infty^p z^{-p}} \quad (83)$$

4.5 Goertzel-Algorithmus

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

$$n_0 = \frac{f_0}{f_A} N \quad (84)$$

$$X(n_0) = y(k) = x(k) * h(k)|_{k=N} \quad (85)$$

$$X(n_0) = y_n(k) = \sum_{\nu=0}^k \tilde{x}(\nu) e^{j\frac{2\pi}{N}(k-\nu)n} \quad (86)$$

4.6 IIR-Filter

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{\sum_{\mu=0}^m b_\mu z^{-\mu}}{\sum_{\nu=0}^n a_\nu z^{-\nu}} \quad (87)$$

Gruppenlaufzeit τ = Verzögerungszeit des Systems aufgelöst nach Frequenzen

$$\tau = -\frac{d}{df} \varphi \quad (88)$$

4.6.1 IIR-Entwurfsmethoden

Entwurfsmethode	Besonderheiten des Amplitudengangs (vorgegebenes Toleranzschema)
Butterworth	- maximal flacher Verlauf im Durchlassbereich - monoton fallender Verlauf
Tschebyscheff Typ I	- oszilliert im Durchlassbereich mit p Extrema (mit p = Filterordnung, „equiripple“-Verhalten) - monoton fallend im Übergangs- und Sperrbereich
Tschebyscheff Typ II	- oszilliert im Sperrbereich („equiripple“-Verhalten) - monoton fallend im Durchlass- und Übergangsbereich - Nullstellen im Sperrbereich
Cauer	- oszilliert im Durchlass- und Sperrbereich („equiripple“-Verhalten) - monoton fallend im Übergangsbereich - hohe Sperrdämpfung

4.7 FIR-Filter

grundsätzlich Stabil, Ordnung $m \rightarrow m$ Pole im Ursprung

$$H(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \sum_{\mu=0}^m b_\mu z^{-\mu} \quad (89)$$

$$H(z) = \frac{b_0 \prod_{\mu=1}^m (z - z_{0\mu})}{z^m} \quad (90)$$

$$h(k) = b_k \quad k \in [0, m] \quad (91)$$

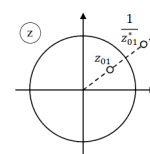
Gewollte Eigenschaft: **lineare Phase**

$$\tau_g = -\frac{d}{d\Omega} \arg(H(e^{j\Omega})) = \text{const.} \quad (92)$$

lineare Phase wenn Nullstellen von $H(z)$

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

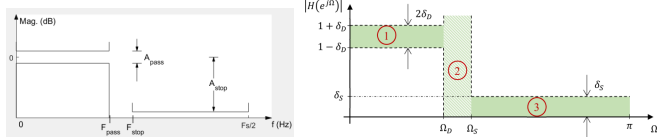
auftreten



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

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

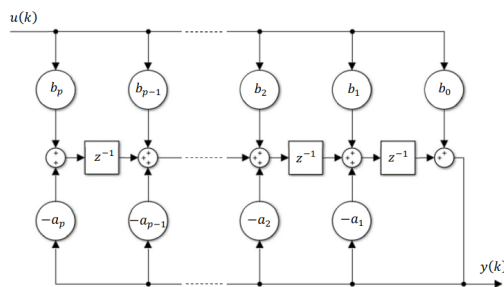
4.8 Toleranzschema



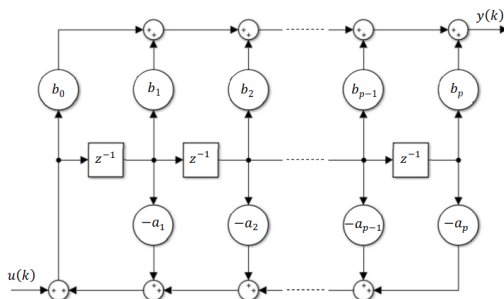
- $A_{pass} = 20 \log \left(\frac{1+\delta_D}{1-\delta_D} \right)$
- $A_{stop} = |20 \log(\delta_S)|$
- $F_{pass} = \frac{\Omega_D}{2\pi} f_A$
- $F_{stop} = \frac{\Omega_S}{2\pi} f_A$

4.9 1. Kanonische-Form (IIR)

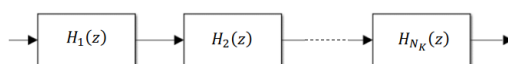
Hälfte der Speicherzellen $a_0 = 1$



4.10 2. Kanonische-Form (IIR)



4.11 3. Kanonische-Form (IIR)

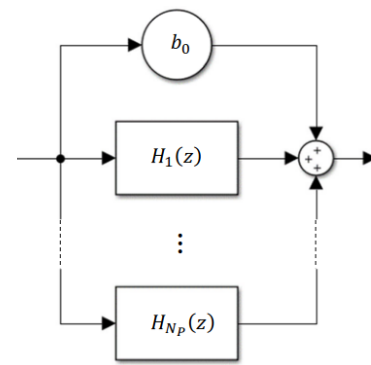


$$H(z) = \prod_{\nu=0}^{N_K} H_{\nu}(z) \quad (93)$$

$$H_{\nu}(z)^{(1)} = \frac{b_{0\nu} + b_{1\nu}z^{-1}}{1 + a_{1\nu}z^{-1}} \quad (94)$$

$$H_{\nu}(z)^{(2)} = \frac{b_{0\nu} + b_{1\nu}z^{-1} + b_{2\nu}z^{-2}}{1 + a_{1\nu}z^{-1} + a_{2\nu}z^{-2}} \quad (95)$$

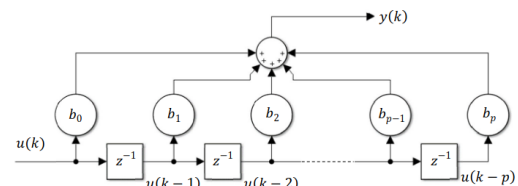
4.12 4. Kanonische-Form (IIR)



$$H(z) = b_0 + \sum_{\nu=1}^{N_P} H_{\nu}(z) \quad (96)$$

4.13 Trasversalfilter (FIR)

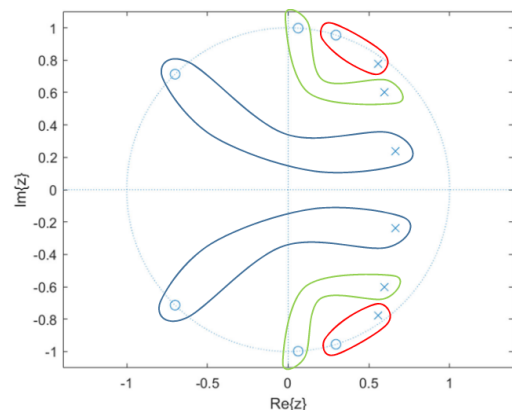
Kann effizient durch MAC-Befehl realisiert werden. Für linearphasige reelwertige FIR-Filter kann die Symmetrie der b_k genutzt werden.



4.14 SOS-Faustregel (IIR)

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

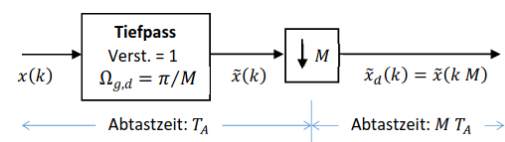
- Beginnen mit Pol der am dichtesten am EHK liegt



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.

$$x_d(k) = x_c(kMT_A) \quad (97)$$

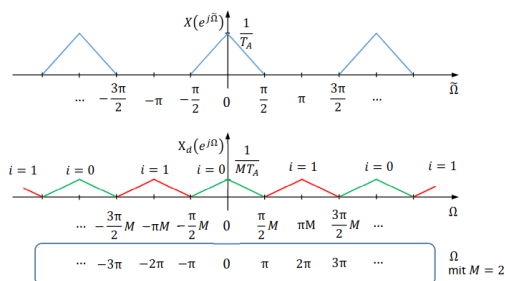
$$X(e^{j\tilde{\Omega}}) = \frac{1}{T_A} \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} X_c(j\frac{\tilde{\Omega}}{T_A} - \nu\frac{2\pi}{T_A}) \quad (98)$$

$$X_d(e^{j\Omega}) = \frac{1}{MT_A} \sum_{\mu=-\infty}^{\infty} X_c(e^{j\frac{\Omega}{MT_A} - \mu\frac{2\pi}{MT_A}}) \quad (99)$$

$$X_d(e^{j\Omega}) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} X(e^{j\frac{\Omega}{M} - i\frac{2\pi}{M}}) \quad (100)$$

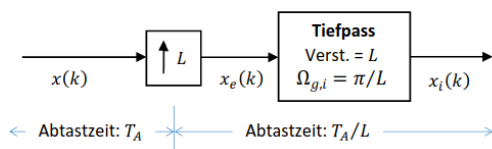
$$(101)$$

- 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



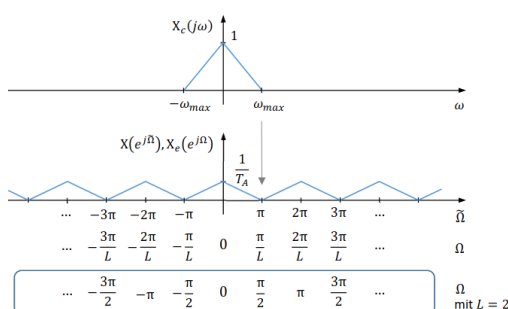
Expander hängt hinter jedem Abtastwert von $x(k)$ $L-1$ 0er an. $x_e(k) = [x(k/L) \text{ zeros}(1, L-1)]$

$$x_i(k) = x_c(k\frac{T_A}{L}) \quad (102)$$

$$X_e(e^{j\tilde{\Omega}}) = \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} x(\nu)e^{-j\Omega\nu L} \quad (103)$$

$$X_e(e^{j\Omega}) = X(e^{j\Omega L}) \quad (104)$$

- 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 $\Omega_{g,i\&d} = \min(\frac{\pi}{L}, \frac{\pi}{M})$

$$\Omega_{nachher} = \Omega_{vorher} \frac{M}{L} \quad (105)$$

6 Korrespondenztabelle

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.

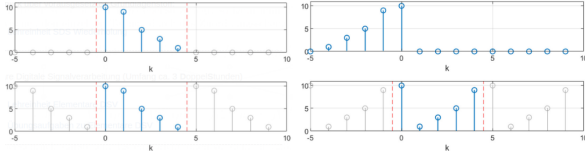
$$\Omega = \omega T_A = \frac{\omega}{f_A} = 2\pi \frac{f}{f_A} \quad (106)$$

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: $-1_{mod N} = -1 + N$, $-2_{mod N} = -2 + N$, ... (solange Addition von N bis positiv!). Math. Modulo: $\tilde{x}(k) = x([k]_{mod N})$ $[n]_{mod N} = n - N \lfloor \frac{n}{N} \rfloor$



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

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	$\frac{z}{(z - 1)^2}$
$k z_0^k$	$\frac{z z_0}{(z - z_0)^2}$
$k^2 z_0^k$	$\frac{z z_0 (z + z_0)}{(z - z_0)^3}$
$\binom{k}{n} = \frac{k!}{(k-n)!n!}$ ($= 0, \forall k < n$)	$\frac{z}{(z - 1)^{n+1}}$

6.3 Z-Transformation (einseitig)

$$x(0) = \lim_{z \rightarrow \infty} X(z) \quad (107)$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} x(k) = \lim_{z \rightarrow 1+} (z - 1) X(z) \quad (108)$$

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 $z^i \cdot X(z)$)
$x_1(k) * x_2(k)$	$X_1(z) X_2(z)$
$\sum_{\mu=0}^k x(\mu)$	$\frac{z}{z-1} X(z)$
$z_0^k x(k)$	$X(\frac{z}{z_0})$
$x_1(k) x_2(k)$	$\frac{1}{2\pi} \oint_C X_1(w) X_2(\frac{z}{w}) w^{-1} dw$
$k x(k)$	$-z \frac{d}{dz} X(z)$
$k^2 x(k)$	$z^2 \frac{d^2}{dz^2} X(z) + z \frac{d}{dz} X(z)$
$x^*(k)$	$X^*(z^*)$

Alle $x(k) = 0$ für $k < 0$.