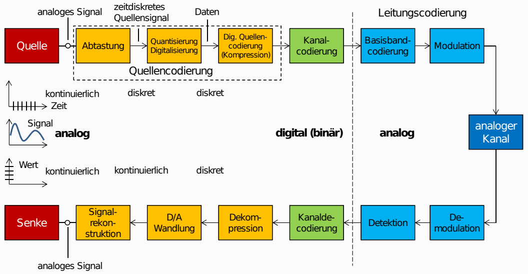
Industrielle Kommunikation

Allgemeines

Quelle → Sender → Kanal → Empfänger → Senke



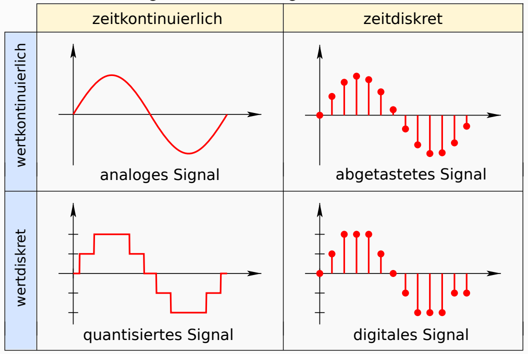
Signal → A/D Wandlung: Abtastung → Digitaler Bitstrom → D/A Wandlung: ±1 Gewichtete NF Impulse $\pm g_s(t)$ → Modulation: Verschiebung ins Trägerband → AWGN Kanal → Detektor → Bitstrom

1. Signale

1.1. Arten von Signalen

deterministisch: durch Funktionen beschreibbar, enthalten kein Nachricht.

stochastisch: zufälliger Verlauf, überträgt Information



Vorteile digitales Signal: Kompression, Verschlüsselung, Fehlerkorrektur

1.2. Sonstiges

Autokorrelation $r_V(\tau) \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!-\!\!\bullet} S_V(f)$ Leistungsdichtespektrum

$x(t), y(t)$ sind orthogonal, falls $\int\limits_{-\infty}^{\infty} x(t)y(t) = 0$

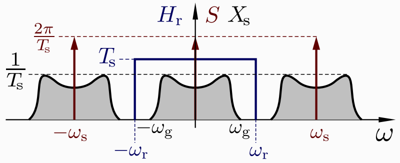
Kompl. Fehlerfunktion $\mathrm{erfc}(x) = 1 - \mathrm{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int\limits_x^{\infty} e^{-\tau^2}\,\mathrm{d}\tau$

2. Abtastung von Signalen

Abtasttheorem

Signal $x(t)$, Abtastfunktion $s(t) = T_A \sum \delta(t - nT_s)$, Tiefpassfilter $h_r(t)$

Vorgang	Zeitbereich	Frequenzbereich
Abtasten:	$x_s(t) = s(t) \cdot x(t)$	$X_s(\omega) = S(\omega) * X(\omega)$
Rekonstr.	$x_r(t) = h_r(t) * x_s(t)$	$X_r(\omega) = H_r(\omega) \cdot X_s(\omega)$



Bandbreite ω_g, Abtastfrequenz ω_s

$\boxed{\omega_s = \frac{2\pi}{T_s} \geq 2\omega_g}$ $\boxed{\omega_g \leq \omega_r \leq \omega_s - \omega_g}$

Abtastoperator: $\mathbb{A}\{x(t)\} = x(t) \cdot T_A \sum\limits_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_A)$

Rekonstruktion: $x_r(t) = T_A \sum\limits_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_A) \cdot h_r(t - nT_A)$

Abbruchfehler: $|\Delta| = \left|\frac{x_r(t) - x(t)}{x(t)}\right|$

Periodisierungsoperator: $\mathbb{P}\{X(f)\} = X(f) * \sum\limits_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - \frac{n}{T_A})$

Ideale Abtastung: $\mathbb{A}\{x(t)\} \overset{f_A = 1/T_A}{\circ\!\!-\!\!\bullet} \mathbb{P}\{X(f)\}$

3. Quantisierung und Digitalisierung

wertkontinuierliche Sequenz von (zeitdiskreten) Abtastwerten wird abgebildet auf wertdiskrete Sequenz.

$$x(nT_A) \text{ mit } n \in \mathbb{Z} \xrightarrow{x_Q} x_Q(nT_A)$$

3.1. Allgemeines

Quantisierungsfunktion $\underline{x}_Q = \mathcal{Q}(\underline{x})$

Bildet Vektoren $\underline{x} \in \mathbb{R}^N$ auf eine Menge S ab mit $|S| = M$

Man benötigt $m = \lceil \log_2 M \rceil$ bits um $\underline{x}_Q$ zu repräsentieren.

Intervall $I_i = [g_i, g_{i+1}]$ enthält Reprodwert s_i

Skalare Quantisierer: $N = 1$ Vektor Quantisierer: $N > 1$

Quantisierungsfehler: $\underline{q}(\underline{x}) = \underline{x}_Q - \underline{x} = s_i - x$

(besteht aus granularem Rauschen und Überlastungsrauschen)

3.2. Skalare Quantisierung $N = 1$

m Bits für einen ($N = 1$) Abtastwert

Quantisierungsfehler $q(x) = x_Q - x = x_Q(nT_A) - x(nT_A)$

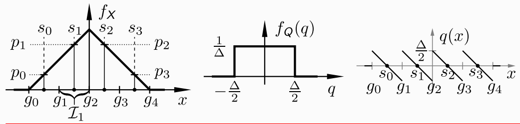
Quantisierungsfehlerleistung:
$$P_Q = \int q(x)^2 f_X(x)\,\mathrm{d}x = \sum_{s_i} \int_{g_i}^{g_{i+1}} (s_i - x)^2 f_X(x)\,\mathrm{d}x$$

Optimales s_i (setze $\frac{\partial P_Q}{\partial s_i} \overset{!}{=} 0$):

$$s_i = \frac{\int\limits_{g_i}^{g_{i+1}} x f_x(x)\,\mathrm{d}x}{\int\limits_{g_i}^{g_{i+1}} f_x(x)\,\mathrm{d}x} = \mathrm{E}\left[X \,|x \in I_i\right]$$

3.3. Lineare Quantisierung

Spezialfall der skalaren Quantisierung mit gleich großen Quantisierungsintervallen Δ.



Es gilt für PDF: $\int\limits_{-\infty}^{\infty} f_X(x)\,\mathrm{d}x \overset{!}{=} 1$

Gleich große Quantisierungsintervalle $\mathcal{I}_i = [g_i, g_{i+1}]$ mit Breite Δ

$\Delta = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{2^m} = g_{i+1} - g_i$

Reproduktionswerte s_i in der Mitte der Intervalle (midriser)

$s_i = \frac{2i - M + 1}{2} \Delta$

Auftrittswahrscheinlichkeit p_i der Quantisierungsstufe s_i

$p_i = \int_{g_i}^{g_{i+1}} f_X(x)\,\mathrm{d}x$

Signalleistung $P_X = \mathrm{E}[X^2] = \int\limits_{x_{\min}}^{x_{\max}} x^2 f_X(x)\,\mathrm{d}x$

Gleichverteilung: $P_X = \frac{x^2_{\max}}{3}$ Sinusförmig: $P_S = \frac{x^2_{\max}}{2}$

Fehlerleistung $P_Q = \mathrm{E}[Q^2] = \int\limits_{-\infty}^{\infty} q(x)^2 f_Q(q)\,\mathrm{d}q$

Bei gleichverteiltem Quantisierungsfehler: $P_Q = \frac{\Delta^2}{12}$

Signal-Noise-Ratio: $\mathrm{SNR}_Q = \frac{P_X}{P_Q}$

$$\mathrm{SNR}_Q = \frac{P_X}{P_Q} = \begin{cases} \frac{x^2_{\max}/3}{\Delta^2/12} = 2^{2m} & \text{bei gleichverteiltem Signal} \\ \frac{x^2_{\max}/2}{\Delta^2/12} = \frac{3}{2} 2^{2m} & \text{bei sinusförmigem Signal} \end{cases}$$

Signal zu Quantisierungsrauschabstand $\mathrm{SNR}_{Q\mathrm{dB}}$

$\mathrm{SNR}_{Q\mathrm{dB}} = 10 \log_{10}(\mathrm{SNR}_Q)\mathrm{dB} = m \cdot 6\,\mathrm{dB}$

(CD, 16 bit : 96 dB)

3.4. Nichtlineare Quantisierung

A-law-Kennlinie (Europa) und μ-law-Kennlinie (USA)

$$C(x) = \begin{cases} \frac{A}{1 + \ln(A)} \cdot |x| \cdot \mathrm{sgn}(x) & 0 \leq |x| \leq \frac{x_{\max}}{A} \\ \frac{1 + \ln\left(\frac{A \cdot |x|}{x_{\max}}\right)}{1 + \ln(A)} \cdot |x| \cdot \mathrm{sgn}(x) & \text{sonst} \end{cases}$$

$A = 87.5 \hat{=} 24\,\mathrm{dB}$

3.4.1. Pulse Coded Modulation PCM

Abtastung + skalare Quantisierung: $\mathrm{SNR}_Q = \frac{P_X}{P_Q} = 2^{2m}$

3.4.2. Differentielle PCM (DPCM)

Differenz zu vorhergesagtem Wert wird quantisiert.

Prädiktion 0.ter Ordnung: Kann bei schnellen, großen Änderungen nicht mehr folgen. Gut geeignet für Signale mit hoher zeitlicher Konzentration → schmales Spektrum.

3.4.3. Delta-Modulation (Hohe Überabtastung)

1-Bit-Quantisierung: $e_Q(nT_S) = \pm\Delta$

Kann den Wert nicht Konstant halten, Tiefpass am Empfänger nötig

3.4.4. Sigma-Delta-Modulator

$\sum$: Summe/Integral Δ: 1-bit-Quantisierer

3.5. Optimale skalare Quantisierung

Lloyd-Max-Algorithmus

- Wähle Startwerte für alle $s_i^{(0)}$
- Intervallgrenzen: $g_i^{(t+1)} = \frac{s_i^{(t)} + s_{i-1}^{(t)}}{2}$ $i = 1, \ldots, M-1$
- Reprod. Werte: $s_i^{(t+1)} = \mathrm{E}[X \mid X \in I_i]$ $i = 0, \ldots, M-1$
- Fehlerleistung $P_Q^{(t+1)} = \mathrm{E}[Q^2]$ mit $s_i^{(t+1)}$ und $g_i^{(t+1)}$
- Berechne relative Änderung $\delta^{(t)} = \frac{P_Q^{(t+1)} - P_Q^{(t)}}{P_Q^{(t)}}$

3.6. Informationsgehalt und Entropie

Info vom Symbol s_i: $I_i = -\log_2 \mathrm{P}(X_Q = s_i) = -\log_2 p_i$

Entropie von X_Q: $H(X_Q) = \mathrm{E}[I] = -\sum\limits_{i=0}^{M-1} p_i \log_2 p_i \left[\frac{\text{bit}}{\text{Symbol}}\right]$

Mittlere Codewortlänge $\bar{l} = \mathrm{E}[l] = \sum\limits_{i=0}^{n-1} p_i l_i$

Die minimale mittlere Codewortlänge $\bar{l} \geq H(x_Q)$

4. Dämpfung/Verstärkung, dB-Rechnung

4.1. Leistungspegel

Leistung: $P = \frac{U^2}{R} = I^2 R$

Leistungspegel:

$L_{P,dB} = 10 log \frac{P_2}{P_1} dB = 20 log \frac{U_2}{U_1} dB = 20 log \frac{I_2}{I_1} dB$

$L_{P,dBm} = 10 log \frac{P}{1mW} dBm$

$1dBm = 1dBmW = 30dB\mu W = 60dBnW$

Verstärkung[dB] $= L_{P,dB}$; Dämpfung[dB] $= -L_{P,dB}$

Logarithmische Rechenregeln:

$x = a \cdot log_b(c \cdot d)$

$x = log_b c \cdot d^a = log_b c^a + log_b d^a$

$b^x = (c \cdot d)^a = c^a \cdot d^a$

$\sqrt[a]{(b^x)} = c \cdot d$

Durch $x = (\frac{1}{x})^{-1}$ ergeben sich die Rechenregeln für Subtraktion und Division.

4.2. Umrechnung dB

Verhältnis $\frac{P_2}{P_1}$	Verstärkung[dB]	Dämpfung[dB]
$\frac{1}{1000} = 10^{-3}$	-30	+30
$\frac{1}{20}$	-13	+13
$\frac{1}{10} = 10^{-1}$	-10	+10
$\frac{1}{4}$	-6	+6
$\frac{1}{2}$	-3	+3
1	0	0
2	+3	-3
4	+6	-6
8	+9	-9
10	+10	-10
$1000 = 10^3$	+30	-30

4.3. Rechenregeln dB und dBm

dB ∓ dB	=	dB
dBm ∓ dB	=	dBm
dBm - dBm	=	dB
dBm + dBm	=	undefiniert

5. Baud-, Bit- und Übertragungsraten

5.1. Definitionen

Signalstufen = Anzahl der möglichen annehmbaren Werte eines diskreten Signals pro Schritt
binäre Datenmenge in bit (**b**inary dig**it**) mit bit-Anzahl $\in \mathbb{N}$
1 Byte [1B] = 8 bit [8b] = 2^8
Baudrate[Hz] = Schrittgeschwindigkeit
Bitrate[bps] = $\frac{Bps}{8} = V \cdot$ Baudrate

Größe	Einheit	D
diskrete Signalstufen V	1	Anzahl möglicher annehm
Baudrate	1 Hz	Schrittges
Bitrate	$1bps = 1\frac{bit}{s}$	Datenrate in bits lo
binäre Datenmenge	1 bit	1 Byte

6. Leitungstheorie

Leitungstheorie **relevant für** $l >= 0,1\lambda$

6.1. Definitionen

Leitungslänge l mit $[l]$ = m
Belagsgrößen: R', L', G', C' als Widerstands-, Induktivitäts-, Ableitungs-, Kapazitätsbelag
Bsp: $R = R' \cdot l$ mit $[R'] = \frac{\Omega}{m}$
Wellenimpedanz $\underline{Z}_L = \sqrt{\frac{(R' \cdot j\omega L')}{(G' \cdot j\omega C')}}$
Wellenlänge λ mit $[\lambda]$ = m
Ausbreitungsgeschwindigkeit $v = \lambda \cdot f$ mit $[v]$ = m/s
Ausbreitungskonstante $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' \cdot j\omega L')(G' \cdot j\omega C')}$ mit $[\gamma] = \frac{1}{m}$

6.2. Leitungsmodell

6.3. Formeln

7. Wellen und Antennen

Indizes: **E**(mpfänger), **i**(sotroper Kugelstrahler), **r**(adius), **S**(ender)

7.1. Poynting-Vektor

Poynting-Vektor $\tilde{S}$ ist Vektor der Leistungsflussdichte mit $[S] = 1\frac{W}{m^2}$
$\vec{S}(x,y,z,t) = \vec{E}(x,y,z,t) \times \vec{H}(x,y,z,t)$
Für harmonische Zeitvorgänge und EM-Wellen ($\vec{E} \sphericalangle \vec{H} = \frac{\pi}{2}$) gilt:
$S = \frac{1}{2}E * H = \frac{1}{2}H^2 Z_F = \frac{1}{2}\frac{Z_F}{E^2}$ mit $E, H \in \mathbb{C}$
Wellenwiderstand im Vakuum $Z_F = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 376,73\Omega$
$S_i = \frac{P_S}{4\pi r^2}$
Richtfaktor $D_i = \frac{S_{r,max}}{i} = 4\pi r^2 \frac{S_{r,max}}{P_S}$
i.d.R. angegeben als $D_{i,log} = 10 log D_i dBi$
Antennengewinn $G = \eta D_i$ i.d.R. angegeben in dB
Antennenwirkfläche $A_W = \frac{\lambda^2}{4\pi}G$ mit der Wellenlänge $\lambda = \frac{c}{f}$
Bsp. Empfangs- und Sendeantenne im Abstand r zueinander: $P_E = P_S \cdot G_S \cdot G_E(\frac{\lambda}{4\pi r})^2$

8. Zugriffsverfahren

Rahmenzeit τ in s für ein Paket
Rate λ in Hz mit der durschnittlich Pakete gesendet werden
Zu sendende Pakete I, bei keinen verlorenen Pakete gilt $I = S$
Anzahl Übertragungsversuche bzw. Kanalauslastung $G = \lambda \cdot \tau$
Anzahl erfolgreich übertragener Pakete pro Rahmenzeit S, ideal $S = G$

Stop and Wait

Pipelining
Wartezeit nur wenn

8.1. Pure ALOHA

Zufällige Sendung von Paketen durchschnittlich alle $\frac{1}{\lambda}$ mit Paketen der zeitlichen Rahmenlänge τ

Potentielle Kollisionszeit = 2τ
$S = G \cdot e^{-2G}$ mit $S_{max}(G = G_{max} = 0,5) = 0,184$

8.2. Slotted ALOHA

Zufälliges Senden von Paketen durschnittlich alle $\frac{1}{\lambda}$ zu Beginn eines Zeitslots mit Paketen der zeitlichen Rahmenlänge τ

Potentielle Kollisionszeit = τ
$S = G \cdot E^{-G}$ mit $S_{max}(G = G_{max} = 1) = 0,368$

8.3. CSMA/CD

Carrier Sense Multiple Access / Collision Detection
Ethernet: Min. Nachrichtenlänge > Max. Konfliktdauer oder ev. künstl. Nachrichtenverlängerung mit Padding Bits

9. Codierung

Komprimierung: Falls Bitstrom nicht gleichverteilt und mit Gedächtnis
Maximale Kompression: Bits gleichverteilt, ohne Gedächtnis
Entropie: kein Code kann für Z eine geringere mittlere Codewortlänge finden als $H(z) = \sum \mathrm{P}(z)\,\mathrm{ld}\left(\frac{1}{\mathrm{P}(z)}\right)$

9.1. Kompression

Kleiner Verlust bei unkodierten Bitstrom. Großer Gewinn bei Kodierung.
Bsp: Feste Blocklänge mit Statusbit am Anfang: Kodiert/Unkodiert

9.2. Digitale Quellencodierung (Kompression)

Arten von Kodierern:
Verteilung Bekannt: Huffman Code, Morse, Arithmetic
Universal: Lempel-Ziv (ZIP), PPM, BWT(bZip)
Transform: Fouriertransformation (JPG,GIF,PNG,MP3)

9.3. Kanalcodierung

Single-Parity-Check: 1 Bit pro 2 bit zusätzlich: XOR(x_1, x_2)
Daraus ergibt sich eine Effizienz von $\frac{2}{3}$

FEC: Forward Error Correction liefert Fehlererkennung und Korrektur.
Beispiele: Paritätsbit, CRC, Reed-Solomon-Codes, LDPC, Polar Codes

9.4. Hamming-Code(N,n)

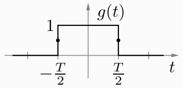
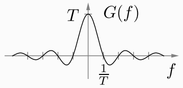
N Nachrichtenbits mit $N = 2^k - 1 = n + k$
n Datenbits
k Paritybits

10. Basisbandübertragung

10.1. Impulsformen

10.1.1. Rechteckimpuls $\mathrm{rect}\left(\frac{t}{T}\right)$:

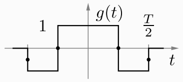
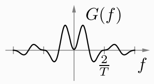
$$g_{\mathrm{NRZ}}(t) = \begin{cases} 1, & \text{für } |t| < \frac{T}{2} \\ \frac{1}{2}, & \text{für } |t| = \frac{T}{2} \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \qquad G_{\mathrm{NRZ}}(f) = T\,\mathrm{sinc}(fT)$$

10.1.2. Manchester Impuls:

$$g(t) = -g_{\mathrm{NRZ}}(t) + 2g_{\mathrm{NRZ}}(2t) = \begin{cases} 1, & \text{für } |t| < \frac{T}{4} \\ 0, & \text{für } |t| = \frac{T}{4} \\ -1, & \text{für } \frac{T}{4} < |t| < \frac{T}{2} \\ -\frac{1}{2}, & \text{für } |t| = \frac{T}{2} \\ 0, & \text{sonst} \end{cases}$$

$$G(f) = T\left(\frac{\sin(\pi f \frac{T}{2})}{\pi f \frac{T}{2}} - \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T}\right)$$

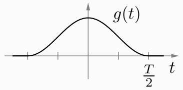
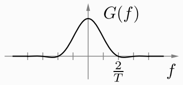



Mittelwert Null, kein Gleichanteil

10.1.3. $\cos^2$-Impuls:

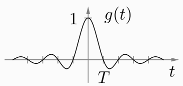
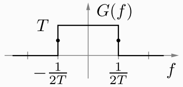
$$g(t) = \begin{cases} \cos^2\left(\frac{\pi t}{T}\right), & \text{für } |t| < \frac{T}{2} \\ 0, & \text{sonst} \end{cases}$$

$$G(f) = \frac{T}{2}\frac{\cos(\pi f \frac{T}{2})}{1-(fT)^2}\frac{\sin(\pi f \frac{T}{2})}{\pi f \frac{T}{2}}$$

10.1.4. sinc-Impuls: $\mathrm{sinc}(x) = \mathrm{si}(\pi x)$

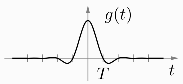
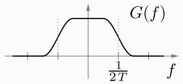
$$g(t) = \frac{\sin(\pi \frac{t}{T})}{\pi \frac{t}{T}} = \mathrm{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \qquad G(f) = \begin{cases} T, & \text{für } |f| < \frac{1}{2T} \\ \frac{T}{2}, & \text{für } |f| = \frac{1}{2T} \\ 0, & \text{sonst} \end{cases}$$

10.1.5. „Nyquist roll-off"-Impuls:

$$g(t) = \frac{\sin(\pi \frac{t}{T})}{\pi \frac{t}{T}} \cdot \frac{\cos(\alpha\pi \frac{t}{T})}{1-4\alpha^2(\frac{t}{T})^2}$$

$$G(f) = \begin{cases} T & \text{für } |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2}[1+\cos(\frac{\pi T}{\alpha}(|f| - \frac{1-\alpha}{2T}))] & \text{für } \frac{1-\alpha}{2T} < |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

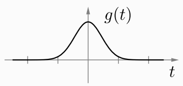
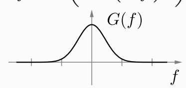
10.1.6. Root-Raised-Cosine:

Meist genutzer Filter (Wurzel-Nyquist)

10.1.7. Gauß-Impuls:

$$g(t) = \exp\left[-\pi\left(\frac{t}{\Delta t}\right)^2\right]$$

$$G(f) = \Delta t \cdot \exp\left(-\pi(\Delta t f)^2\right) = \frac{1}{\Delta f}\exp\left(-\pi\left(\frac{f}{\Delta f}\right)^2\right)$$

10.2. Energie wichtiger Impulse mit Amplitude A

$E_S\{\mathrm{rect}(\frac{t}{\alpha T})\} = A^2\alpha|T| \qquad E_S\{\mathrm{tri}(\frac{t}{\alpha T})\} = \frac{2}{3}\alpha|T|A^2$
$E_S\{\mathrm{sinc}(\frac{t}{\alpha T})\} = A^2|\alpha||T| \qquad$ Rampe 0 bis αT: $\frac{\alpha}{3}|T|A^2$

10.3. Bandbreite

Absolut: Alle positiven Frequenzen
B_{99} Bandbreite: 99% der Signalenergie bzw. -leistung liegen in diesem Bandbreitenbereich (geht auch mit 90%)
B_{6dB} Bandbreite: Bis Hälfte des Spektrums $G(f)$
B_{3dB} Bandbreite: Bis Hälfte der Leistung
B_N Äquivalente Rauschbandbreite

Bandbreiteneffizienz (Effizienz des Modulationsverfahrens):
$\eta = \frac{\text{Übertragungsrate}}{\text{NF Bandbreite}} \qquad [\eta] = \frac{\mathrm{bit/s}}{\mathrm{Hz}}$
Beispiel GSM: $\eta = 0.88\frac{\mathrm{bit/s}}{\mathrm{Hz}}$, LTE: $\eta = \frac{3\mathrm{Gbit/s}}{100\mathrm{MHz}} = 30\frac{\mathrm{bit/s}}{\mathrm{Hz}}$

10.4. Frequenz-Zeit-Unschärfe

Ein Signal kann nicht gleichzeitig hart Band- und Zeitbegrenzt sein!
Unschärfe: $T_D \cdot B_0 \geq \frac{1}{4\pi}$

Nach Trägheitsradius definiert. (Integral $\int_{-\infty}^{\infty} t^2 g_s^2\,\mathrm{d}t$ konvergiert)

Schrankenfunktion für Spektrum:
Falls das Zeitsignal in der n-ten Ableitung das *erste* mal einen Sprung aufweist, gilt für das Betragsspektrum:

$$|X(f)| \propto \frac{1}{|f|^{n+1}} \qquad \text{für große } |f|$$

Anmerkung: n kann auch negativ sein! Bsp: $\delta(t) \Rightarrow n = -1$

10.5. Nyquist Bedingungen

10.5.1. 1. Bedingung: Kein Symbolübersprechen

Impulsantwort $g[nT] = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases}$

Fordert maximale vertikale Öffnung des Auges
Impuls Nullstellen: $\pm 1T, \pm 2T, \pm 3T, \ldots$

Zeitbereich: $A\{g(t)\} = T\sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT) \cdot \delta(t - nT) = T \cdot \delta(t)$

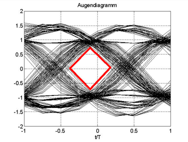
Frequenzbereich: $P\{G(f)\} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} G(f - \frac{k}{T}) = T$

10.5.2. 2. Bedingung: Verschärfung 1. Bedingung

Impulsantwort $g\left[k\frac{T}{2}\right] = \begin{cases} 1 & k = 0 \\ g\left[\frac{T}{2}\right] & k = \pm 1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$

Fordert maximale horizontale Öffnung des Auges
Zusätzliche Impuls Nullstellen: $\pm 1.5T, \pm 2.5T, \pm 3.5T, \ldots$

10.6. Augendiagramm



Bestimmung des Augendiagramm (4 Durchläufe): Für die Bereiche $[-T_A, 0]$ und $[0, T_A]$ werden die relevanten Pulse so überlagert(positiv oder negativ), dass das Auge minimal wird. Daraus ergibt sich die Überlagerungstabelle.

Beispiel mit 1 Vor- und 2 Nachläufern:

D_{-2}	D_{-1}	D_1	$\boldsymbol{D_{-1}}$	$\boldsymbol{D_1}$	$\boldsymbol{D_2}$
$+1$	-1	-1	-1	-1	$+1$
-1	$+1$	$+1$	$+1$	$+1$	-1

Vertikale Öffnung A_v: Maß für Empfindlichkeit gegenüber Rauschen
Horizontale Öffnung A_h: Maß für Empfindlichkeit gegenüber Schwankungen des Abtastzeitpunkts

10.7. Korrelation

Ein Maß für die Ähnlichkeit zweier Signale $x(t), y(t)$ bei Verschiebung.
Korrelationskoeffizient $\rho_{xy} = \frac{E_{xy}}{\sqrt{E_x \cdot E_y}} = \frac{\varphi_{xy}(0)}{\sqrt{\varphi_x(0) \cdot \varphi_y(0)}}$

Es gilt: Korreliert $\rho = 1$, Orthogonal $\rho = 0$, Antipodisch $\rho = -1$

Kreuzkorrelationsfkt. zwischen zueinander verschobenen Signalen:

$$\boxed{\varphi_{xy}(\tau) = \varphi_{yx}(-\tau) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot y(t+\tau)\,\mathrm{d}t}$$

Zusammenhang mit Faltung: $\varphi_{xy}(\tau) = x(-t) * y(t)|_{t=\tau}$

Autokorrelationsfkt. AKF ist Kreuzkorrelation mit sich selbst ($y = x$):
$\varphi_x(\tau) = \varphi_{xx}(\tau)$ Anwendung: Erkennen von Perioden

Energiebeziehung: $E_{x,y} = \rho_{x,y}\sqrt{E_x E_y}$ mit

Energie $E_x = \int\limits_{-\infty}^{\infty} x(t)^2\,\mathrm{d}t = \int\limits_{-\infty}^{\infty} \Phi_x\,\mathrm{d}f = \varphi_{xx}(0)$ (endl. Sig.)

Leistung $P_x = \mathrm{E}[X^2] = \frac{1}{2T}\int\limits_{-T}^{T} x(t)^2\,\mathrm{d}t$ (period. Sig.)

Leistungsdichtespektrum $\Phi_x(f)$ ist definiert als $\varphi_x \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!-\!\!\bullet} \Phi(f)$

Periodische Signale: $\overline{\varphi}_{xy}(\tau) = \frac{1}{2T}\int_{-T}^{T} x(t)y(t+\tau)\,\mathrm{d}t$
Stochastische Signale: $\varphi_{XY}(\tau) = \mathrm{E}[X(t) \cdot Y(t+\tau)]$
$\rho_{X,Y} = \frac{\mathrm{Cov}[X\,Y]}{\sigma_X \sigma_Y}$
$\int\limits_{-\infty}^{\infty} \Phi_X(f)\,\mathrm{d}f = \varphi_X(0) = \mathrm{Var}[X] + \mathrm{E}[X]^2 = \sigma_X^2 + \mu_X^2$

11. Analoger Übertragungskanal

$r(t) = h(t) * s(t)$ $R(f) = H(f) \cdot S(f)$
Verzerrungsfrei: $h(t) = h_0\,\delta(t - t_0)$ $H(f) = h_0 e^{-\mathrm{i}2\pi f t_0}$

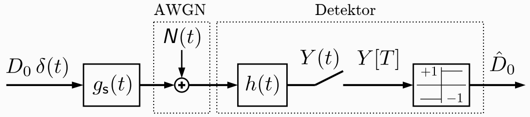
11.1. AWGN – Additive White Gaussian Noise

Weißes Rauschen N enthält alle Frequenzen. Thermisch: $N_0 = k_B T$

PDF	$f_N(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\cdot\sigma} e^{-\frac{n^2}{2\sigma^2}}$	
LDS:	$\Phi_N(f) := \frac{N_0}{2}$	für $f < 10\,\mathrm{GHz}$
AKF:	$\varphi_n(\tau) = \frac{N_0}{2}\delta(\tau)$	$\Rightarrow 0$ für $\tau \neq 0$
Leistung	$P_N = \int \Phi_N\,\mathrm{d}f = \sigma^2 = B \cdot N_0$	

Äquivalente Rauschbandbreite B_N: Bandbreite eines idealen Tiefpasses, der die selbe Rauschleistung P_N erzeugt, wie das reale Tiefpassfiltersystem.

12. Detektion im Rauschen



gewähltes Bit $\hat{D}_n$ eines tatsächlichen Bits $D_n = \{1, 0\}$
Ziel: $\mathrm{P}(\hat{D}_n \neq D_n)$ soll minimal sein.
Lösung: maximiere SNR zum Abtastzeitpunkt nT
Rauschleistung nach Filterung mit $h(t)$:
$P_N = \int\limits_{-\infty}^{\infty} \Phi_N\,|H(f)|^2\,\mathrm{d}f = \frac{N_0}{2}\int\limits_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2\,\mathrm{d}f$

$\rightarrow$ mit Satz von Parseval gilt : $P_N = \frac{N_0}{2}\int\limits_{-\infty}^{\infty} |h(t)|^2\,\mathrm{d}t$

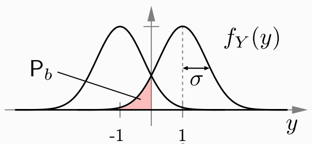
momentane Signalleistung: $P_s(t) = |y_s(t)|^2$

mittlere Signalleistung: $P_s = \lim\limits_{T\to\infty} \frac{1}{2T}\int\limits_{-T}^{T} |y_s(t)|^2\,\mathrm{d}t$

12.1. Matched Filter

Signalangepasster Filter damit Signal im AWGN Kanal zum Abtastzeitpunkt die maximale SNR hat. Impulsantwort des Matched Filters:
$h_{\mathrm{MF}}(t) = K \cdot \boldsymbol{g}_s^*(T - t)$ (entspricht gewendetem Sendeimpuls)
$H_{\mathrm{MF}}(f) = K \cdot \boldsymbol{G}_s^*(f) \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f T}$
Maximum SNR: $\frac{P_s}{P_N} = \frac{2E_s}{N_0}$

12.2. Fehlerwahrscheinlichkeit P_b



$\mathrm{P}_b = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{z_0}^{\infty} \mathrm{e}^{\frac{-z^2}{2}}\,\mathrm{d}z = Q(z_0) = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{2}\mathrm{SNR}}\right)$
Substituiere z_0
Für matched Filter: $\mathrm{P}_b = Q(\sqrt{P_s/P_n}) = Q(\sqrt{Y_s^2/\sigma_N^2}) = Q(\sqrt{2E_s/N_0}) = Q(\sqrt{\mathrm{SNR}})$

12.3. Zeitdiskreter AWGN-Kanal

$\sigma^2 = \frac{\sigma_N^2}{A^2} = \frac{N_0}{2E_s} = \frac{1}{\mathrm{SNR}}$

12.4. Unabhängiges (unkorreliertes) Rauschen

Falls die erste Nyquistbedingung erfüllt und maximale SNR:
$\Rightarrow$ Die Folge abgetasteter Rauschanteile ist unabhängig!

13. Lineare, digitale Modulation

13.1. Allgemeines

Dimensionen: Phase (sin/cos), Polarisation (hori/vert)
Die meisten Medien übertragen um eine Trägerfrequenz f_0 (Bandpass)

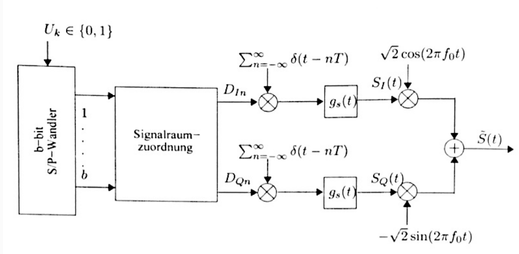
Bandpass-Sendesignal (moduliert mit $S(t)$):
$\tilde{S}(t) = A(t)\sqrt{2}\cos\left(2\pi(f_0 + F(t))t + \varphi_0(t)\right)$

Inphasenanteil (Cosinusträger) $S_I(t) = A(t)\cos(\varphi'(t))$
Quadraturanteil (Sinusträger) $S_Q(t) = A(t)\sin(\varphi'(t))$
Amplitude: $|A(t)| = \sqrt{S_I^2(t) + S_Q^2(t)}$
Phase: $\varphi'(t) = \arctan\frac{S_Q(t)}{S_I(t)}$
Mittl. Energie pro Symbol: $\overline{E}_S = \mathrm{E}[D_{I_n}^2 + D_{Q_n}^2] \cdot \underbrace{\int_0^T |g_s(t)|^2\,\mathrm{d}t}_{E_{g_s}}$

Energie je Bit : $E_{\mathrm{bit}} = \frac{\overline{E}_S}{\#\,\mathrm{Bits}}$

Anfälligkeit gegenüber Rauschen: $d_{\min}$

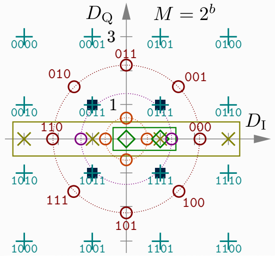
13.2. Modulation und Signalraumzuordnung



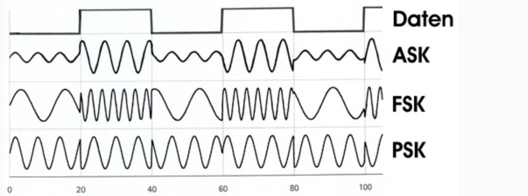
Moduliertes Sendesignal
$\tilde{S}(t) = S_I(t)\sqrt{2}\cos(2\pi f_0 t) - S_Q(t)\sqrt{2}\sin(2\pi f_0 t)$
$= \left[\sum\limits_{n=-\infty}^{\infty} D_{I_n}\,g_s(t - nT)\right]\sqrt{2}\cos(2\pi f_0 t)$
$- \left[\sum\limits_{n=-\infty}^{\infty} D_{Q_n}\,g_s(t - nT)\right]\sqrt{2}\sin(2\pi f_0 t)$

13.3. Modulationsarten

linear: AM $A(t)$, ASK, PSK
nicht linear: FM $F(t)$, PM $\varphi(t)$, FSK
Probleme: Nichtlineare Verstärker verzerren Raumpunkte



Modulation:	b	$\mathrm{E}[D_I^2 + D_Q^2]$
OOK	1	0.5
4ASK	2	5
4QAM/QPSK	2	2
16QAM	4	10
BPSK/2ASK	1	r_1^2
QPSK	2	r_2^2
8PSK	3	r_3^2



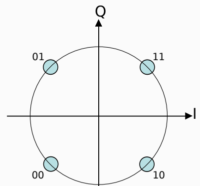
13.4. On-Off Keying (OOK)

Intensitätsmodulation mit $b = 1$ (Laser an oder aus)
Mittlere Energie pro Symbol: $E_s = \frac{A_{\mathrm{on}}^2}{2}$

13.5. Amplitude Shift Keying (M-ASK)

Für M Stufen mit Abstand Δ gilt: $\mathrm{E}[D_I^2] = \frac{\Delta^2(M^2-1)}{12}$

13.6. Phase Shift Keying (PSK)



$d_I^2 + d_Q^2 = r^2$ (meist $r = 1$)
$E_s = \mathrm{E}[D_I^2 + D_Q^2]\int_0^T |g_s(t)|^2\,\mathrm{d}t$

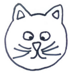
Offset: verhindert harte Übergänge (Nicht durch Null)
Gray-Codierung zwischen benachbarten Symbolen: Fehler in der Symbolerkennung hat nur geringe Bitfehler

13.6.1. DPSK

Differentielle binäre Phasenmodulation
0: Phase bleibt gleich, 1: Phase ändert sich

13.7. Quadraturamplitudenmodulation (M-QAM)

Für M Stufen und Abstand Δ: $\mathrm{E}[D_I^2 + D_Q^2] = \frac{\Delta^2(M-1)}{6}$

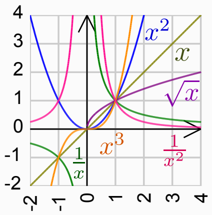
Auch wichtig:  $\overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!-\!\!\bullet}$ 

Eigene Notizen:

Anhang

14. Mathematik

14.1. Polynome $P(x) \in \mathbb{R}[x]_n = \sum_{i=0}^{n} a_i x^i$ vom Grad n



Gerade durch Punkt $P(x_0, y_0)$:
$y = m(x - x_0) + y_0$

Quadratisch: $y = ax^2 + bx + c$
Mitternachtsformel für Nullstellen:

$$\boxed{x_{1/2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}}$$

14.2. Exponentialfunktion und Logarithmus

$a^x = e^{x \ln a}$	$\log_a x = \frac{\ln x}{\ln a}$	$\ln x \leq x - 1$
$\ln(x^a) = a\ln(x)$	$\ln(\frac{x}{a}) = \ln x - \ln a$	$\log(1) = 0$

14.3. Sinus, Cosinus $\quad \sin^2(x) + \cos^2(x) = 1$

x / φ	0 / $0°$	$\pi/6$ / $30°$	$\pi/4$ / $45°$	$\pi/3$ / $60°$	$\frac{1}{2}\pi$ / $90°$	π / $180°$	$1\frac{1}{2}\pi$ / $270°$	2π / $360°$
sin	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	1	0	-1	0
cos	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{2}$	0	-1	0	1
tan	0	$\frac{\sqrt{3}}{3}$	1	$\sqrt{3}$	$\pm\infty$	0	$\mp\infty$	0

Additionstheoreme	Stammfunktionen
$\cos(x - \frac{\pi}{2}) = \sin x$	$\int x\cos(x)\,dx = \cos(x) + x\sin(x)$
$\sin(x + \frac{\pi}{2}) = \cos x$	$\int x\sin(x)\,dx = \sin(x) - x\cos(x)$
$\sin 2x = 2\sin x \cos x$	$\int \sin^2(x)\,dx = \frac{1}{2}(x - \sin(x)\cos(x))$
$\cos 2x = 2\cos^2 x - 1$	$\int \cos^2(x)\,dx = \frac{1}{2}(x + \sin(x)\cos(x))$
$\sin(x) = \tan(x)\cos(x)$	$\int \cos(x)\sin(x) = -\frac{1}{2}\cos^2(x)$

$\sin(x \pm y) = \sin x \cos y \pm \sin y \cos x \qquad \sin x = \frac{1}{2\mathrm{i}}(e^{\mathrm{i}x} - e^{-\mathrm{i}x})$
$\cos(x \pm y) = \cos x \cos y \mp \sin x \sin y \qquad \cos x = \frac{1}{2}(e^{\mathrm{i}x} + e^{-\mathrm{i}x})$

14.4. Integralgarten

Partielle Integration: $\int uw' = uw - \int u'w$
Substitution: $\int f(g(x))g'(x)\,dx = \int f(t)\,dt$

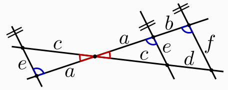
$F(x) - C$	$f(x)$	$f'(x)$
$\frac{1}{q+1}x^{q+1}$	x^q	qx^{q-1}
$\frac{2\sqrt{ax^3}}{3}$	$\sqrt{ax}$	$\frac{a}{2\sqrt{ax}}$
$x\ln(ax) - x$	$\ln(ax)$	$\frac{a}{x}$
$\frac{1}{a^2}e^{ax}(ax - 1)$	$x \cdot e^{ax}$	$e^{ax}(ax + 1)$
$\frac{a^x}{\ln(a)}$	a^x	$a^x\ln(a)$
$-\cos(x)$	$\sin(x)$	$\cos(x)$
$\cosh(x)$	$\sinh(x)$	$\cosh(x)$
$\mathrm{Si}(x)$	$\mathrm{sinc}(x)$	$\frac{x\cos(x) - \sin(x)}{x^2}$
$-\ln\lvert\cos(x)\rvert$	$\tan(x)$	$\frac{1}{\cos^2(x)}$

$\int e^{at}\sin(bt)\,dt = e^{at}\frac{a\sin(bt) + b\cos(bt)}{a^2 + b^2}$

$\int xe^{ax^2}\,dx = \frac{1}{2a}e^{ax^2} \qquad \int t^2 e^{at}\,dt = \frac{(ax-1)^2+1}{a^3}e^{at}$

2^1	2^2	2^3	2^4	2^5	2^6	2^7	2^8	2^{16}
2	4	8	16	32	64	128	256	65536

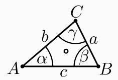
15. Geometrie $\qquad a^2 + b^2 = c^2$



Strahlensatz:
$a : b = c : d \qquad \frac{a+b}{c+d} = \frac{a}{c} = \frac{b}{d}$
$\frac{a}{a+b} = \frac{c}{c+d} = \frac{e}{f}$

Innenwinkelsumme im n-Eck: $(n-2) \cdot 180°$

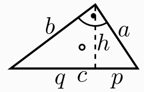
Allg. Dreieck $\triangle ABC$ mit Seiten a, b, c und Winkel α, β, γ:



Kosinussatz: $c^2 = a^2 + b^2 - 2ab\cos(\gamma)$
Sinussatz: $\frac{a}{\sin\alpha} = \frac{b}{\sin\beta} = \frac{c}{\sin\gamma}$
Projektionssatz: $c = a\cos\beta + b\cos\alpha$

Höhe $h_c = a\sin\beta = b\sin\alpha \qquad$ Fläche $A = \frac{1}{2}h_c c = \frac{1}{2}h_a a$
Schwerpunkt: $x_S = \frac{1}{3}(x_A + x_B + x_C) \qquad y_S = \frac{1}{3}(y_A + y_B + y_C)$

Rechtwinkliges Dreieck $\triangle ABC$ mit $\gamma = 90°$ bei C

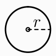


Pythagoras: $a^2 + b^2 = c^2$
Höhensatz: $h^2 = pq$
Kathetensatz: $a^2 = pc$
$a = c\sin\alpha = c\cos\beta = b\tan\alpha$

Pyramide mit beliebiger Grundfläche G

$V = \frac{1}{3}G \cdot h$
SP: liegt auf h mit $y_S = h/4$

Zylinder/Prisma
$V = G \cdot h$
$M = U \cdot h$



Kreis: $A = \pi r^2 \qquad U = 2\pi r$
Kugel: $V = \frac{4}{3}\pi r^3 \qquad O = 4\pi r^2$
Kreissehne: $s = 2r\sin(\alpha/2)$

16. Stochastik

16.1. Der Wahrscheinlichkeitsraum $(\Omega, \mathbb{F}, \mathrm{P})$

Ein Wahrscheinlichkeitsraum $(\Omega, \mathbb{F}, \mathrm{P})$ besteht aus

Ergebnismenge	$\Omega = \{\omega_1, \omega_2, \dots\}$	Ergebnis $\omega_j \in \Omega$
Ereignisalgebra	$\mathbb{F} = \{A_1, A_2, \dots\}$	Ereignis $A_i \subseteq \Omega$
Wahrscheinlichkeitsmaß	$\mathrm{P} : \mathbb{F} \to [0, 1]$	$\mathrm{P}(A) = \frac{\lvert A \rvert}{\lvert\Omega\rvert}$

Es gilt: $\mathrm{P}(A \cup B) = \mathrm{P}(A) + \mathrm{P}(B) - \mathrm{P}(A \cap B)$

Bedingte Wahrscheinlichkeit für A falls B bereits eingetreten ist:
$\mathrm{P}_B(A) = \mathrm{P}(A|B) = \frac{\mathrm{P}(A \cap B)}{\mathrm{P}(B)}$
Multiplikationssatz: $\mathrm{P}(A \cap B) = \mathrm{P}(A|B)\,\mathrm{P}(B) = \mathrm{P}(B|A)\,\mathrm{P}(A)$

Erwartungswert: $\mathrm{E}[X] = \mu = \sum x_i P(x_i) = \int_{\mathbb{R}} x \cdot f_X(x)\,dx$

Varianz: $\mathrm{Var}[X] = \mathrm{E}\left[(X - \mathrm{E}[X])^2\right] = \mathrm{E}[X^2] - \mathrm{E}[X]^2$
Standard Abweichung $\sigma = \sqrt{\mathrm{Var}[X]}$

Covarianz: $\mathrm{Cov}[X, Y] = \mathrm{E}[(X - \mathrm{E}[X])(Y - \mathrm{E}[Y])] = \mathrm{Cov}[Y, X]$

Binominialverteilung (diskret, n Versuche, k Treffer):
$P(X = k) = \binom{n}{k}p^k(1-p)^{n-k} \qquad \mu = np \qquad \sigma^2 = np(1-p)$

Korrelation ist ein Maß für den linearen Zusammenhang von Variablen

Kreuzkorrelation von X und Y: $\boxed{r_{xy} = \frac{\mathrm{Cov}(X, Y)}{\sigma_X \sigma_Y}}$

16.2. Normalverteilung

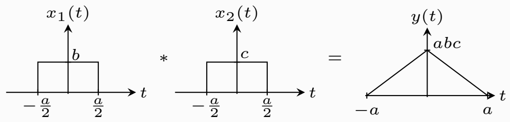
PDF: $\boxed{f_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}}e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad x \in \mathbb{R}}$

$\mathrm{E}(X) = \mu$ Erwartungswert	$\mathrm{Var}(X) = \sigma^2$ Varianz	$\varphi_X(\omega) = e^{j\omega\mu - \frac{\omega^2\sigma^2}{2}}$ Charakt. Funktion

17. Signale

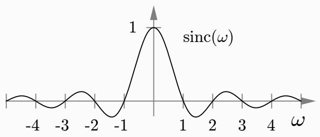
17.1. Faltung von Signalen

$$\boxed{x(t) * h(t) = h(t) * x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \cdot h(t - \tau)\,d\tau}$$



$\mathrm{sinc}\left(\frac{t}{T_A}\right) * \mathrm{sinc}\left(\frac{t}{T_A}\right) = T_A\,\mathrm{sinc}\left(\frac{t}{T_A}\right)$

17.2. sinc-Singal



$\mathrm{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$
$= \mathrm{si}(\pi x)$

FT:
$\mathrm{sinc}(t) \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!-\!\!\bullet} \mathrm{rect}(f)$

18. Fouriertransformation

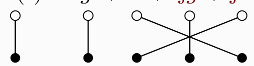
$$\boxed{\underset{\text{Zeitbereich}}{x(t)} \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!-\!\!\bullet} \underset{\text{Frequenzspektrum}}{X(f)} := \int_{-\infty}^{\infty} x(t)\exp(-\mathrm{j}2\pi ft)\,dt}$$

18.1. Eigenschaften der Fouriertrafo

Linearität:	$\alpha x(t) + \beta g(t) \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!-\!\!\bullet} \alpha X(f) + \beta G(f)$
Zeitverschiebung:	$x(t - \tau) \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!-\!\!\bullet} e^{-\mathrm{j}2\pi f\tau}X(f)$
Frequenzversch.	$e^{\mathrm{j}2\pi f_0 t} \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!-\!\!\bullet} X(f - f_0)$
Vertauschung:	$U^*(t) \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!-\!\!\bullet} u^*(f)$
Stauchung	$x(ct) \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!-\!\!\bullet} \frac{1}{\lvert c\rvert}X(\frac{f}{c})$
Ableitung	$x^{(n)}(t) \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!-\!\!\bullet} (\mathrm{j}2\pi f)^n X(f)$
Integral	$\int_{-\infty}^{t} x(\tau)\,d\tau \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!-\!\!\bullet} \left(\frac{1}{2}\delta(f) - \frac{\mathrm{j}}{2\pi f}\right)X(f)$
Faltung:	$(x * g)(t) \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!-\!\!\bullet} X(f) \cdot G(f)$
Parseval:	$\int_{-\infty}^{+\infty} u_1(t) \cdot u_2^*(t)\,dt = \int_{-\infty}^{+\infty} U_1(f) \cdot U_2^*(f)\,df$
Energie:	$E = \int_{-\infty}^{+\infty} \lvert u(t)\rvert^2\,dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \lvert U(f)\rvert^2\,df$

Zusammenhang zwischen geraden und ungeraden Signalanteilen:

$$x(t) = g + u + \mathrm{j}g + \mathrm{j}u$$

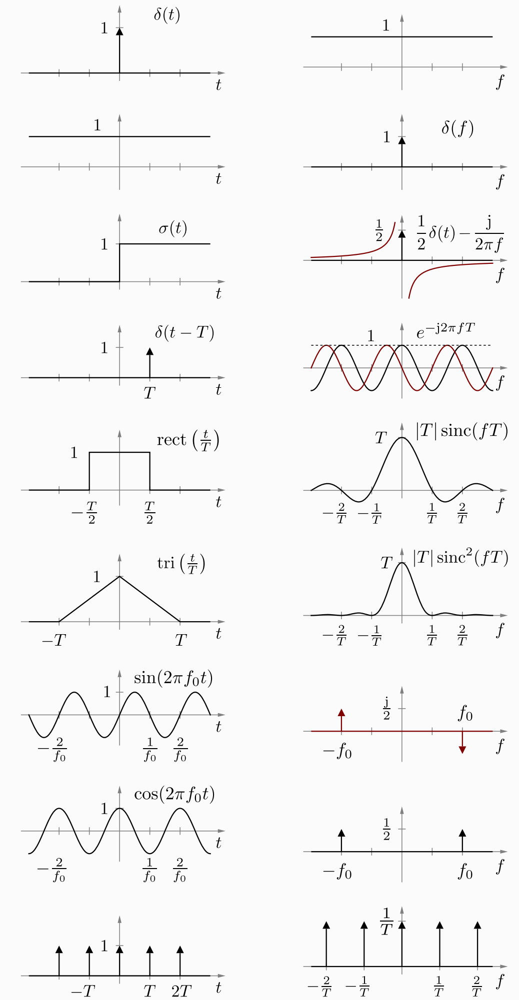


$$X(f) = G + U + \mathrm{j}G + \mathrm{j}U$$

$x(t) \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!-\!\!\bullet} X(f) \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!-\!\!\bullet} x(-t) \overset{\mathcal{F}}{\circ\!\!-\!\!\bullet} X(-f)$
Bei periodischen Signalen: Fourierreihen!

18.2. Wichtige Fouriertransformationen

Zeitfunktion	Spektrum



18.3. Weitere Paare

$f(t)$	$F(\omega)$	$f(t)$	$F(\omega)$
$\lvert t^n\rvert$	$\frac{2n!}{(\mathrm{i}\omega)^{n+1}}$	$\mathrm{sinc}(\frac{t}{T})$	$T\,\mathrm{rect}(fT)$
t^n	$2\pi\mathrm{i}^n\delta^{(n)}(\omega)$	$\frac{t^{n-1}}{(n-1)!}e^{-at}u(t)$	$\frac{1}{(a+\mathrm{i}\omega)^n}$
		$\exp(-\alpha t)$	$\frac{1}{\mathrm{i}2\pi f + \alpha}$

19. E-Technik

19.1. title

20. Naturkonstanten