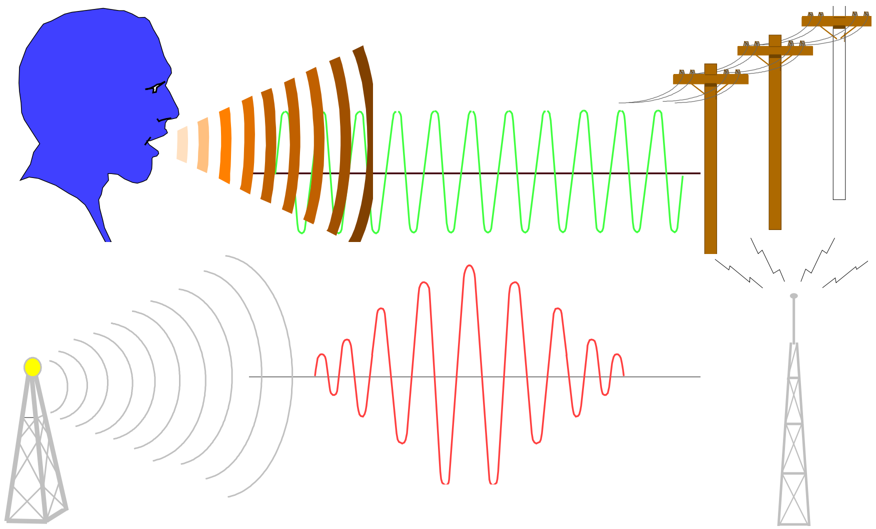
Formelsammlung
Nachrichtentechnik



Autor: Drifte Marcel

Datum: 19. Nov. 2006

Dokumentname: **NachrTech.sxw** *(openoffice.org)*

Dokument zu finden unter: **www.formelsammlung.telabo.ch**

Inhaltsverzeichnis

1. Digitale Daten

1.1 Entscheidungsgehalt pro Zeichen

$$H_0 = \log_2(N)$$

Siehe auch 1.9

N	: Zeichenvorrat	[ ]
H_0	: Entscheidungsgehalt	[bit]

zB. ASCII N=256 => H_0=8

1.2 Informationsgehalt eines Zeichen

$$H_i = \log_2\left(\frac{1}{p_i}\right)$$

p_i	: Häufigkeit des Auftretens des i-ten Zeichen	[0..1]
H_i	: Entscheidungsgehalt eines Zeichens	[bit]

1.3 Mittlerer Informationsgehalt pro Zeichen

$$H = \sum_{i=1}^{N} p_i \cdot H_i$$

Es gilt immer:

$$H \le H_0$$

N	: Anzahl Zeichen	[ ]
p_i	: Häufigkeit des Auftretens des i-ten Zeichen	[0..1]
H_i	: Entscheidungsgehalt eines Zeichens	[bit]
H	: mittlerer Informationsgehalt	[bit]

1.4 Codierung und Redundanz

1.4.1Mittlere Codewortlänge

$$L = \sum_{i=1}^{N} p_i \cdot L_i$$

Es gilt:

$$L \ge H$$

N	: Anzahl Zeichen	[ ]
L	: Mittlere Codwortlänge	[bit]
p_i	: Häufigkeit des Auftretens des i-ten Zeichen	[0..1]
L_i	: Codwortlänge des i-te Zeichen	[bit]
H	: mittlerer Informationsgehalt	[bit]

1.4.2 Absolute Redundanz

$$R = L - H$$

R	: Absolute Redundanz	[bit]
H	: mittlerer Informationsgehalt	[bit]
L	: Mittlere Codewortlänge	[bit]

1.4.3 Relative Redundanz

$$r = \frac{R}{L}$$

$$r = \frac{L-R}{L}$$

R	: Absolute Redundanz	[bit]
r	: Relative Redundanz	[0..1]
H	: mittlerer Informationsgehalt	[bit]
L	: Mittlere Codewortlänge	[bit]

1.4.4 Mittlere Zeichendauer

$$Tz = \sum_{i=1}^{N} p_i \cdot Tz_i$$

Tz	: Mittlere Zeichendauer	[s]
Tz_i	: Dauer des i-ten Zeichens	[s]
p_i	: Häufigkeit des Auftretens des i-ten Zeichen	[0..1]

1.5 Optimale Codierung nach Huffman

Idee: Sortieren nach Häufigkeit

Vorgehen:

1. Sortiere Zeichen nach Häufigkeit
2. Fasse die 2 mit der kleinsten Häufigkeit zusammen zu einem neuen Gruppe und Summiere die Häufigkeit.
3. Sortier Zeichen neu
4. Gehe zu Schritt 2 bis nur noch 2 Zeichen oder Gruppen in der Liste sind.
5. Erstelle Binärbaum und beginne mit Liste mit 2 Einträgen bis zum Schluss.

BEM: Damit Code entzifferbar ist dürfen Zeichen nur als Blätter des Codebaumes auftreten.

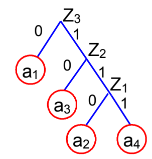
BSP:

X_i	p_i	
a_1	p_1	
a_3	p_3	
a_2	p_2	Z_1
a_4	p_4	Z_1

X_i	p_i	
a_1	p_1	
a_{24}	p_2+p_4	Z_2
a_3	p_3	Z_2

X_i	p_i	
a_1	p_1	Z_3
a_{243}	$p_2+p_4+p_3$	Z_3

Codebaum



1.6 Prüf- und korrigierbare Codes

Merkmale:
- Meist Code mit fester Länge
- Unvollständige Code Tabelle

Im Falle des 3 Bit Code gilt:
- Erkennung von 2 bit Fehlern
- Hamin Abstand d_{min}=3

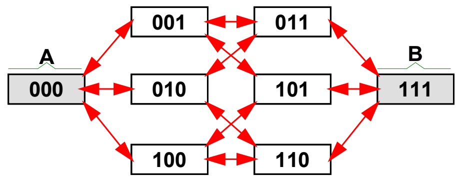
Haming Abstand:

d_{min}= kürzeste Distanz zwischen den Punkten A-B. Es werden die Strecken gezählt.

Es gilt:

$$q < d$$

BSP 3Bit Code für 2 Zeichen {A,B}



d_{min}	: Haming Abstand	[ ]
q	: Vielfachheit	[ ]

1.7 Maximale Datenrate über über eine Analog Verbindung (TF)

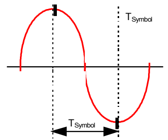
Die maximale Datenrate ist abhängig von der Bandbreite sowie dem Störabstand SNR

Symbolabstand:

$$T_{Symbol} = \frac{1}{2 \cdot B}$$

dh. max 2 Symbole pro Hz

Baudrate siehe 1.8



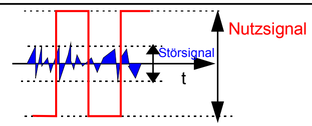
B	: Bandbreite	[Hz]
T_{Symbol}	: Symbolabstand	[s]

Unterscheidbare Signalpegel nach Shanon

$$N = \sqrt{1 + \frac{P_{Nutz}}{P_{Stoer}}}$$

$P_{Stör} << P_{Nutz}$

$$N \approx \sqrt{\frac{P_{Nutz}}{P_{Stoer}}}$$



P_{Nutz}	: Nutzsignal	[W]
$P_{Stör}$	: Störsignal	[W]
N	: Anzahl Signalpegel / Symbole	[ ]

1.8 Baudrate

$$Q' = \frac{1}{T_{Symbol}}$$

$$Q' = 2 \cdot B$$

Q'	: Baudrate	[bit/s]
B	: Bandbreite	[Hz]
T_{Symbol}	: Symbolabstand	[s]

Siehe auch 1.12

1.9 Entscheidungsgehalt pro Symbol

$$H_0 = \log_2(N) \approx \tfrac{1}{2}\log_2\left(\frac{P_{Nutz}}{P_{Stoer}}\right)$$

$$H_0 = \frac{1}{2} \cdot \frac{SNR_{dB}}{10 \cdot \log(2)}$$

$$H_0 \approx \frac{SNR_{dB}}{6}$$

N	: Anzahl Symbole	[ ]
H_0	: Entscheidungsgehalt	[bit]
P_{Nutz}	: Nutzsignal	[W]
$P_{Stör}$	: Störsignal	[W]
SNR	: (Signal to noise ration)	[dB]

1.10 Signal-Rausch Abstand

SNR (Signal to noise ration)

$$SNR = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{Nutz}}{P_{Stoer}}\right)$$

P_{Nutz}	: Nutzsignal	[W]
$P_{Stör}$	: Störsignal	[W]
SNR	: (Signal to noise ration)	[dB]

1.11 Mittlerer Nachrichtenfluss / Informationsfluss

$$H' = \frac{H_0}{T_{Symbol}}$$

$$H' = \frac{B \cdot SNR}{3}$$

H_0	: Entscheidungsgehalt	[bit]
B	: Bandbreite	[Hz]
H'	: Mitt. Nachrichtenfluss	[Bit/s]
T_{Symbol}	: Symbolabstand	[s]
SNR	: (Signal to noise ration)	[dB]

1.12 Kanalkapazität (Baudrate)

$$C = 2 \cdot B \cdot \log_2(N)$$

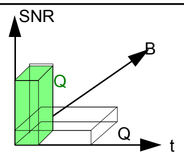
$$C \approx \frac{B \cdot SNR_{dB}}{3}$$

N	: Anzahl Symbole siehe 1.7	[ ]
C=H'	: Signal Kapazität	[Bit/s]
B	: Bandbreite	[Hz]
SNR	: (Signal to noise ration)	[dB]

Siehe auch 1.8

1.13 Nachrichten Quader

$$Q = \tfrac{1}{3} B \cdot SNR \cdot dt$$



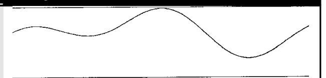
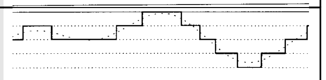
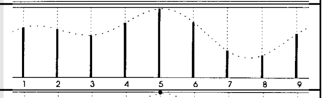
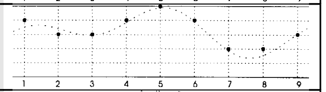
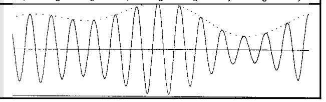
B	: Bandbreite	[Hz]
SNR	: (Signal to noise ration)	[dB]
t	: Zeit	[s]

2. Signale

2.1 Signal Klassifizierung

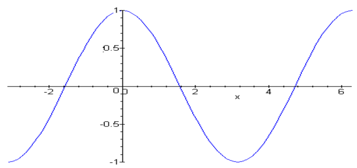
Klasse	Beschreibung
determiniert	Signalverlauf von -∞... -∞ bekannt
stochastisch	Signalverlauf ist zufällig und nur ausschnittsweise bekannt. Der Ausschnitt sollte eine rep. Stichprobe des gesamten Signals sein.
Leistungssignal	Unendliche Energieinhalt von -∞... -∞
Energiesignal	Einmaliges Signal mit endlichem Energieinhalt
periodisch	Ein sich wiederholender Signalverlauf
nicht periodisch	Signalverlauf nicht periodisch. Es kann sich um ein Leistungs- oder Energiesignal handeln

2.2 Signalarten

Signalart	Eigenschaften	Bild
Analog	Wert: kontinuierlich Zeit: kontinuierlich	
Quantisiert	Wert: diskret Zeit: kontinuierlich	
Abgetastet	Wert: kontinuierlich Zeit: diskret	
Digital	Wert: diskret Zeit: diskret	
Moduliert		

2.3 Harmonische Schwingung (Einton Signal)

Spezifikationsparameter



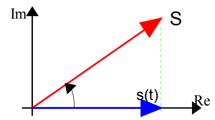
$\hat{s}$	: Amplitude	[ ]
f	: Frequenz	[Hz]
φ	: Phase	[rad]

Abmachung:

$\cos(\varphi) = 1 \quad \forall \quad \varphi = 0$

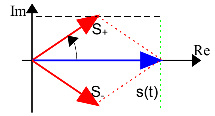
Einzeiger Darstellung

$$S = \hat{s} \cdot e^{+j(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi)}$$

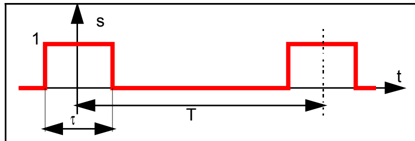


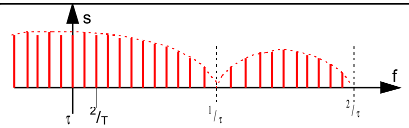
Zweizeiger Darstellung

$$S = \frac{\hat{s}}{2} \cdot e^{+j(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi)} + \frac{\hat{s}}{2} \cdot e^{-j(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi)}$$



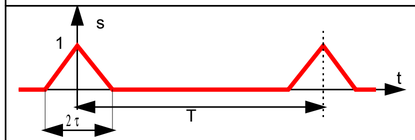
2.4 Linienspektren

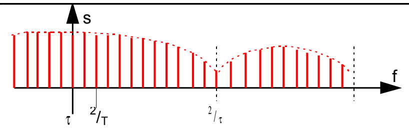




Formverlauf entspricht:

$$s = \left| \tau \cdot \frac{\sin(f \cdot \pi \cdot \tau)}{f \cdot \pi \cdot \tau} \right|$$





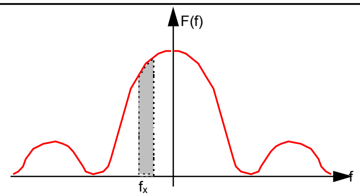
Formverlauf entspricht:

$$s = \tau \cdot \left(\frac{\sin(f \cdot \pi \cdot \tau)}{f \cdot \pi \cdot \tau} \right)^2$$

2.4.1 Spektrum „einmaliger" Signale

Fouriertransformation:

$$F(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt$$



Signal einer bestimmten Frequenz:

$$s_x = \int_{f_x}^{f_x+\varepsilon} s(f) \cdot df$$

e	: Bandbreite	[Hz]
f	: Frequenz	[Hz]
F	: Signal	[V/Hz]
s_x	: Signal	[V]

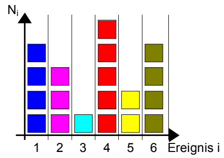
2.4.2 Fouriertransformation von Leistungssignalen

$$S(f) = \lim_{T \to \infty} \left(\frac{1}{T} \cdot \int_{-T/2}^{T/2} s(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \right)$$

2.5 Stochastische Signale

2.5.1 Absolute Häufigkeitsverteilung

Histogramm:



N_i	: Absolute Häufigkeit des Ereignisses	[ ]
i	: Ereignis	[ ]

2.5.2 Relative Häufigkeitsverteilung / Diskrete Häufigk.verteilung

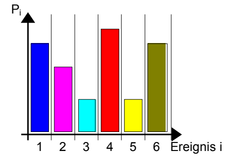
Wahrscheindlichkeit:

$$P_i = \frac{N_i}{\sum N_i}$$

Kontrolle:

$$\sum P_i = 1$$

Histogramm:



P_i	: Wahrscheinlichkeit dass das Ereignis im i-ten Intervall eintritt	[ ]
i	: Ereignis	[ ]
N_i	: Absolute Häufigkeit des Ereignisses	[ ]

2.5.3 Verteilungsdichte

Verteilungsdichte:

$$p(s) = k \cdot \tfrac{d}{dt} t(s)$$

Kontrolle:

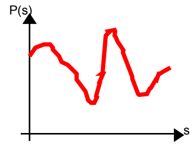
$$\int p(s)\ ds = 1$$

Wahrscheinlichkeit das mehre Ereignisse eintreffen:

$$P(s_1, s_2) = \int_{s1}^{s2} p(s)\ ds$$

es gilt: $s_1 \leq s \leq s_2$

Histogramm:



Die Verteilungsfunktion ergibt sich aus der Ableitung der Umkehrfunktion S^{-1}

p(s)	: Wahrscheinlichkeit	[ ]
s(t)	: Signal (Zeitverlauf)	[ ]
t(s)	: Signalfunktion nach t aufgelöst	[ ]
s	: Ereignis	[ ]
k	: Konstanter Faktor. Er kann anhand der Kontrollformel bestimmt werden.	

2.5.4 Statische Kennzahlen

Arithmetischer Mittelwert:

$$\bar{s} = \int_{-\infty}^{+\infty} s \cdot p(s)\ ds$$

Quadratische Mittelwert:(Leistung)

$$\overline{s^2} = \int_{-\infty}^{+\infty} s^2 \cdot p(s)\ ds$$

Streuung:

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (s - \bar{s})^2 \cdot p(s)\ ds$$

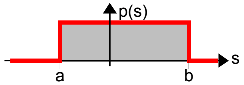
$$= \overline{s^2} - \bar{s}^2$$

Standardabweichung:

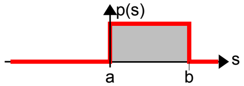
$$\sigma = \sqrt{\overline{s^2} - \bar{s}^2}$$

2.5.5 Typische Verteilfunktionen

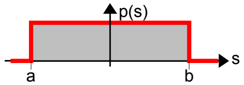
Allgemeine Gleichverteilung



Einseitige Gleichverteilung



Symmetrische Gleichverteilung



Normal- /Gaussverteilung

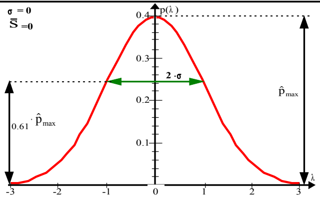
Allgemeine Form:

$$p(s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\cdot\sigma}\cdot e^{\frac{-(s-\bar{s})^2}{2\sigma^2}}$$

Normierte Form:

$$p(\lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\cdot e^{\frac{-\lambda^2}{2}} \qquad \lambda = \frac{s-\bar{s}}{\sigma}$$

Entspricht der Form $\bar{s}$ =0 und σ=1



p(s)	: Wahrscheinlichkeit	[ ]
σ	: Standardabweichung	siehe 2.5.4
$\bar{s}$	: Aritmetische mittel	siehe 2.5.4
s	: Ereignis	[ ]

2.6 Zeitmittelwert

2.6.1 Linearer Mittelwert

Aus der Zeitfunktion

$$\bar{s} = \frac{1}{T}\int_T s(t)\,dt$$

Aus den Fourier Koeffizienten

$$\bar{s} = a_0$$

Aus der Verteilungsdichte

$$\bar{s} = \int_{-\infty}^{\infty} s\cdot p(s)\,ds$$

a_0	: Fourier Koeffizienten	[ ]
s(t)	: Signalfunktion	[ ]
t	: Zeit	[s]
T	: Periode	[s]
p(s)	: Wahrscheinlichkeit	[ ]
s	: Ereignis	[ ]

2.6.2 Signalleistung

Aus der Zeitfunktion

$$P = \overline{s^2}$$

$$= \frac{1}{T}\int_T s^2(t)\,dt$$

Aus den Fourier Koeffizienten

$$P = \sum |c_n|^2$$ Summe aller koeefizenten

Aus der Dichteverteilung

$$P = \int_{-\infty}^{+\infty} s^2\cdot p(s)\,ds$$

Aus dem Leistungsspektrum

$$P = \int_{-\infty}^{+\infty} L_s(f)\,df$$

P	: Signalleistung	[V^2]
c_n	: kompl. Fourierkoeffizenten	[V]
t	: Zeit	[s]
T	: Periode	[s]
p(s)	: Wahrscheinlichkeit	[ ]
s	: Ereignis	[ ]

2.6.3 Effektivwert

$$s_{eff} = \sqrt{P}$$

P	: Leistung	[V^2]
s_{eff}	: Spannung	[V]

2.7 Korrelation

2.7.1 Definition

Korrelationsfunktion charakterisiert die Ähnlichkeit zweier Signale in Abhängigkeit eines Zeitlichen versatzes τ.
Es wird unterschieden zwischen:

- **Kreuzkorrelation:** Zwei unabhängige Signale werden verglichen

und

- **Autokorrelation:** Das Signal wird mit sich selbst verglichen.

MatLab: xcorr(s_x,s_y)

2.7.2 Korrelation zweier Leistungssignale

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s_x(t) \cdot s_y(t+\tau)\, dt$$

τ	: Versatz der Signale untereinander	[s]
s	: Signal	[ ]
t	: Zeit	[s]

2.7.3 Korrelation mit einem Energiesignal (eines oder beide)

$$R_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_x(t) \cdot s_y(t+\tau)\, dt$$

τ	: Versatz der Signale untereinander	[s]
s	: Signal	[ ]
t	: Zeit	[s]

2.8.1 Absoluter Pegel

Bezugsgrösse: Signal 1mW und R_L=600 Ω

Spannunspegel:

$$L_u = 20 \cdot \lg\left(\frac{U_x}{0.7746V}\right)$$

Strompegel:

$$L_i = 20 \cdot \lg\left(\frac{I_x}{1.29 \cdot 10^{-3} A}\right)$$

Leistungspegel

$$L = 10 \cdot \lg\left(\frac{P_x}{1 \cdot 10^{-3} W}\right)$$

L_u	: Spannungspegel	[dBm]
L_i	: Strompegel	[dBm]
L	: Leistungspegel	[dBm]

2.8.2 Relativer Pegel

Spannungspegel in dB

$$L_u = 20 \cdot \lg\left(\frac{U_x}{U_0}\right)$$

Strompegel in dB

$$L_i = 20 \cdot \lg\left(\frac{I_x}{I_0}\right)$$

Leistungspegel in dB

$$L = 10 \cdot \lg\left(\frac{P_x}{P_0}\right)$$

L_u	: Spannungspegel	[dB]
L_i	: Strompegel	[dB]
L	: Leistungspegel	[dB]

Spannungspegel in Np

$$L_u = 20 \cdot \ln\left(\frac{U_x}{U_0}\right)$$

Strompegel in Np

$$L_i = 20 \cdot \ln\left(\frac{I_x}{I_0}\right)$$

Leistungspegel in Np

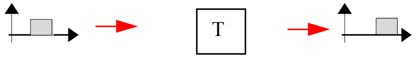
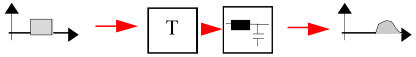
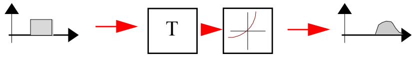
$$L = 10 \cdot \ln\left(\frac{P_x}{P_0}\right)$$

L_u	: Spannungspegel	[Np]
L_i	: Strompegel	[Np]
L	: Leistungspegel	[Np]

Umrechnung:

1 Np	= 8.688 dB
1dB	= 0.1151 Np

2.9 Übertragungsverhalten von 2 Toren

Verzerrungsfreie Übertragung	
Lineare Verzerrung (korrigierbar)	
Nichtlineare Verzerrung (nich korrigierbar)	

2.9.2 Klirrfaktor

Spannunssignale

$$k = \sqrt{\frac{\hat{s}_2^2 + \hat{s}_3^2 + \ldots}{\hat{s}_1^2 + \hat{s}_2^2 + \hat{s}_3^2 + \ldots}}$$

$\hat{s}_i$	: Amplituden der Harm. (Fourierkoef.)	[V]
$\hat{s}_i^2 = P$	: Signalleistung	[V^2]
k	: Klirrfaktor	[ ]

Aus dem Leistungsignalen

$$k = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \ldots}{P_1 + P_2 + P_3 + \ldots}}$$

Der Gleichspannunganteil wird ignoriert

Messtechnisch

$$k = \sqrt{\frac{P_{tot} - P_{DC} + P_1}{P_{tot} - P_{DC}}}$$

P_1	: Leistung der Grundharmonischen	[W]
P_{tot}	: Gesamtleistung des Signals	[W]
P_{DC}	: Leistung des DC Anteils	[W]

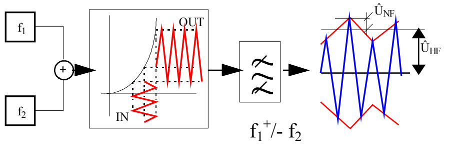
2.9.3 Intermodulationsmessungen

Die optimale Kurve des Verzerrrungsgliedes währe ein Quadratischekurve

Intermodulationsgrad:

$$m = \frac{\hat{U}_{NF}}{\hat{U}_{HF}}$$

m ist häufig in %



2.10 Digitale Signale

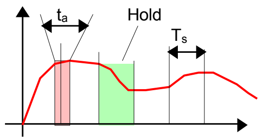
2.10.1 Digitalisierung

Die Digitalsierung setzt sich aus folgenden Schritten zusammen

1. Abtastung
2. Quantisierung
3. Codierung

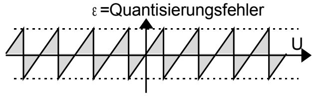
2.10.2 Abtastung

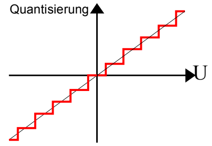
Abtastfrequenz	:	$f_s = {}^1/\, T_s$
Abtastperiode	:	T_s
Aperturzeit	:	t_a
Sample Hold	:	



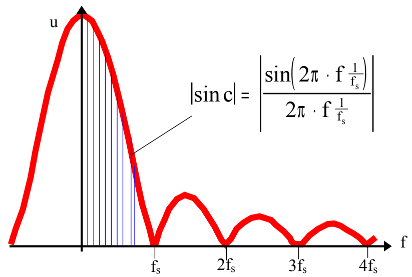
2.10.3 Quantisierung

Quantisierungsfehler:





2.10.4 Spektrum einer Holdschaltung D/A Wandler



f_s	: Abtastfrequenz	[Hz]
f	: Frequenz	[Hz]

3. Leitungstheorie

3.1 Leitungsbeläge

Widerstandsbelag

$$R' = \frac{dR}{dx}$$

Ableitungsbelag

$$G' = \frac{dG}{dx}$$

Induktivitätsbelag

$$L' = \frac{dL}{dx}$$

Kapazitätsbelag

$$C' = \frac{dC}{dx}$$

C'	: Kapazitätsbelag	[F/m]
G'	: Ableitungbelag	[S/m]
L'	: Induktivitätsbelag	[H/m]
R'	: Widerstandsbelag	[Ω/m]

Paralleldrahtleitung

$$C' = \frac{\pi\varepsilon}{\ln\left(\frac{a}{r}\right)}$$

$$L' = \frac{\mu}{\pi}\ln\left(\frac{a}{r} + k\right)$$

a	: Leiterabstand	[m]
r	: Radius	[m]
k	: Korrekturtherm (k→0 für f→ ∞)	[ ]
ε	: Dielektrizitätskonstante	[As/Vm]
μ	: Permeablität	[Vs/Am]

Koaxialkabel

$$C' = \frac{2\pi\varepsilon}{\ln\left(\frac{d_a}{d_i}\right)}$$

$$L' = \frac{\mu}{2\pi}\ln\left(\frac{d_a}{d_i} + k\right)$$

d_a	: Aussendurchmesser	[m]
d_i	: Innendurchmesser	[m]
k	: Korrekturtherm (k→0 für f→ ∞)	[ ]
ε	: Dielektrizitätskonstante	[As/Vm]
μ	: Permeablität	[Vs/Am]

Es gilt:

$$L' \cdot C' = \mu \cdot \varepsilon$$

C'	: Kapazitätsbelag	[F/m]
L'	: Induktivitätsbelag	[H/m]

3.2 Allgemeine Leitungsgleichungen

Für die Spannung

$$\frac{\partial^2 u(x,t)}{\partial x^2} = R'G'u(x,t) + (R'C' + G'L')\frac{\partial u(x,t)}{\partial t} + L'C'\frac{\partial^2 u(x,t)}{\partial t^2}$$

Für den Strom

$$\frac{\partial^2 i(x,t)}{\partial x^2} = R'G'i(x,t) + (R'C' + G'L')\frac{\partial i(x,t)}{\partial t} + L'C'\frac{\partial^2 i(x,t)}{\partial t^2}$$

C'	: Kapazitätsbelag	[F/m]
G'	: Ableitungbelag	[S/m]
i(x,t)	: Strom zum Zeitpunkt t am Ort x	[A]
L'	: Induktivitätsbelag	[H/m]
R'	: Widerstandsbelag	[Ω/m]
t	: Zeit	[s]
u(x,t)	: Spannung zum Zeitpunkt t am Ort x	[V]
x	: Leitungsposition	[m]

3.3 Verlustlose Leitung

Voraussetzung: R'=0 , G'=0 **bzw** R'<<ω·L' , G'<<ω·C'

Für die Spannung

$$u(x,t) = u_h\left(t - \frac{x}{v}\right) + u_r\left(t + \frac{x}{v}\right)$$

Für den Strom

$$i(x,t) = i_h\left(t - \frac{x}{v}\right) - i_r\left(t + \frac{x}{v}\right)$$

Wellengeschwindigkeit

$$v = \frac{1}{\sqrt{L'C'}}$$

C'	: Kapazitätsbelag	[F/m]
G'	: Ableitungbelag	[S/m]
i_h	: Summe aller hinlaufenden Wellen	[A]
i_r	: Summe aller rücklaufenden Wellen	[A]
L'	: Induktivitätsbelag	[H/m]
R'	: Widerstandsbelag	[Ω/m]
t	: Zeit	[s]
u_h	: Summe aller hinlaufenden Wellen	[V]
u_r	: Summe aller rücklaufenden Wellen	[V]
v	: Wellengeschwindigkeit	[m/s]
x	: Position	[m]

3.3.1 Wellenwiderstand in verlustlosen Leitung

Es gilt allgemein:

$$u_h = R_W \cdot i_h$$

$$u_r = R_W \cdot i_r$$

Wellenwiderstand

$$R_W = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \qquad R_W = \frac{1}{C' \cdot v}$$

C'	: Kapazitätsbelag	[F/m]
i_h	: Summe aller hinlaufenden Wellen	[A]
i_r	: Summe aller rücklaufenden Wellen	[A]
L'	: Induktivitätsbelag	[H/m]
R_w	: Wellenwiderstand	[Ω]
u_h	: Summe aller hinlaufenden Wellen	[V]
u_r	: Summe aller rücklaufenden Wellen	[V]
v	: Wellengeschwindigkeit	[m/s]

3.3.2 Messbare Grösse am Punkt x im Zeitpunkt t

Spannung:

$$u(x,t) = u_h(x,t) + u_r(x,t)$$

Strom:

$$i(x,t) = i_h(x,t) - i_r(x,t)$$

Leistung:

$$p(x,t) = p_h(x,t) - p_r(x,t)$$

i	: Strom	[A]
i_h	: Summe aller hinlaufenden Wellen	[A]
i_r	: Summe aller rücklaufenden Wellen	[A]
p	: Leistung	[W]
t	: Zeit	[s]
u	: Spannung	[V]
u_h	: Summe aller hinlaufenden Wellen	[V]
u_r	: Summe aller rücklaufenden Wellen	[V]
x	: Leitungsposition	[m]

3.3.3 Reflexion am Leitungsende / Anfang auf verlustloser Leitung

Reflexion hinlauf. Welle am Leitungsende

$$r_L = \frac{R_L - R_W}{R_L + R_W}$$

Es gilt: $u_r = r_L \cdot u_h \qquad i_r = r_L \cdot i_h$

Reflexion rückl. Welle am Leitungsanfang

$$r_Q = \frac{R_Q - R_W}{R_Q + R_W}$$

Es gilt: $u_h = r_Q \cdot u_r \qquad i_h = r_Q \cdot i_r$

r_L	: Reflexionsfaktor Last	[-1...1]
r_Q	: Reflexionsfaktor Quelle	[-1...1]
R_w	: Wellenwiderstand	[Ω]

Ende kurzgeschlossen:

r= -1

Ende offen:

r= 1

3.3.4 Sinusförmige Signale auf verlustloser Leitung

Phasengeschwindigkeit

$$v_p = v = \frac{1}{\sqrt{L'C'}}$$

Phasenbelag

$$\beta = \frac{\omega}{v} = \omega \cdot \sqrt{L'C'}$$

Wellenlänge

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{v}{f}$$

Verkürzungsfaktor

$$k = \frac{\lambda}{\lambda_0} = \frac{v_p}{c} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r \cdot \mu_r}}$$

ω	: Frequenz	[rad/s]
β	: Phasenbelag	
λ	: Wellenlänge	[m]
λ_0	: Wellenlänge Licht	[m]
μ_r	: Permeablitätszahl	[ ]
ε_r	: Permitivitätszahl	[ ]
c	: Lichtgeschwindigkeit	[m\s]
C'	: Kapazitätsbelag	[$^F/_m$]
f	: Frequenz	[Hz]
k	: Verkürzungsfaktor	
L'	: Induktivitätsbelag	[$^H/_m$]
v_p, v	: Phasengeschwindigkeit	[m/s]

3.3.5 Eingangsimpedanz auf verlustloser Leitung

Eingangsimpedanz der Leitung

$$Z_{Ein} = R_w \frac{1 + r_L e^{-j\beta \cdot 2 \cdot \ell}}{1 - r_L e^{-j\beta \cdot 2 \cdot \ell}}$$

$$Z_{Ein} = Z_L \frac{1 + j\frac{R_w}{Z_L}\tan(\beta \cdot \ell)}{1 + j\frac{R_w}{Z_L}\tan(\beta \cdot \ell)}$$

Eingangsimpedanz ende kurzgeschlossen

$$Z_{Ein0} = j \cdot R_W \cdot \tan(\beta \cdot \ell)$$

Eingangsimpedanz ende offen

$$Z_{Ein\infty} = -j \cdot R_W \cdot \cot(\beta \cdot \ell)$$

ℓ	: Leitungslänge	[m]
β	: Phasenbelag	
r_L	: Reflexionsfaktor Last	[-1...1]
r_Q	: Reflexionsfaktor Quelle	[-1...1]
R_w	: Wellenwiderstand	[Ω]
Z_{Ein}	: Eingangsimpedanz	[Ω]
Z_L	: Lastimpedanz	[Ω]

3.4.1 Sinusförmige Signale auf verlustbehafteter Leitung

Übertragungsbelag

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L') \cdot (G' + j\omega C')}$$

Dämpfungsbelag / Dämpfungskoeffizent

$$\alpha = \mathrm{Re}(\gamma)$$

Phasenbelag / Phasenkoeffizient

$$\beta = \mathrm{Im}(\gamma)$$

Wellenimpedanz

$$Z_w = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}}$$

Reflexionsfaktor der Last

$$r_L = \frac{Z_L - Z_W}{Z_L + Z_W}$$

Reflexionsfaktor der Quelle

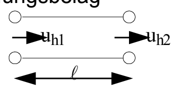
$$r_Q = \frac{Z_Q - Z_W}{Z_Q + Z_W}$$

α	: Dämpfungsbelag	[Np]
β	: Phasenbelag	
γ	: Übertragunsbelag	
ω	: Frequenz	[rad/s]
f	: Frequenz	[Hz]
L'	: Induktivitätsbelag	[$^H/_m$]
C'	: Kapazitätsbelag	[$^F/_m$]
Z_w	: Wellenwiderstand	[Ω]
ε_r	: Permitivitätszahl	[ ]
μ_r	: Permeablitätszahl	[ ]
c	: Lichtgeschwindigkeit	[m\s]
Z_L	: Lastimpedanz	[Ω]
ℓ	: Leitungslänge	[m]
r_L	: Reflexionsfaktor der Last	[ ]
r_Q	: Reflexionsfaktor der Quelle	[ ]
R'	: Widerstandsbelag	[$^Ω/_m$]
G'	: Ableitungbelag	[$^S/_m$]
Z_Q	: Quellenwiederstand	[Ω]
Z_L	: Lastwiderstand	[Ω]

Leitungsdämpfung

$$A = \alpha \cdot \ell$$

A	: Dämpfung	[dB]
ℓ	: Leitungslänge	[m]
α	: Dämpfungsbelag	[Np]



3.4.2 Eingangsimpedanz auf verlustbehafteter Leitung

Eingangsimpedanz

$$Z_{Ein} = \frac{u_1}{i_1}$$

$$Z_{Ein} = Z_w \frac{1 + r_L \cdot e^{-\gamma 2 \ell}}{1 - r_L \cdot e^{-\gamma 2 \ell}}$$

$$Z_{Ein} = Z_L \frac{1 + \frac{Z_W}{Z_L} \tanh(\gamma \cdot \ell)}{1 + \frac{Z_L}{Z_W} \tanh(\gamma \cdot \ell)}$$

Eingangsimpedanz ende kurzgeschlossen

$$Z_{Ein0} = Z_W \cdot \tanh(\gamma \cdot \ell)$$

Eingangsimpedanz ende offen

$$Z_{Ein\infty} = Z_W \cdot \coth(\gamma \cdot \ell)$$

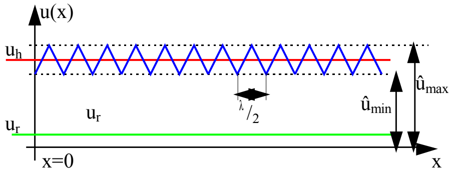
r_L	: Reflexionsfaktor Last	[-1...1]
r_Q	: Reflexionsfaktor Quelle	[-1...1]
Z_{Ein}	: Eingangsimpedanz	[Ω]
Z_w	: Wellenwiderstand	[Ω]
ℓ	: Leitungslänge	[m]
γ	: Übertragunsbelag	

3.5 Stehwellenverhältnis (VSWR)

$$VSWR = \frac{\hat{u}_{max}}{\hat{u}_{min}}$$

$$VSWR = \frac{u_h + u_r}{u_h - u_r}$$

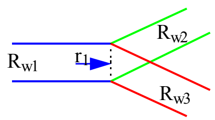
$$VSWR = \frac{1 + |r_L|}{1 - |r_L|}$$



VSWR	: Stehwellenverhältnis (Häufig in dB angegeben)	[ ]
r_L	: Reflexionsfaktor Last	[-1...1]
u_h	: Summe aller hinlaufenden Wellen	[V]
u_r	: Summe aller rücklaufenden Wellen	[V]

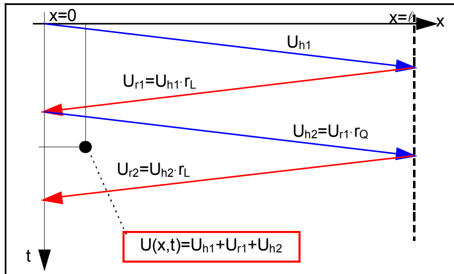
3.6 Leitungsverzweigungen

$$r_1 = \frac{(R_{w2} \| R_{w3}) - R_{w1}}{(R_{w2} \| R_{w3}) + R_{w1}}$$



r_1	: Reflexionsfaktor	[ ]

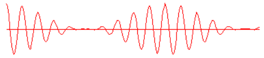
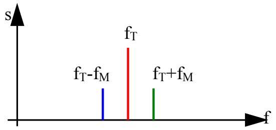
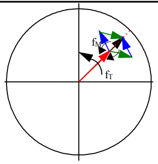
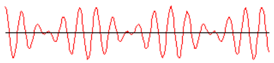
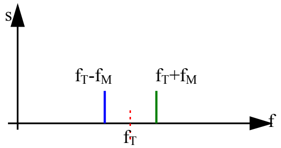
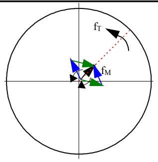
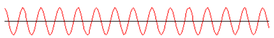
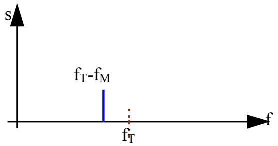
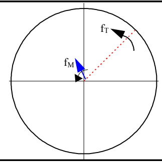
3.7 Beispiel eines Wellenfahrplans



ℓ	: Leitungslänge	[m]
x	: Position vom Leitungsanfang	[m]
t	: Zeit	[s]

4. Modulation

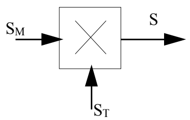
4.1 Amplituden modulierte Signale

AM (Amplitudenmoduliert klas.) **DSB** (Double Side Band) 		
ZM (Zweiseitenband moduliet ohne Träger) **DSBSC** (Double Side Band suppressed carryer) 		
EM (Einseitenband moduliert) **SSB(SC)** (Sigel Side Band) 		

4.2 Mischen von zwei Signalen

Gemischtes Signal

$$S(t) = \alpha_M \cdot S_M(t) \cdot S_T(t)$$



α_M : Modulationssteilheit [ ]
(Verstärkung des Modulators)

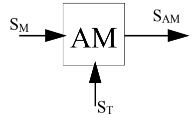
4.3 Klassische Amplitudenmodulation AM

HF Träger

$$S_T(t) = \hat{S}_T \cos(2\pi \cdot f_T \cdot t)$$

NF Signal

$$S_M(t) = \hat{S}_M \cos(2\pi \cdot f_M \cdot t)$$



Nicht lineare Kennlinie.

Moduliertes Signal

$$S_{AM}(t) = \hat{S}_T\left(1 + m\frac{S_M(t)}{\hat{S}_M}\right)\cos(2\pi f_T \cdot t)$$

$$S_{AM} = \hat{S}_T \cos(\omega_T t) + \frac{m}{2}\cos((\omega_T + \omega_M)\cdot t) + \frac{m}{2}\cos((\omega_T - \omega_M)\cdot t)$$

m	: Modulationsgrad	[ ]
t	: Zeit	[s]
f_M	: NF-Frequenz	[Hz]
f_T	: HF-Frequenz	[Hz]

Leistung der Seitenbänder

$$P_{AM} = P_T + 2 \cdot P_{Seitenband}$$

$\frac{P_{AM}}{P_T} = 1 + \frac{m^2}{2}$ nur für eintonsignale

4.4 Zweiseitenband Modulation ZM

Realisierung mit Mischer siehe 4.2

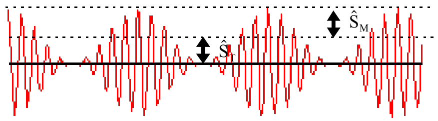
4.5 Einseitenband Modulation EM

Realisierung mit Mischer und nachfolgendem Filter.

BEM:
Reduziert Bandbreite, aber nicht Sendeleistung

4.6 Modulationsgrad m

$$m = \frac{\hat{S}_M}{\hat{S}_T}$$

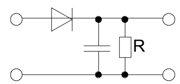


4.7 Demodulation

Hüllkurvendetektor für AM m<100%

Dämpfung des Schwingkreises

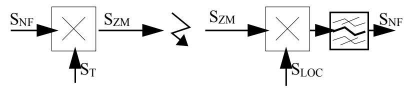
$$R_p \approx \frac{R}{2}$$



R_P : Last für den Schwingkreis

Synchrondemodulator (BSP: 1 Ton)

$$S_{NF} \sim \cos(2\pi \cdot f_{NF} \cdot t) \cdot \cos(\varphi_{Loc})$$



- Träger wird nicht übertragen.
- Der Localosc. muss synchron mit dem Trägerosc. laufen.
- Der Empfänger ist sowohl für AM als auch für ZM geeignet

S_{NF}	: Demodulierte NF Signal
f_{NF}	: Frequenz des NF Signals
φ_{LOC}	: Phasenverschiebung gegenüber dem Idealen Trägersignal
S_T	: Trägersignal

4.8 Phasenmodulation (PM)

α_P	: Modulationskonstante
η	: Phasenhup

Phasenmodulation

$$S_{PM}(t) = \hat{S}_T \cos\left(\omega_T \cdot t + \alpha_P \cdot s_M(t)\right)$$

Phasenhub

$$\eta = \alpha_P \cdot \hat{s}_M$$

4.9 Frequenzmodulation (FM)

α_F	: Modulationskonstante
$\Delta\omega_{HF}$	: Frequenzhub

Phasenmodulation

$$S_{FM}(t) = \hat{S}_T \cos\left(\omega_T \cdot t + \int_0^t \alpha_P \cdot s_M(t)\, dt\right)$$

Frequenzhub

$$\Delta\omega_{HF} = \alpha_F \cdot \hat{s}_M$$

4.10 Einton - Winkelmodulation (PM/FM)

η	: Phasenhup (PM)	
η	: Modulationsindex (FM)	[ ]
ω_M	: Frequenz Einton	[Hz]
ω_T	: Frequenz Träger	[Hz]
t	: Zeit	[t]

Eintonwinkelmodulation

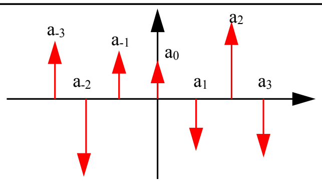
$$S_{PM/FM}(t) = \hat{S}_T \cos\left(\omega_T \cdot t + \eta \cdot \sin(\omega_M \cdot t)\right)$$

Modulationsindex (FM)

$$\eta = \frac{\Delta\omega_{HF}}{\omega_M}$$

Spektrum

$$s_{PM/FM}(t) = \hat{s}_T \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\eta) \cdot \cos\left(\left(\omega_T + n \cdot \omega\right) \cdot t\right)$$



wobei

$$J_n(\eta) = (-1)^n \cdot J_{-n}(\eta)$$

4.11 Praktische Bandbreite (PM/FM)

$$B_{PM/FM} = 2(\eta + 1) \cdot f_M$$

5.Filter

5.1 Frequenzgang aus der Laplacetransformierten Funktion

$$H(j\omega) = H(s)\big|_{s\to j\omega}$$

5.1.1 Definition und Normierungen

Grenzfrequenz:

$$f_g$$

Normierte Frequenz:

$$P = j\Omega = \frac{j\omega}{\omega_0}$$

Knickfrequenz:

$$\Omega_{oi} = \frac{\omega_{oi}}{\omega_g}$$

Dämpfung:

$$\xi = \frac{1}{2Q}$$

Güte:

$$Q = \frac{1}{2\xi}$$

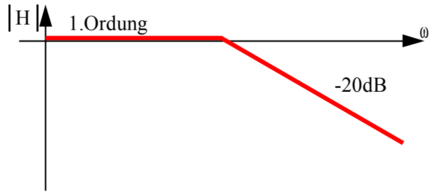
5.2 Tiefpassfilter

1.Ordnung

$$H(j\omega) = \frac{1}{1+\frac{j\omega}{\omega_{0i}}}$$

$$H(P) = \frac{1}{1+\frac{1}{\Omega_{oi}}P}$$

$$H(P) = \frac{1}{1+a_i\cdot P}$$



ω_{0i} : Res.Freq. der i-ten Filterstufe
Ω_{0i} : normierte Freq. der i-ten Filerstufe
a_i : Koeffizenten aus Tabelle
P : Normierte Frequenz

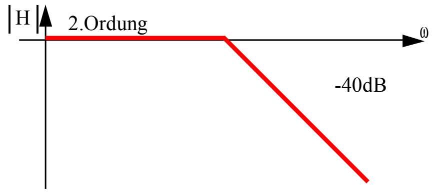
2. Ordnung

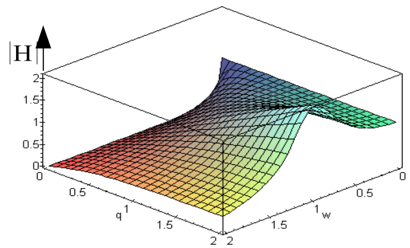
$$H(j\omega) = \frac{1}{1+\frac{j\omega}{Q_i\cdot\omega_0}+\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$$H(P) = \frac{1}{1+\frac{1}{Q_i\cdot\Omega_{oi}}P+\left(\frac{P}{\Omega_{oi}}\right)^2}$$

$$H(P) = \frac{1}{1+a_iP+b_iP^2}$$

$$a_i = \frac{2\xi}{\Omega_{oi}} \qquad b_i = \frac{1}{\Omega_{oi}^2}$$





a_i, b_i : Koeffizenten aus Tabelle
P : Normierte Frequenz

Abhängigkeit von Güte und Frequenz des Filters

3. Ordnung

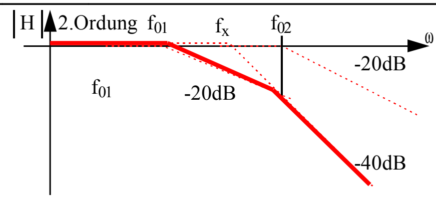
$$H_{3Ord}(P) = H_{1Ord}(P)\cdot H_{2Ord}(P)$$

4. Ordnung

$$H_{4Ord}(P) = H_{2Ord}(P)\cdot H_{2Ord}(P)$$

Bis zu einer Dämpfung von 6dB kann ein Filter 2.Ordnung durch 2. Filter 1.Ordnung realisiert werden.

$$f_x = \sqrt{f_{01}\cdot f_{02}}$$



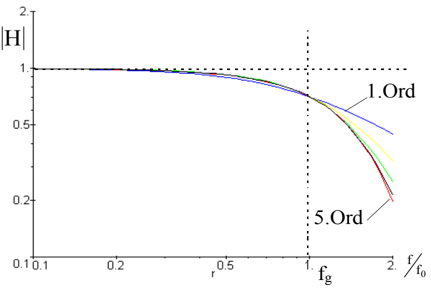
5.3 Optimierte Tiefpassfiltertypen

Gaussfilter Serie von n Tiefpässen 1. Ordung

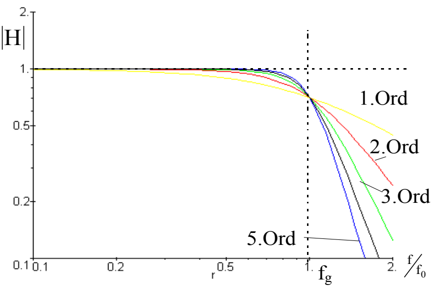
$$H(P) = \left(\frac{1}{1+\frac{P}{\Omega_{oi}}}\right)^n \qquad \Omega_{oi} = \frac{1}{\sqrt{\sqrt[n]{2}-1}}$$

Optimierung:
Kein überschwingend der Schrittantwort
Charakteristik:
N Identische Pole oberhalb von fg (N Filterstufen 1.Ordung)
n : Anzahl Filterstufen

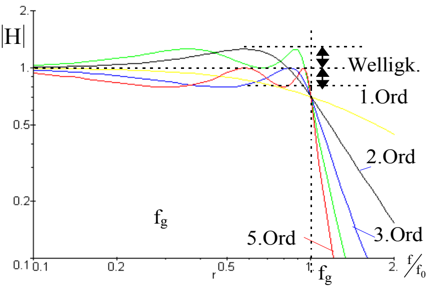
Besselfilter
Optimierung:
optimal flacher Verlauf der Phasenlaufzeit (=optimales Impulsübertragungsverhaltung)
Charakteristik:
alle Eigenfrequenzen oberhalb von f_g



Butterworthfilter
Optimierung:
optimal flacher Verlauf der Dämpfung (Keine Welligkeit)
Charakteristik:
Alle Eigenfrequenzen gleich $=f_g$



Chebychev I
Optimierung: optimal steiler Dämpfungsverlauf oberhalb f_g (Welligkeit im Durchlassbereich toleriert)
Charakteristik:
alle Eigenfrequenzen unterhalb f_g
1 Hocker -> 2 Ordung
2 Höcker -> 4 Ordung
4 Höcker -> 8 Ordung
Ungerade Ordungszahl Höcker sind unter 1.
Geradzahlige Ordungszahl Höcker sind über 1.



Chebychev II
Optimierung:
optimaler steiler Dämpfungsverlauf oberhalb fg (Welligkeit im Sperrbereich toleriert)
Charakteristik:
Dämpfung im Durchlassbereich anlog zu Butterworth; zusätzlich Nullstellen oberhalb f_g

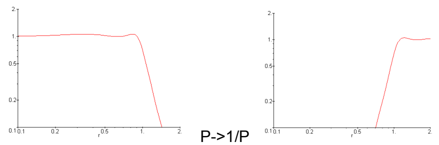
Chebychev III
Optimierung:
optimal steiler Dämpfungsverlauf oberhalb f_g (Welligkeit im Durchlass und Sperrbereich toleriert)
Charakteristik:
Kombination von Chebychev I und II

5.4 Transformation Tiefpass ⇔ Hochpass

Allgemein gilt:

$$H_{HP}(P) = H_{TP}\left(\tfrac{1}{P}\right)$$
$$H_{TP}(P) = H_{HP}\left(\tfrac{1}{P}\right)$$

Entspricht der Substitution P=> 1/P



5.5 Pol - Nullstellen Diagramm

Übertragungsfunktion

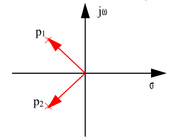
$$H(s) = \frac{b_0 + b_1 s + b_2 s^2 + \ldots}{1 + a_1 s + a_2 s^2 + \ldots}$$

durch fakorisieren

$$H(s) = \frac{(s-z_0)(s-z_1)(s-z_2)\ldots}{(s-p_0)(s-p_1)(s-p_2)\ldots}$$

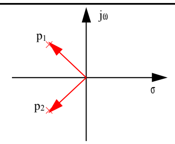
z_i : Nullstellen
p_i : Pole

Die Pole u.o Nullstellen sind
- entweder reell
- oder paarweise konj. komplex



5.6 Stabilitätskriterium

Alle Pole liegen in der linken Halbebene



6.Digitalfilter

6.1.1 Allgemein

Zeitbereich

$$y_k = b_0 x_k + b_1 x_{k-1} + \ \ldots \ - a_1 y_{k-1} - a_2 y_{k-2} - \ldots$$

Bildbereich

$$y = x\left(b_0 + b_1 z^{-1} + \ldots\right) - y\left(a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \ldots\right)$$

Übertragungsfunktion

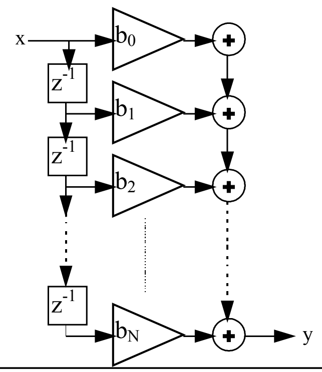
$$H(z) = \frac{y}{x} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \ldots}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \ldots}$$

`Frequenzgang

$$H(f) = H(z)\Big|_{z = e^{j2\pi f/f_s}}$$

y_k	: Diskrete Werte des Ausgangssignal	
x_k	: Diskrete Werte des Eingangssignal	
z^{-1}	: Verzögerung um einen Schritt	
H(z)	: Z-Transformierte Funktion	
fs	: Samplingfrequenz	[Hz]
f	: Frequenz	[Hz]
a_k, b_k	: Kooeffizenten	[ ]

6.2 FIR- Filter (Finite Impulse Response)



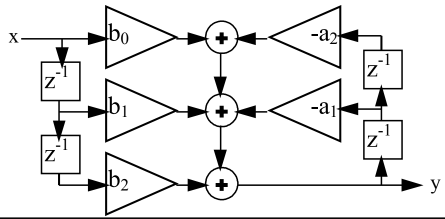
Eigenschaften
- Beliebiges Verhalten realisierbar
- Meist aufwendiger als IIR
- Grundsätzlich stabil

Ordnung des Filters

$$N \approx 5 \cdot \frac{f_s}{B_{rolloff}}$$

$B_{Rolloff}$	: Rolloff 50% der Amplithude siehe 8.1	[Hz]
f_s	: Sampling Frequenz	[Hz]

6.3 IIR- Filter (Infinite Impulse Response)

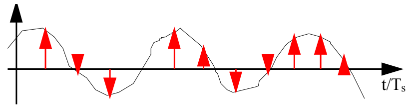


Eigenschaften
- Instabilität möglich
- Verschiedene Strucktturvarianten
- Filterordung vergleichbar mit derjenigen von Analogfiltern

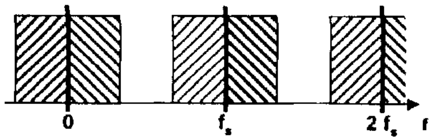
7. Up and Downsampling

7.1 Digital Analog Wandlung mit Hold

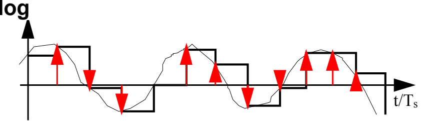
Digital



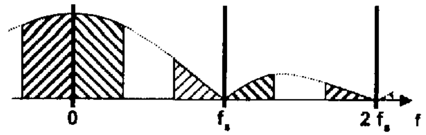
Frequenzspektrum



Analog

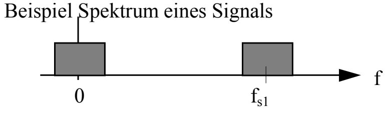


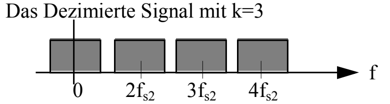
Frequenzspektrum (sinc gedämpft)



7.2 Ganzzahliges Downsampling (Dezimation)

Es wird nur jeder k-te Wert übernommen.





$$f_{s2} = \frac{f_{s1}}{k}$$

f_s	: Sampling Frequenz	[1/s]
k	: Dezimationsfaktor	[ ]
f_{s1}	: Sampling Frequenz Signal	[1/s]
f_{s2}	: Dezimierte Sampling Freq.	[1/s]

Bemerkung:
Um Aliasing zu verhindern muss das zu dezimierende Signal auf fs/2k bandbegrenzt sein.

7.3 Upsampling

7.3.1 Abschätzung der Störleistung für sinusförmige Signale

$$K = \frac{f_{s1}}{f_{sig}}$$

f_{sig}	: Signalfrequenz	[Hz]
f_{s1}	: Abtastfrequenz (vor Upersampling)	[Hz]
K	: Up/Down Samplingfaktor	[ ]

7.3.1 Zero Insert mit Tiefpass Filter

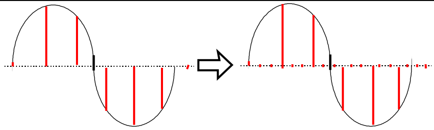
Stör-Signalleistung

Abhängig vom Filter

SNR

Abhängig vom Filter

Siehe dazu auch 7.1 DA Wandlung



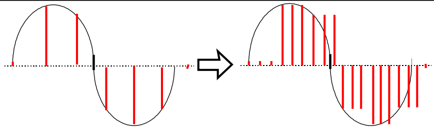
7.3.2 Repeat

Stör-Signalleistung

$$E \approx \frac{\pi^2}{3} K^2$$

SNR:

$$SNR \approx -5dB + \left(6dB \cdot \log_2(K)\right)$$



E	: Störsignalleistung	[W]
K	: Up/Down Samplingfaktor	[ ]
SNR	: SignalNoiseRatio	[ ]

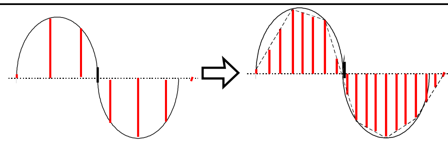
7.3.3 Linearinterpolation

Stör-Signalleistung

$$E \approx \frac{\pi^2}{45} K^4$$

SNR:

$$SNR \approx -3dB + \left(12dB \cdot \log_2(K)\right)$$



E	:Störsignalleistung	[W]
K	: Up/Down Samplingfaktor	[ ]
SNR	: SignalNoiseRatio	[ ]

7.4 Up-/Downsampling mit beliebigen Faktoren

Wird durch die Kombination von Up und Downsampling erreicht.

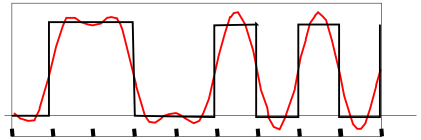
8. Pulse Shaping

Bei der Übertragung digitaler Signale sind zwei Forderungen zu erfüllen:

⇒ Auf der Senderseite müssen schnelle Signalwechsel möglichst vermieden werden um Bandbreite zu reduzieren

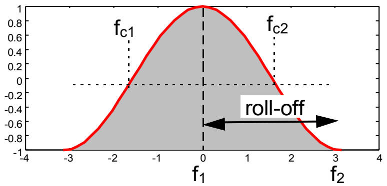
⇒ Im Empfänger müssen Empfangsstörungen wirksam unterdrücken

Sowohl auf der Sender- wie auch auf der Empfängerseite benötigt man also einen Tiefpassfilter. Dieser Filter soll nur gerade die Grundwelle der kürzesten Impulse durchlassen. Dieses Problem kann am besten mit einem sogenannten Raised-Cosine Filter gelöst werden.



8.1 Raised-Cosine (RC) Filter

Raised-Cosine Filter sind dadurch gekennzeichnet, dass vom Durchlassbereich bis zum Sperrbereich einer **Cosinusförmigen verlauf** aufweist.



Rolloff Faktor:

$$r = \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1}$$

f_{c1}, f_{c2} : Cutoff Frequenz (Ampl. 50%)

r : Rolloffaktor

f_1, f_2 : Rolloffbereich

8.2 Square Root Option

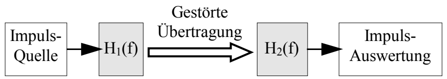
Die bestmögliche Übertragung wird von Impulsen wird erreicht, wenn zwischen Impulsquelle und Impulsauswertung ein gesammtfilterung eines Raised Cosine Filter wirksam ist.

Somit gilt

$$H(f) = H_1(f) \cdot H_2(f)$$

und damit auch

$$H_1(f) = H_2(f) = \sqrt{H(f)}$$



f	: Frequenz	[Hz]
H()	: Übertragungsfunktion cos-Filter	[ ]