Nachrichtentechnik

Zusammenfassung

Joel von Rotz & Andreas Ming / Quelldateien

Inhaltsverzeichnis

1. Einführung

1.1 Struktur von Kommunikationssystemen

1.1.1 Punkt-Punkt Verbindung

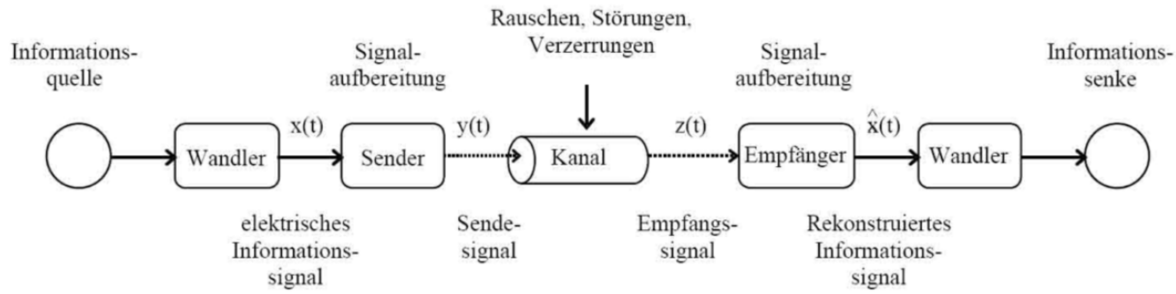


Abbildung 1: Funktionsblöcke einer Punkt-zu-Punkt-Verbindung

- *Simplex-Verbindung*: Die Information fliesst nur von A nach B.
- *Halbduplex-Verbindung*: Es kann nur die eine oder andere Seite Informationen senden.
- *Vollduplex-Verbindung*: Informationen können einander unabhängig voneinander übermittelt werden.

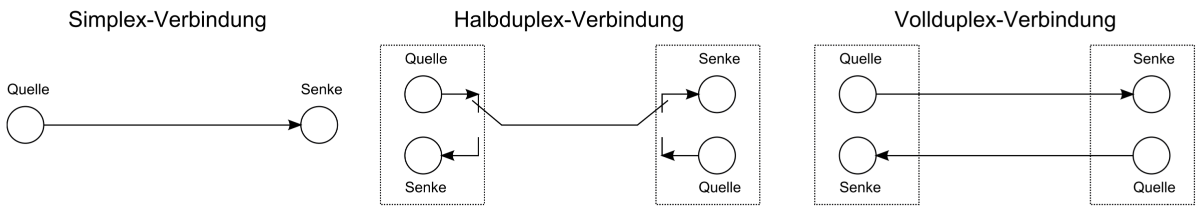


Abbildung 2: Mögliche Verbindungsarten

1.1.2 Kommunikationsnetz

Durch Zusammenführen mehrerer Grundelemente entsteht ein Kommunikationsnetz, an das eine Vielzahl von Teilnehmern angeschlossen werden können.

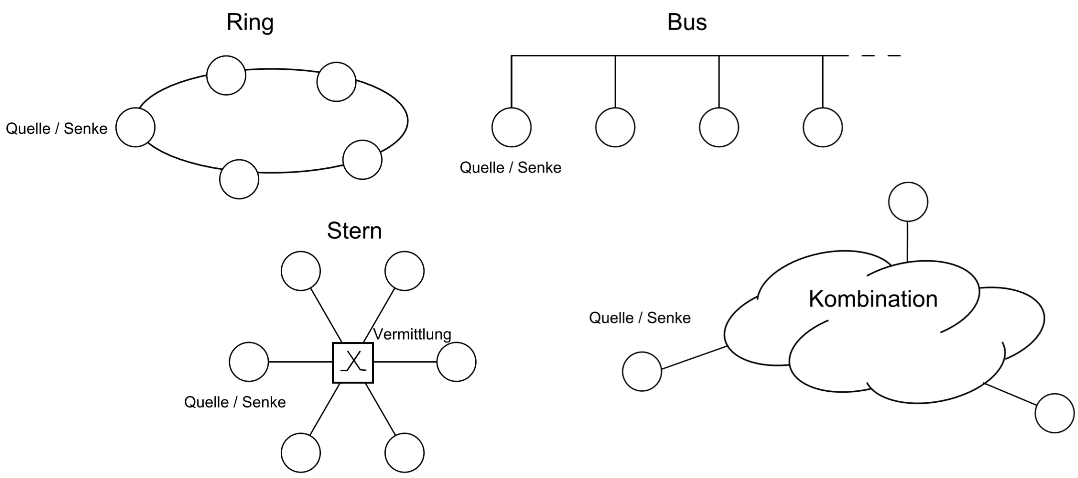


Abbildung 3: Gebräuchliche Netzstrukturen

1.1.3 Übertragungskapazität

Infolge physikalischer Eigenaschaften (endliche Bandbreite, Rauschen/Störungen) hat jeder Übertragungskanal eine begrenzte Kapazität für Informationsübertragung. Die *Kapazität C* hängt von der verfügbaren *Bandbreite B* und dem Verhältnis zwischen *Signalleistung S* und *Rauschleistung N (externer Einfluss)* ab.

$$C = B \cdot log_2 \left(1 + \frac{S}{N}\right) \qquad [bps]$$

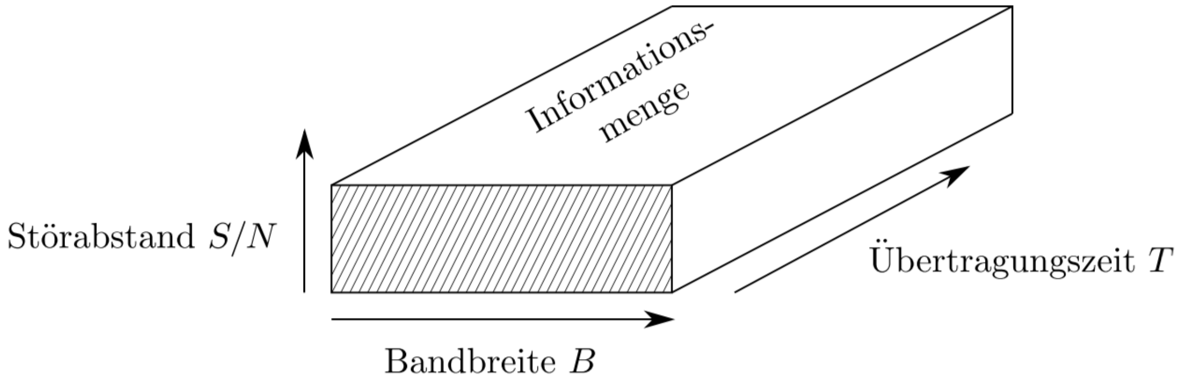


Abbildung 4: Informationsquader

Bei einer Fehlerrate von 10^{-12} ergibt sich 1 -*Bitfehler* in 10^{12} Bits.

Zur mehrfachnutzung eines zur verfügung stehenden Kanals werden verschiedene Verfahren zur Aufbereitung elektrischer Signale verwendet.

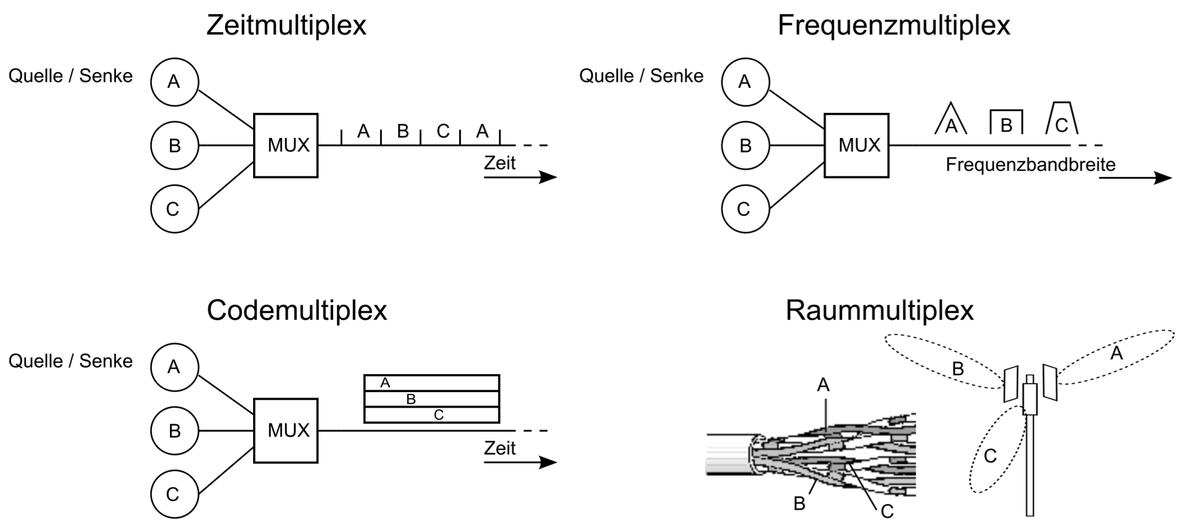
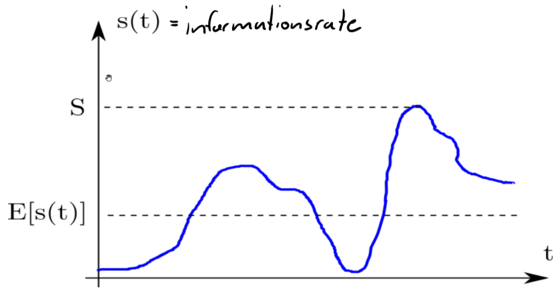


Abbildung 5: Mehrfachausnutzung mittels Modulation

1.2 Informationen

Die Informationsrate einer Quelle ist in der Regel **nicht konstant** (Zufallsprozess).



Spitzenwert

$$S = \max s(t)$$

Erwartungswert

$$E[s(t)] = \frac{1}{T} \int s(t) dt$$

1.2.1 Qualität eines Übertragungssystems

Störfestigkeit der Übertragung

Störungen dringen zu einem grossen Teil auf dem Übertragungsweg ein.

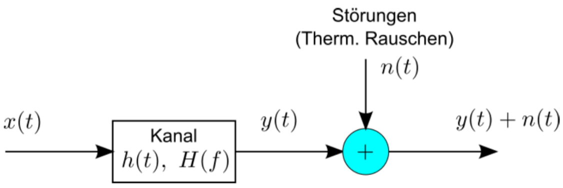


Abbildung 6: Störquellen

Um die Qualität einer Übertragung zu quantifizieren wird der sogenannte *Störabstand* (**S**ignal to **N**oise **R**ation) berechnet

$$SNR = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{S[W]}{N[W]} \right) \qquad [dB]$$

Bei digitaler Übertragung wird die *Bitfehlerrate* (**B**it **E**rror **R**atio) oder die *Bitfehlerwarscheinlikeit* P_e angegeben, welche die Wahrscheinlichkeit angibt, dass ein Zustand falsch detektiert wird.

$$P_e = f\left(\frac{S}{N}\right)$$

Bandbreitenbedarf

Um möglichst viele *Systeme M* in einem Kanal mit *Bandbreite* B_K unterzubringen, sollte der *Bandbreitenbedarf* B_X eines Systems möglichst klein gehalten werden

$$M = \frac{B_K}{B_X}$$

Wiedergabetreue

Die Verzerrung ist bei einem ungestörten Übertragungskanal die Differenz der Signapegel am Ein- und Ausgang

$$\varepsilon(t) = y(t) - x(t)$$

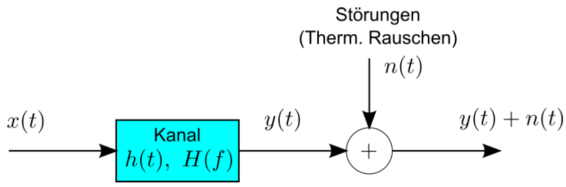


Abbildung 7: Linearer Übertragungskanal

Die Wiedergabe eines Übertragunssystems ist umso besser, je geringer die Signalverzerrung ist.

Verzerrungsfreie Übertragung

Für verzerrungsfreie Übertragung gelten zwei Bedingungen: 1. konstante Verstärkung 2. linearer Phasengang

Lineare Verzerrung

Eine *Lineare Verzerrung* liegt vor wenn das Ausgangssignal **keine zusätzlichen Frequenzkomponenten** enthält, also nur die Amplituden und Phasen der Signalkomponenten wird verändert.

Um die Wiedergabetreue zu messen wird die *Eintonmessung* angewendet, bei welcher das Testsignal $x(t) = \cos(2\pi f_0 t)$ eingespiesen wird und man das Ausgangssignal $y(t) = a_1 \cos(\omega_0 t) + a_2 \cos^2(\omega_0 t) + \ldots$ erhält. Mit der Trigonometrischen Umformung

$$\cos(\alpha)\cos(\beta) = \frac{1}{2}\cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{2}\cos(\alpha + \beta)$$

den Therm

$$y(t) = \underbrace{\left(\frac{a_2}{2} + \frac{3a_4}{8} + \ldots\right)}_{A_0[DC-Anteil]} + \underbrace{\left(a_1 + \frac{3a_3}{4} + \ldots\right)}_{A_1}$$
$$\cos(\omega_0 t) + \underbrace{\left(\frac{a_2}{2} + \frac{a_4}{4} + \ldots\right)}_{A_2} \cos(2\omega_0 t) + \ldots$$

Klirrfaktor

Zur beschreibung der Nichtlinearität wird der **Klirrfaktor** k benutzt

$$k = \sqrt{\frac{OberwellenAmplituden}{GesamtAmplituden(ohneDC)}}$$
$$= \sqrt{\frac{(A_2)^2 + (A_3)^2 + \ldots}{(A_1)^2 + (A_2)^2 + (A_3)^2 + \ldots}}$$

Wird die *Zweitonmessung* $x(t) = \cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)$ gemacht, so enthält das Ausgangssignal eines nichtlinearen Systems neben den Oberwellen auch die Terme der Form $(\omega_2 - \omega_1)$, $(\omega_2 + \omega_1)$, $(\omega_2 - 2\omega_1) + \ldots$, was man als **Inetrmodulationsprodukte** bezeichnet.

Zeittransparenz Latenz

Die *Latenz* beschreibt in einem Kommunikationsnetz die Einflüsse einer *Übertragungsverzögerung* und *Verarbeitungsverzögerung*, wichtige Parameter für Echtzeitdienste.

Die gesamte Verzögerungszeit T_{delay} besteht aus drei Anteilen

$$T_{delay} = T_a + T_{ü} + T_v$$

T_a : Ausbreitungsverzögerung (*propagation delay*)
$T_{ü}$: Übertragungsverzögerung (*transmission delay*)
T_v : Verarbeitungsverzögerung (*process delay*)

Ausbreitungsverzögerung *propagation delay*

$$T_a = \frac{\text{Entfernung}[m]}{\text{Ausbreitungsgeschwindigkeit}[\frac{m}{s}]} \qquad [s]$$

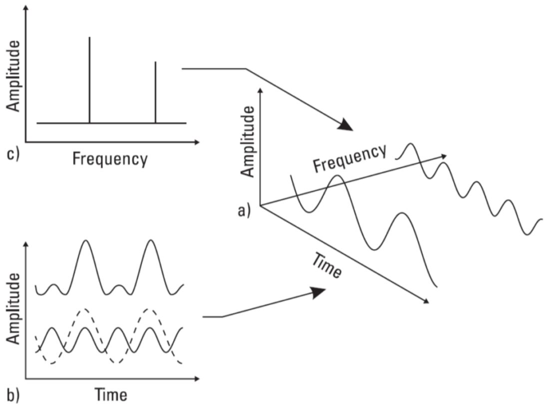
Übertragungsverzögerung *transmission delay*

$$T_{ü} = \frac{\text{Paketgrösse}[byte]}{\text{Datenrate}[\frac{bytes}{s}]} \qquad [s]$$

Die Verarbeitungsverzögerung *process delay* T_v ist vom Verarbeitungssystem abhängig und beschreibt z. B. eine Prozesszeit.

2. Signalanalyse

Die Spektralanalyse ist einer der wichtigsten Methoden der Signalanalyse in der Kommunikationstechnik und basiert auf der Fourier Reihenentwicklung und der Fourier Transformation. Sie erlaubt im Frequenzbereich die Behandlung von ganzen Signalklassen mit ähnlichen Eigenschaften gegenüber der individuellen Analyse jedes einzelnen Signals im Zeitbereich.



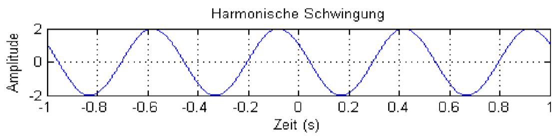
2.1 Deterministische und Zufallssignale

Signale können entweder *deterministisch* mit mathematischen Funktionen beschrieben werden oder sie liegen als *Zufallssignale* vor und nehmen zu jedem Zeitpunkt einen zufälligen Wert an, der einer Gaussverteilung folgt.

2.1.1 Harmonische Schwingung

Kosinusschwingung als reelle Zeitfunktion

$$s(t) = A\cos(2\pi f t + \varphi)$$

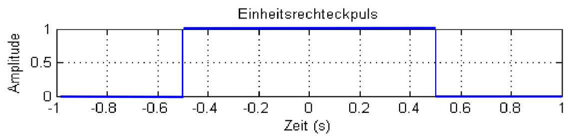


$$+A\sin(\omega t) = +A\cos(\omega t - 90) = +A\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$-A\cos(\omega t) = +A\cos(\omega t \pm 180) = +A\cos(\omega t \pm \pi)$$

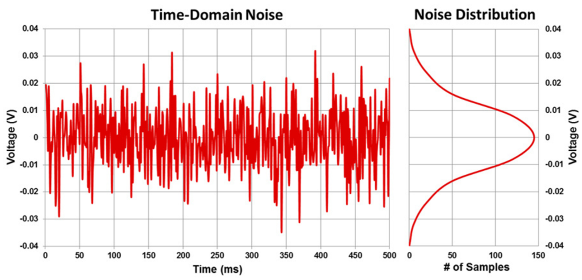
2.1.2 Rechteckpuls

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & |t| < \frac{1}{2} \\ 0, & \text{sonst} \end{cases}$$



2.1.3 Zufallssignal

Zufallssignale nehmen zu jedem Zeitpunkt zufällige Werte an und können daher nicht vollständig mathematisch beschrieben werden. Man kann aber für diese Signalklasse statistische Grössen wie eine Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $p(u)$, den Erwartungswert m_u und die Standardabweichung s_u als beschreibende Grössen ermitteln



2.2 Komplexe Zeigernotation

Signale (auch Reellwertige) können einfacher anhand der *komplexen Zeigernotation* beschrieben werden

$$S(t) = \underbrace{A\cos(\omega_0 t + \varphi)}_{\text{reelle Schwingung}} \pm \underbrace{jA\sin(\omega_0 t + \varphi)}_{\text{Erweiterung}} = \underbrace{Ae^{\pm j(\omega_0 t + \varphi)}}_{\text{komplexer Zeiger}}$$

Es gilt trotz Erweiterung immernoch

$$s(t) = Re\left[Ae^{\pm j(\omega_0 t + \varphi)}\right] = A\cos(\omega_0 t + \varphi)$$

Aus dieser Zeigernotation kann direkt das **Amplituden- und Phasenspektrum** als **einseitiges Linienspektrum** abgetragen werden

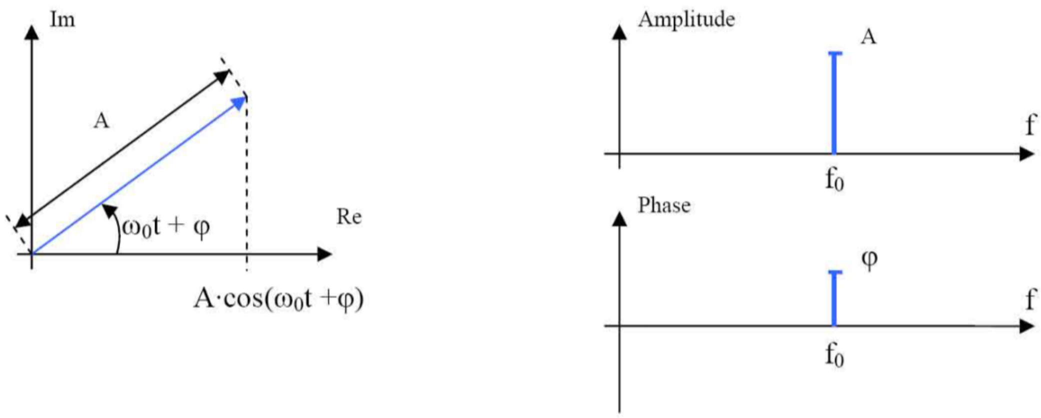


Abbildung 8: Zeigerdiagramm, Amplituden- und Phasenspektrum

2.2.1 Zweiseitige Spektrumsdarstellung

Eine weitere Darstellung ist das **zweiseitige Linienspektrum**, wobei über die komplexe Konjugation das Ganze, komplexe Signal reelwertig gehalten wird

$$s(t) = \underbrace{\frac{A}{2}e^{j(\omega_0 t + \varphi)}}_{\text{Gegenuhrzeigersinn}} = \underbrace{\frac{A}{2}e^{-j(\omega_0 t + \varphi)}}_{\text{Uhrzeigersinn}} = A\cos(\omega_0 t + \varphi)$$

da sich die Komplexen Teile aufheben. Da das *Amplitudenspektrum* stehts den Betrag anzeigt, werden negative Werte stehts mit einer *Phasenverschiebung* um π aufgetragen.

- Amplitudendiagramm ist *symmetrisch*
- Phasendiagramm ist *punktsymmetrisch*

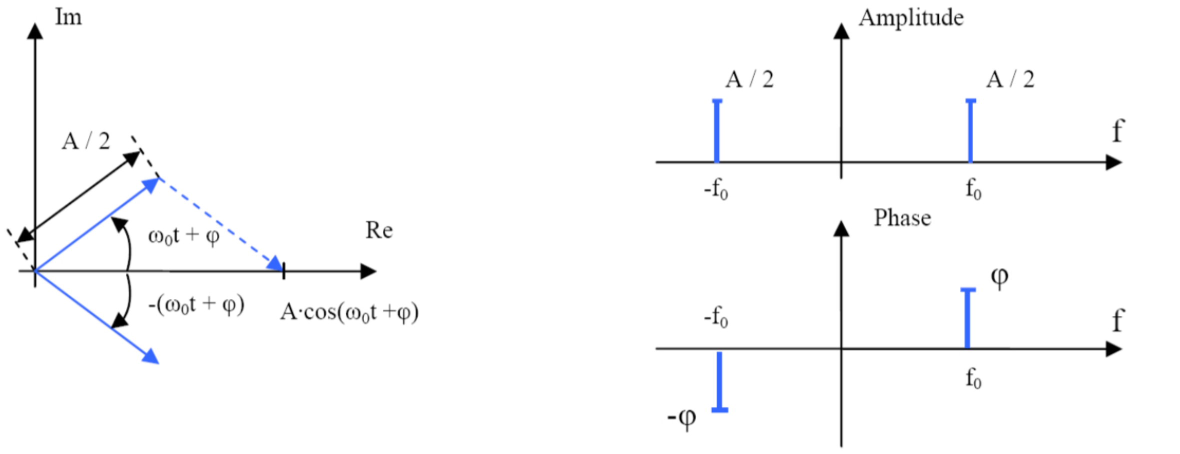


Abbildung 9: Konjugiert komplexe Zeiger und zweiseitiges Linienspektrum

2.3 Periodische Signale

Harmonische Schwingungen und Zeiger gehören zu der allgemeinen Klasse der periodischen Signale, mit der Eigenschaft

$$s(t \pm mT_0) = s(t)$$
$$\text{mit } -\infty < t < +\infty \text{ und } m = 1, 2, 3, \dots$$

Die Signalform ändert sich also nicht bei einer Verschiebung um m.

2.3.1 Mittlere Leistung

Mittelwert $\bar{s}$

$$\bar{s} = \frac{1}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} s(t)dt$$

Die *Mittlere* **normierte** *Leistung* beschreibt die Leistung bezogen auf 1Ω

$$P = \frac{1}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} |s(t)|^2 dt$$

Entspricht die Leistung $0 < P < \infty$ so spricht man von einem *periodischen Leistungssignal.*

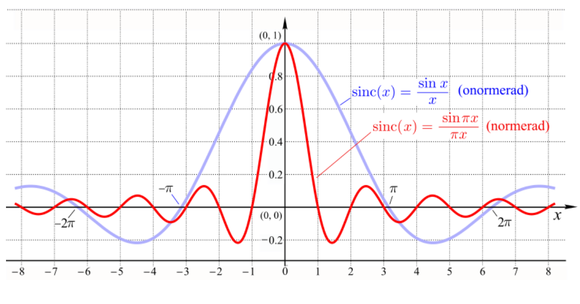
2.4 $sinc$-Funktion

Zur Bestimmung der Fourier-Koeffizienten c_n erhält man oft das Integral

$$\frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} e^{-j\pi f t} dt = -\frac{1}{j2\pi f T}(e^{-j\pi f T} - e^{j\pi f T})$$

was durch die geometrische Beziehung $(e^{j\theta} - e^{-j\theta})/(j2) = sin(\theta)$ zur $sinc$-Funktion führt

$$si(\pi f T) = \frac{sin(\pi f T)}{\pi f T} \qquad \text{mit } x = fT$$
$$= sinc(x) = \frac{sin(\pi x)}{\pi x} = \begin{cases} 1, & x = 0 \\ 0, & x = \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases}$$



2.5 Komplexe Fourier Reihe (perodisch)

Ein periodisches Signal $s(t)$ kann mit der *komplexen Fourier Reihenentwicklung* in eine zweiseitige Spektrumsdarstellung gewandelt werden. DIe komplexe Fourier Riehe für ein periodisches Leistungssignal der Periode $T_0 = \frac{1}{f_0}$ lautet

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} \qquad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

Die komplexen Koeffizienten c_n lauten

$$c_n = \frac{1}{T_0}\int_{t_0}^{t_0+T_0} s(t)e^{-jn\omega_0 t}dt$$

Der Betrag $|c_n|$ repräsentiert die Amplitude und das Argument $\angle c_n$ entspricht der Phase. Es gilt:

- Alle Frequenzen sind ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz ω_0
- Die Gleichstromkomponente c_0 entspricht $\bar{s}$
- Ist $s(t)$ reell, so besitzt das zweiseitige *Amplitudenspektrum* $|c_n|$ eine **gerade Symmetrie**
- Ist $s(t)$ reell, so besitzt das zweiseitige *Phasenspektrum* $\angle c_n$ eine **ungerade Sysmmetrie**

2.5.1 Parseval'sches Leistungstheorem

Die mittlere, normierte Leistung eines periodischen Signals kann im Zeitbereich oder im Frequenzbereich bestimmt werden

$$P = \frac{1}{T_0}\int_{t_0}^{t_0+T_0} |s(t)|^2 dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |c_n|^2$$

2.6 Nichtperiodische Energiesignale

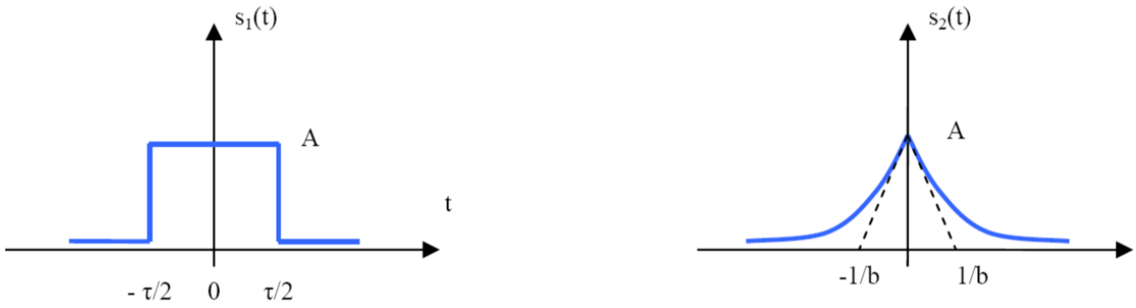


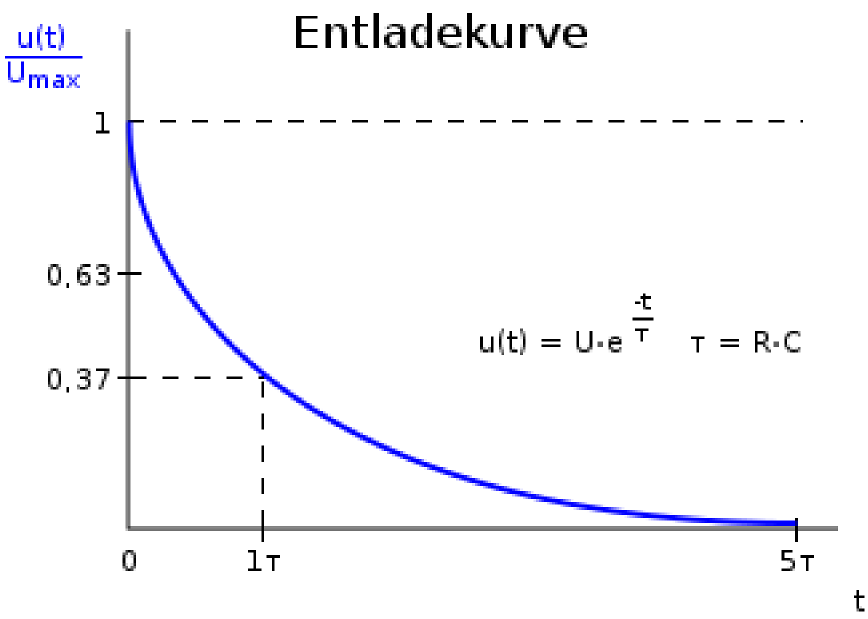
Abbildung 10: Nichtperiodische Signale

Die *normierte Signalenergie E* beschreibt die Energie eines Signals über einen Widerstand von 1Ω

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt$$

! Energiesignal

Ist die Energie *endlich*, also $0 < E < \infty$ so handelt es sich um ein **nichtperiodisches Energiesignal**. Auch Signale die vermeintlich undendlich lange andauern können endlich sein, z. B.:



Die Funktion wird zwar Mathematisch nie 0, die Energie ist jedoch Endlich *(Kondensator hat nicht unendlich Energie)*.

2.7 Fourier Transformation (nicht periodisch)

Mit der Fourier Transformation werden nicht periodische Signale in ihre Frequenzbestandteile aufgeteilt und man erhält ein **Kontinuierliches Dichtespektrum**. Die Fourier Transformation ist definiert durch

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t}dt \qquad \text{mit } \omega = 2\pi f$$

Die Rücktransformation gelingt durch die inverse Fourier Transformation

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f)e^{-j\omega t}dt \qquad \text{mit } \omega = 2\pi f$$

Für die komplexe Funktion $S(f)$ der Fourier Transformation gelten die *spektralen Eigenschaften*

- Das *Amplitudendichtespektrum* entspricht $|S(f)|$
- Das *Phasendichtespektrum* entspricht $\angle S(f)$
- Der Funktionionswert $S(f)\big|_{f=0} = S(0) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)dt$ entspricht der Nettofläche von $s(t)$
- Ist $s(t)$ reell, so besitzt das *Amplitudenspektrum* $|c_n|$ eine **gerade Symmetrie**
- Ist $s(t)$ reell, so besitzt das *Phasenspektrum* $\angle c_n$ eine **ungerade Sysmmetrie**

2.7.1 Parseval'sches Energietheorem

Die Signalenergie im Zeitbereich wie auch im Grequenzbereich entspricht demseben Wert, die Beiden Darstellungen beinhalten also diselben Informationen

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df$$

2.8 Logarithmische Darstellung

Das Amplitudenspektrum wird oft in der y-Achse logarithmisch dargestellt

$$A_{dB} = 20 \log_{10}\left(\frac{A_V}{A_{Ref}}\right)$$

als Bezugswert A_{Ref} wird oft der Effektivwert des Signals oder die Amplitude der Grundschwingung verwendet.

2.9 Korrelation

> **Konjugiert komplex**
>
> Eine Funktion wird immer **konjugiert komplex** sein, damit die Phasen richtig behandelt werden!

2.9.1 Autokorrelation

Die *Autokorrelation* macht Angaben über den inneren Zusammenhang einer Funktion $s(t)$. Dies gilt für ein *periodisches Leistungssignal*

$$k_{11}(t) = E[s_1(t-\tau)\cdot s_1(t)] = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T s_1^*(t-\tau)s_1(t)dt$$

und für ein *Energiesignal*

$$k_{11}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1^*(t-\tau)s_1(t)dt$$

Im **Frequenzbereich** erhalten wir die Autokorrelationen eines *periodischesn Leistungssignals* durch

$$k_{11} = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T S_1(f)S_1^*(f)df$$

und eines *Energiesignals* über

$$k_{11}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_1(f)S_1^*(f)df$$

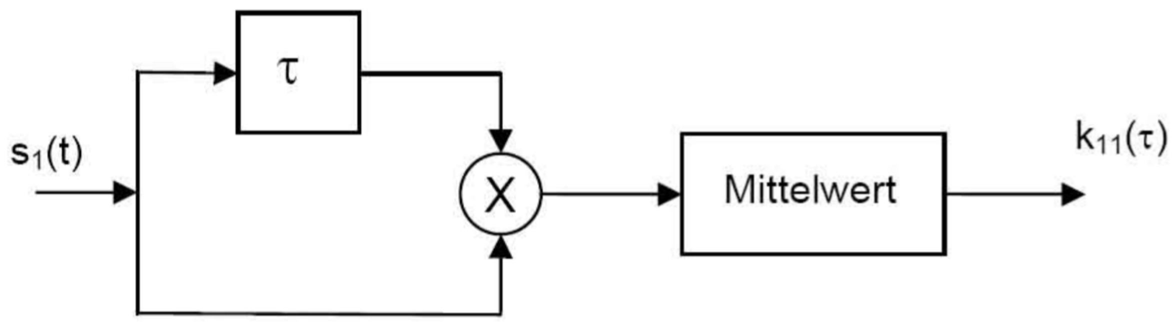


Abbildung 11: Blockdiagramm einer Autokorrelation

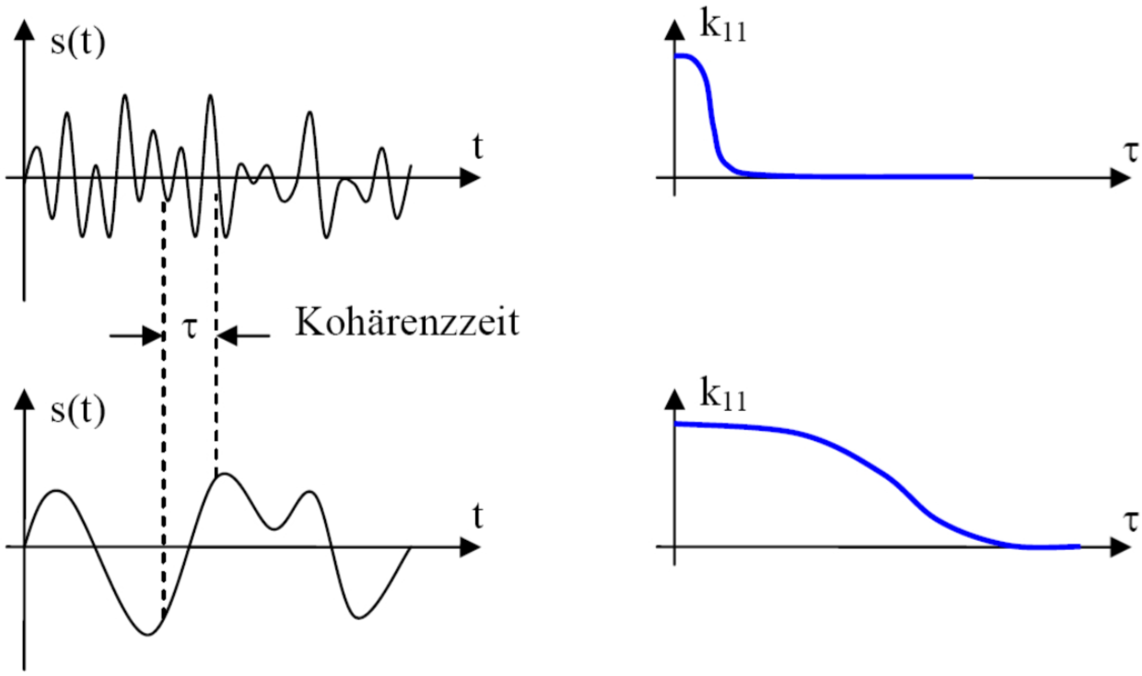
Es gelten die folgenden Eigenschaften:

- *AK* ist gerade: $k_{11}(\tau) = k_{11}(-\tau)$

- $\lim_{\tau \to \infty} k_{11}(\tau) = 0$
- Bei $\tau = 0$ erhält man die normierte Leistung (o. Energie): $k_{11}(\tau = 0) = s_1(t)^2 = s_{eff}^2$
- Das Maximum liegt bei $\tau = 0$
- Für periodische Signale $s(t)$ liegt die gleiche Periodendauer wie bei $k_{11}(\tau)$ vor

Kohärenzzeit

Der Bereich von τ, in dem $k_{11} \neq 0$ ist, wird als *Kohärenzzeit* bezeichnet.



Die Kohärenzzeit eines sehr fluktiativen (= *grosse Bandbreite*) Signals ist sehr kurz, während diese bei einem langsamen Signal (= *keline Bandbreite*) eher lang ist. Es gilt also

$$\text{Kohärenzzeit} \propto \frac{1}{\text{Bandbreite}}$$

2.9.2 Kreuzkorrelation

Die *Kreuzkorrelation* macht Angaben über den Zusammenhang zweier Signale $s_1(t)$ und $s_2(t)$. Dabei kann man herausfinden, ob zwei Signale miteinander verwandt sind und gemeinsame Merkmale enthalten. Zudem kann man erkennen ob zwei Signale in Abhängikeit einer zeitlichen Verschiebung zueinander stehen. Dies gilt für *periodische Leistungssignale*

$$k_{12}(t) = E[s_1(t-\tau) \cdot s_2(t)] = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_0^T s_1^*(t-\tau) s_2(t) dt$$

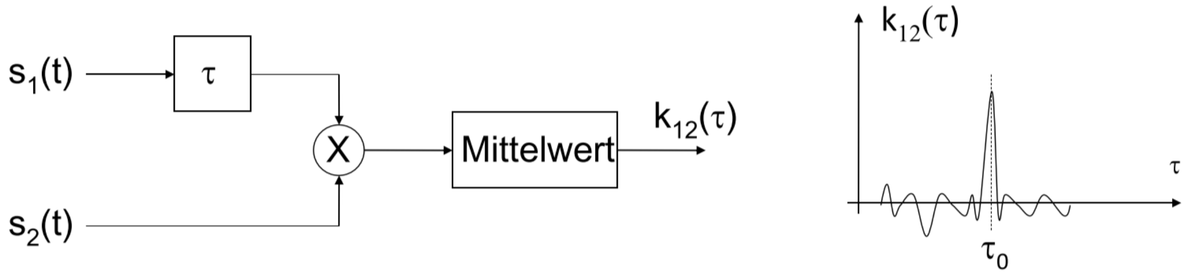
und für ein *Energiesignal*

$$k_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1^*(t-\tau) s_2(t) dt$$

Es gelten die folgenden Eigenschaften:

- *KK* ist gerade: $k_{12}(\tau) = k_{21}(-\tau)$
- $\lim_{\tau \to \infty} k_{12}(\tau) = 0$

- Das Maximum liegt bei $\tau = \tau_0$



2.10 Signalabtastung und Rekonstruktion

2.10.1 Idealer Abtastprozess

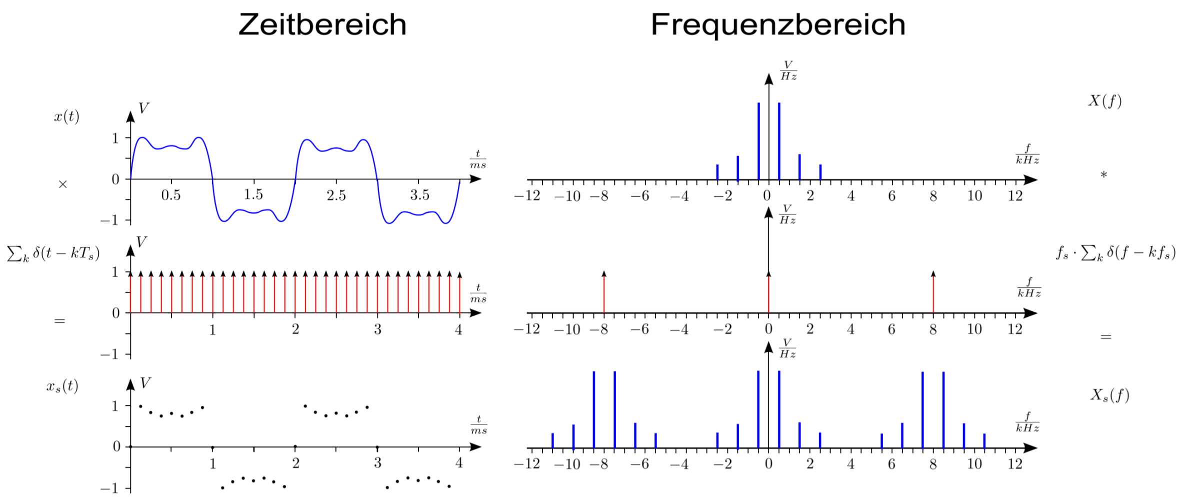
Der Abtastprozess kann als Multiplikation eines analogen Eingangssignals mit einer periodischen Serie von Einheitsimpulsen betrachtet werden

$$x(t) = x(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s)$$

Was eine Faltung im Frequenzbereich mit einem Impulskamm zur Folge hat

$$X_s(f) = X(f) * \left[f_s \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(f - kf_s) \right] = f_s \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(f - kf_s)$$

Was einer periodischen Fortsetzung des Spektrums zur Folge hat

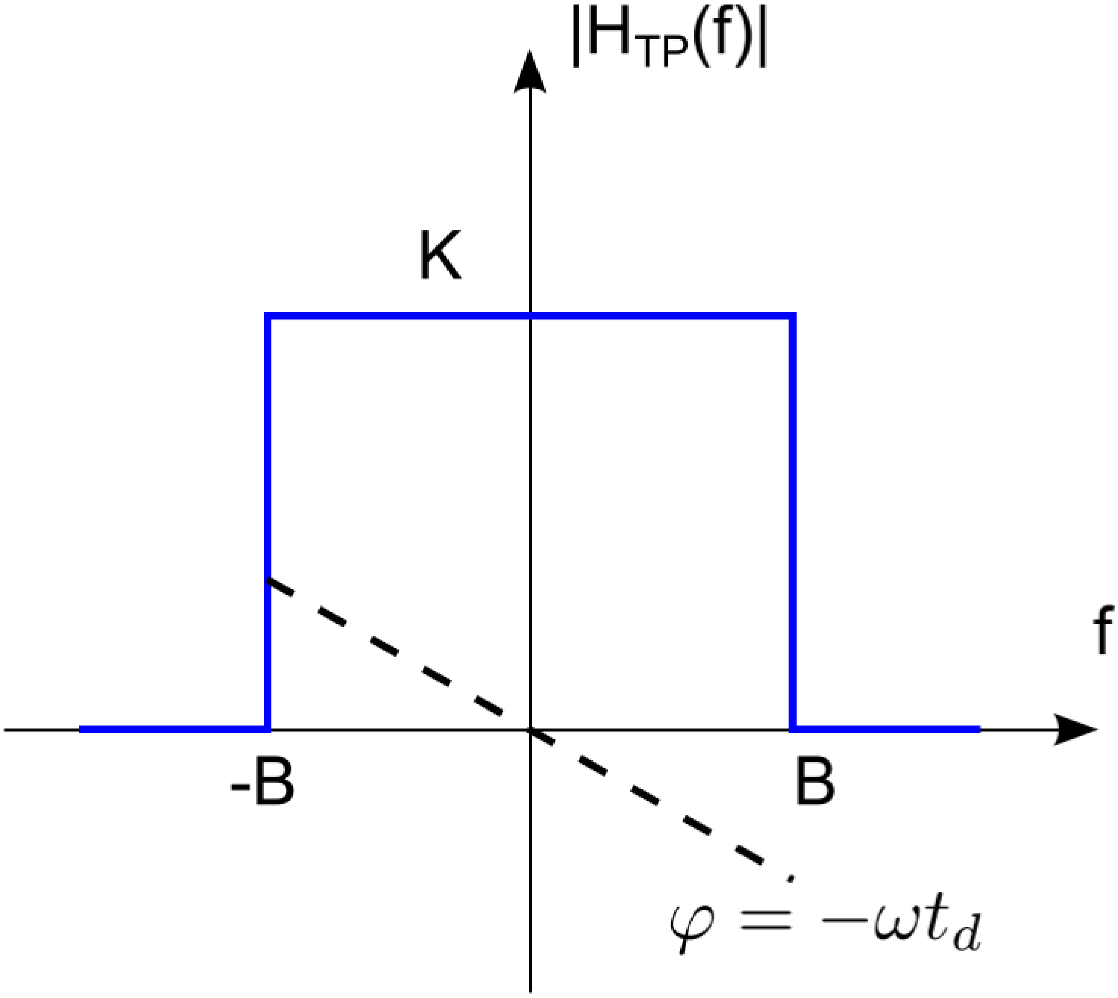


Es sind also Entsprechende Kopien des Spektrums (*Alias*) bei den ganzzahligen Vielfachen der *Abtastfrequenz* f_s zu sehen. Die unverzerrte Rückgewinnung über ein Tiefpassfilter ist nur möglich, wenn das Abtasttheorem, bzw. die *Nyquist-Rate* eingehalten wird

$$f_{s_{min}} > 2f_{Singal_{max}}$$

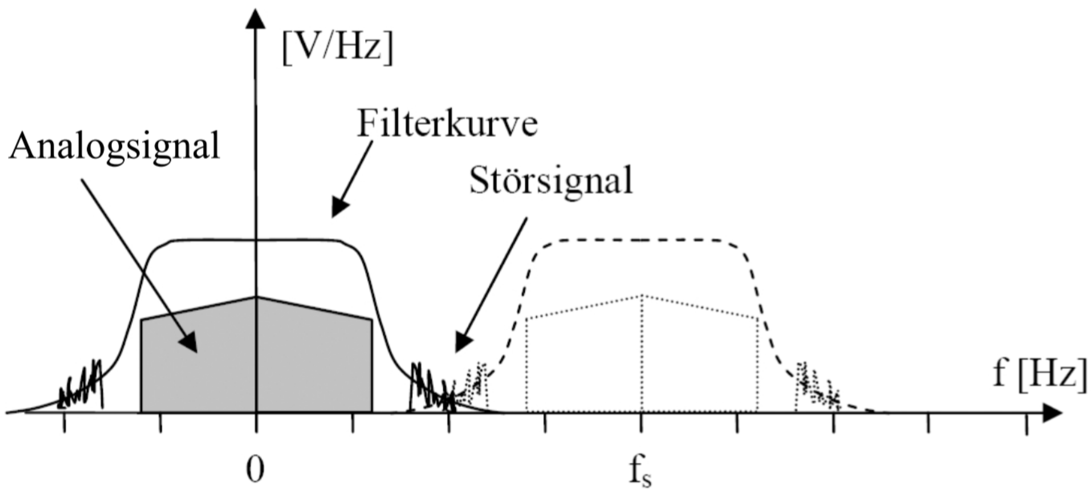
Ein idealer Tiefpass mit einer Verstärkung K, einer Verzögerungszeit t_d und einer Bandbreite B hat eine Übertragungsfunktion von

$$H_{TP}(f) = K\Pi\left(\frac{f}{2B}\right)e^{-j\omega t_d}$$



2.10.2 Analoge Vorfilter

Das analoge Vorfilter (*anti-aliasing* Filter) verhindert das Kopien eines Störignals (Ausserhalb der Grenzfrequenz) in den Nutzbereich fallen.



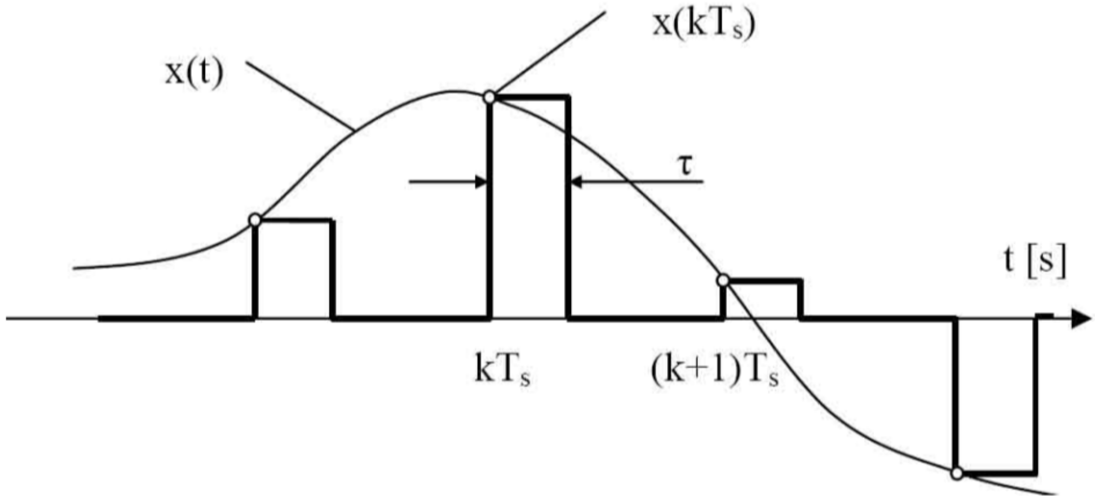
Realisierbare FIlter sind nicht ideal. Die korrekte Auslegung des Filters hängt von verschiedenen Gesichtspunkten ab:

- Gewünschte Signalbreite (Grenzfrequenz für den Durchlassbereich f_g)
- Abtastfrequenz f_s
- Gewünschte minimale Sperrdämpfung für Spiegelfrequenzen ($f_{sb} = f_s - f_g$)
- Anforderungen bezüglich Signalverzerrung durch das Filter

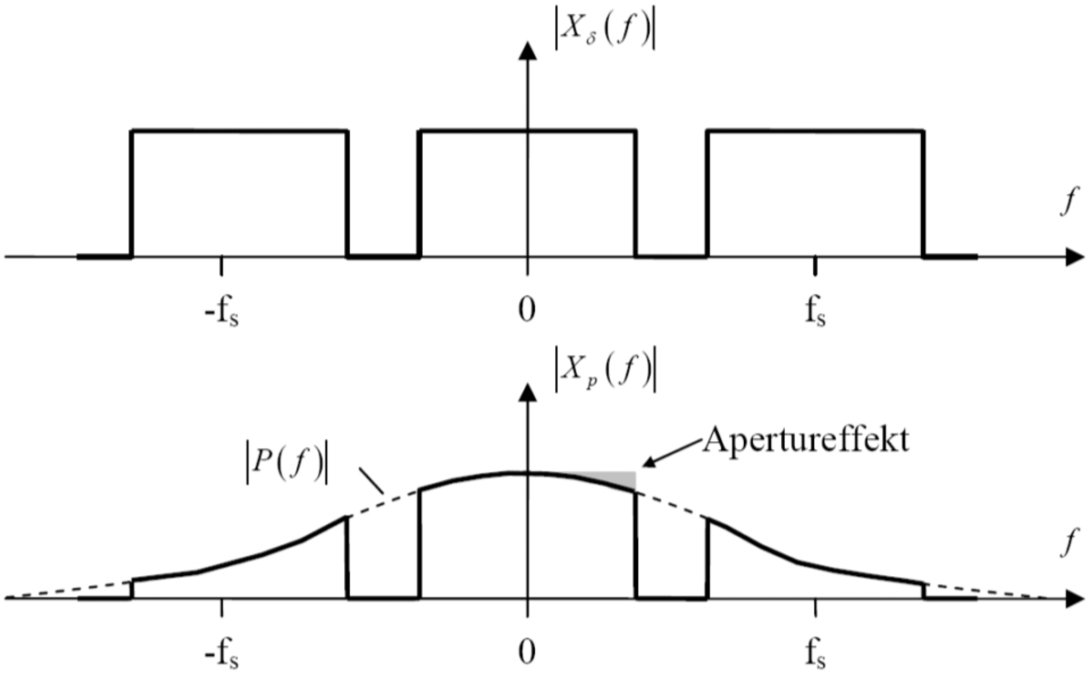
2.10.3 Reale Abtastung - PAM Signal

Reale Abtastungen erfolgen durch die *Sample&Hold*-Technik, so erhält man eine Flat-Top-Abtastung. Dadurch erzeugt man die Zeitfunktion

$$x_p(t) = x(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} p(t - kT_s)$$



Dies induziert einen *Apertureffekt*, bei welchem eine Dämpfung der höheren Frequenzkomponenten des Signalspektrums entsteht.



Mögliche Abhlifen:

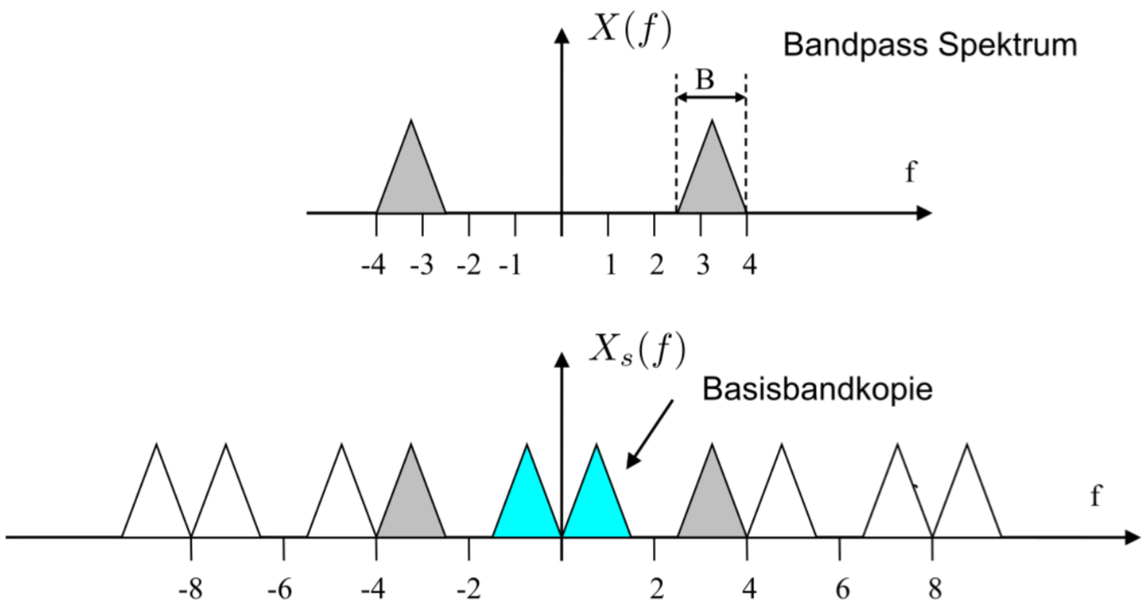
- Einsatz eines Equalizers ($\sin(x)/x$-Korrektur) mit $H_{EQ}(f) = Ke^{-j\omega t_d}/P(f)$
- Verhältnis der Pulsbreite τ zur Abtastperiode T_s klein wählen: $\tau/T_s \ll 1$

2.10.4 Abtastung von Bandpasssignalen

Besitzt ein Signal ein bandbegrenztes Spektrum mit der Bandbreite B und der maximalen oberen Signalfrequenz $f_{Signal_{max}}$, so kann es mit der Frequenz

$$f_{Sample} = \frac{2f_{Signal_{max}}}{m}$$

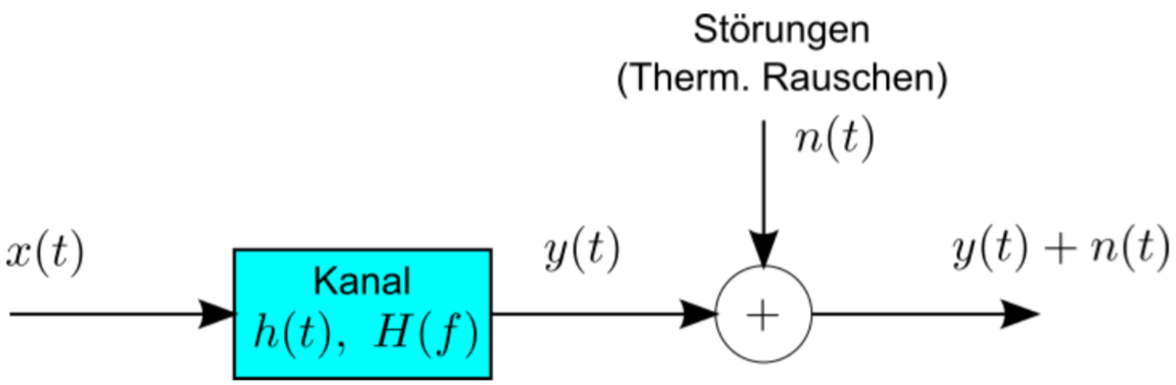
abgetastet werden, ohne das es zu Spektrumsüberlappungen kommt. m ist die grösste Zahl, die das Verhältnis $\frac{f_{Signalmax}}{B}$ nicht übersteigt.



Bandpass Abtastung mit $f_{Sample} = 4$ $(m = 2)$

3. Leitergebundene Signalübertragung & -Filterung

Es wird hier vorallem vom LTI-Filterkanal gesprochen, und die Störungen die vom Kanal selbst kommen



Die Beschreibung der Übertragungseigenschaften erfolgt im Zeitbereich mithilfe der *Impulsantwort* $h(t)$ und im Frequenzbereich mit dem *komplexen Frequenzgang* $H(f)$. Diese werde folgendermassen ermittelt

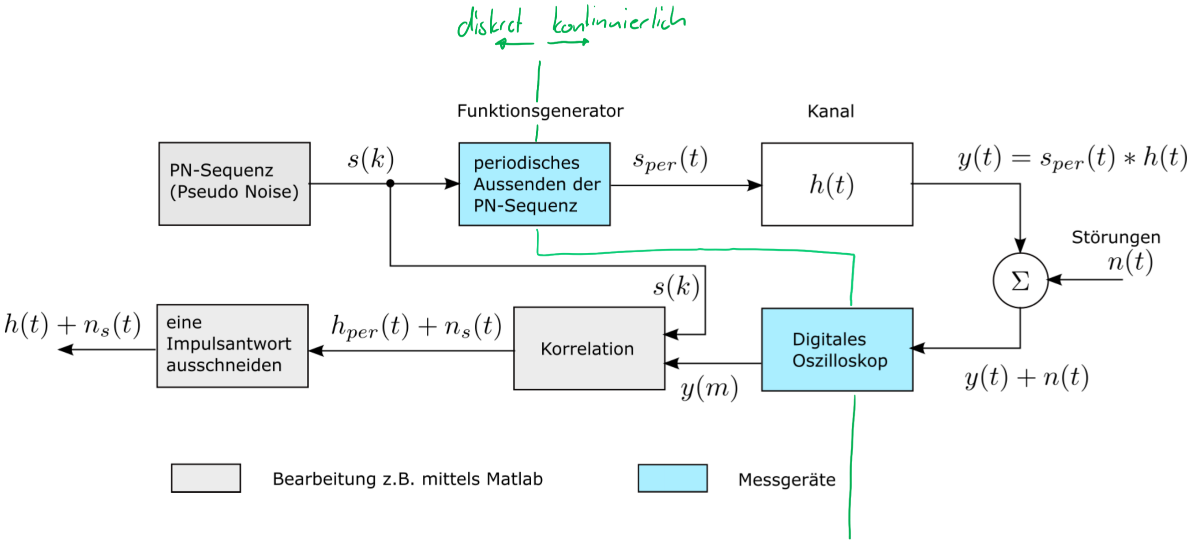
Wie kommt man zur Impulsantwort $h(t)$?

Eingangssignal $x(t)$	**Ausgangssignal $y(t)$**	**Bemerkung**
Diracstoss $\delta(t)$	Impulsantwort $h(t)$	- DGL muss bekannt sein - Testsignal für Labor nicht geeignet, da nur sehr geringer Energieinhalt
Schrittspannung (z.B. 0 -> 5V)	Schrittantwort $g(t)$	- Impulsantwort über die Ableitung der Schrittantwort $h(t) = \frac{d}{dt}g(t)$ - Testsignal hat einen hohen Energieinhalt
Frequenzgang $H(f)$	Impulsantwort $h(t)$	- Berechnung mittels Fourier Rücktransformation
Periodische Zufallssequenz $s(t)$ pn-Signal (pseudo noise)	$s(t) * h(t)$	- Messung einer Stossantwort mit Korrelationsmethode (Folie 4)

Wie kommt man zur Übertragungsfunktion $H(f)$?

Eingangssignal $x(t)$	**Ausgangssignal $y(t)$**	**Bemerkung**
Harmonische Schwingung $A_x\cos(2\pi ft + \varphi_x)$ "Eintonmessung"	Harmonische Schwingung $A_y\cos(2\pi ft + \varphi_y)$	- Amplitudengang: $\lvert H(f)\rvert = A_y/A_x$ - Phasengang: $\sphericalangle H(f) = \varphi_y - \varphi_x$
Impulsantwort $h(t)$	Frequenzgang $H(f)$	- Berechnung mittels Fourier Transformation

Die Ermittlung der Impulsantwort $h(t)$ mittels *Periodischer Zufallssequenz* $s(t)$ erhält man mittels Korrelationsverfahren



3.1 Signalverzerrung durch Übertragungssysteme

Alle Übertragungsmedien (leitergebunden, Funk, etc.) haben zwei physikalische Eigenschfften gemeinsam:

- **Interne Leistungsverluste**: Reduktion der Signalgrösse
- **Interne Energiespeicher**: Veränderung der Form des Signals

3.1.1 Verzerrungsfrei

Das Ausgangssignal gilt als unverzerrt, wenn das Eingangssignal nur mit einer Konstanten K multipliziert wird und mit einer bestimmten endlichen Zeit t_d verzögert.

Zeitbereich

$$y(t) = K \cdot x(t - t_d)$$

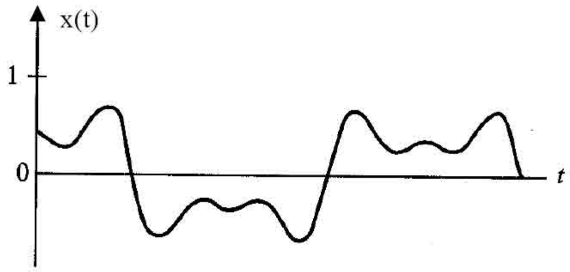
Übertragung im Frequenzbereich

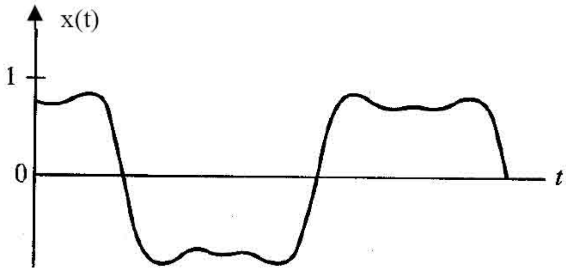
$$H(f) = K \cdot e^{-j\omega t_d}$$

3.1.2 Lineare Verzerrungen

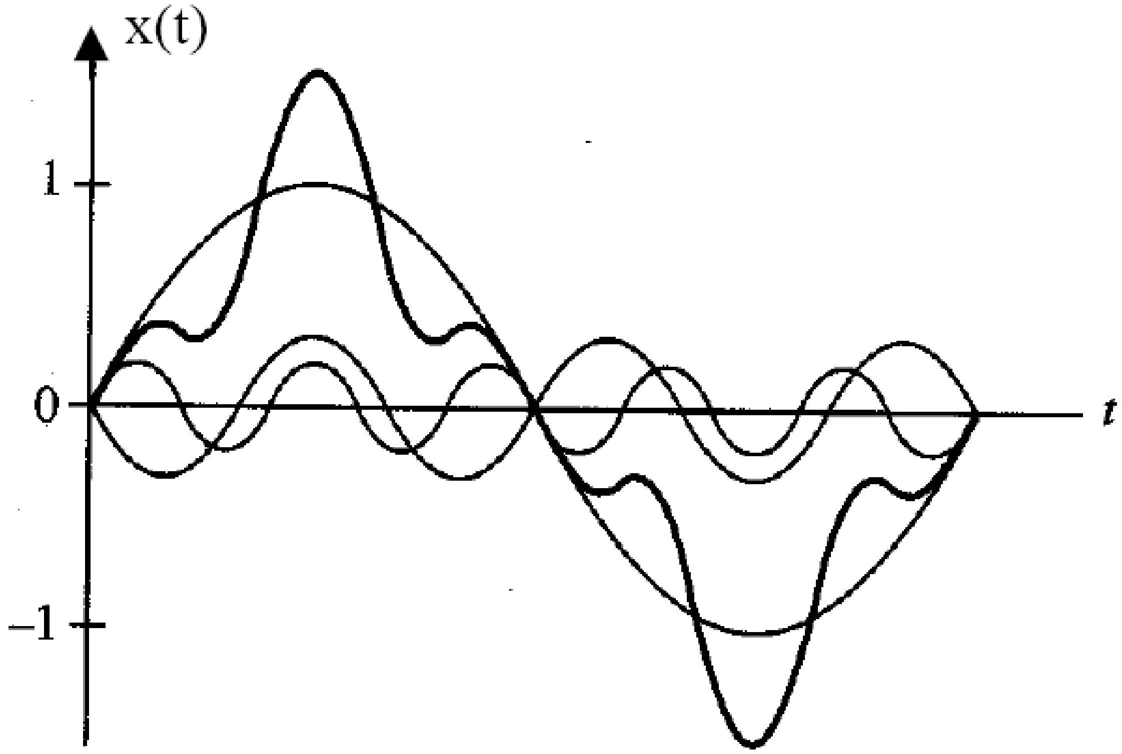
In der Realität ist die Forderung für verzerrungsfreie Übertragung nur bedingt einhaltbar. Man unterscheidet zwei Arten von linearen Verzerrungen:

- Amplitudenverzerrung: $|H(f)| \neq K$
  - Häufig werden nur hohe oder tiefe Frequenzen beschwächt (im Beispiel: $x(t) = \cos(\omega t) - \frac{1}{3}\cos(3\omega t) + \frac{1}{5}\cos(5\omega t)$)





- Phasen- oder Laufzeitverzerrung: $\arg H(f) \neq -\omega \cdot t_d$
  - Form des Eingangssignals kann stark verändert werden damit (Beispiel Phasenverschiebung von 90° für jede Signalkomponente)



3.1.3 Gruppenlaufzeit und Phasenlaufzeit

Phasenverzerrungen können bei linearen Systemen besser anhand der Ableitung der Phase in Bezug zur Frequenz bestimmt werden. Für **verzerrungsfreie Systeme** muss die **Gruppenlaufzeit** t_d **konstant** sein!

$$t_g = -\frac{d\varphi}{d\omega}$$

Für die individuelle Phasenlaufzeit für jede einzelne Frequenzkomponente:

$$t_d = -\frac{\varphi}{2\pi f}$$

! Wichtig

In einem verzerrungsfreien System sind Gruppenlaufzeit t_g und Phasenlaufzeit t_d gleich gross.

3.2 Pegelberechnung

Bei einer verzerrungsfreien Übertragung ist die Ausgangsleistung P_y proportional zur Eingangsleistung P_x , die *Dämpfung* entspricht

$$a = \frac{P_x}{P_y} \qquad \text{bzw.} \qquad a_{dB} = 10\log_{10}(a)$$

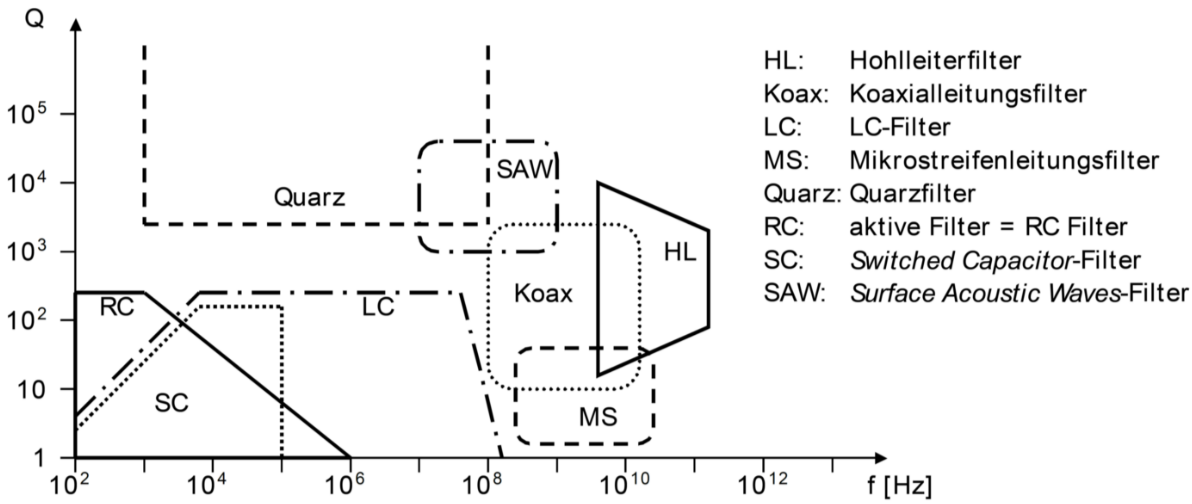
P_x, P_y werden als Effektivwerte angegeben. Können nicht beide Leistungen gleichzeitig bestimmt werden, so wird mit Referenzgrössen gearbeitet

Referenz	Formel	Einheit
$P_{Ref} = 1mW$	$P_{dB} = 10\log_{10}\left(\frac{P}{1mW}\right)$	dBm
$P_{Ref} = 1W$	$P_{dB} = 10\log_{10}\left(\frac{P}{1W}\right)$	dBW
$U_{Ref} = 1V$	$U_{dB} = 20\log_{10}\left(\frac{P}{1V}\right) + 10\log_{10}\left(\frac{R_{Ref}}{R}\right)$	dBV
$E_{Ref} = 1\frac{\mu V}{m}$	$E_{dB} = 20\log_{10}\left(\frac{P}{1\frac{\mu V}{m}}\right)$	$dB\frac{\mu V}{m}$

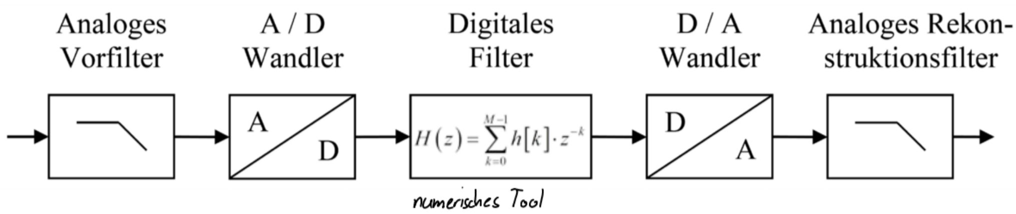
3.3 Filtersysteme

Niederfrequent haben Analoge LC-FIlter sehr lange eine dominierende Rolle, wobei dieselben Methoden der Filtersynthese auch auf modernere Filtertechnologien angewendet werden können. Für verschiedene Einsatzbereiche gibt es *verschiedene Filtertechnologien*, wobei auch *Digitale Filter* bis ca. 100MHz analoge Filter nachbilden können, mit dem VOrteil, dass diese anschliessend noch anpassbar sind

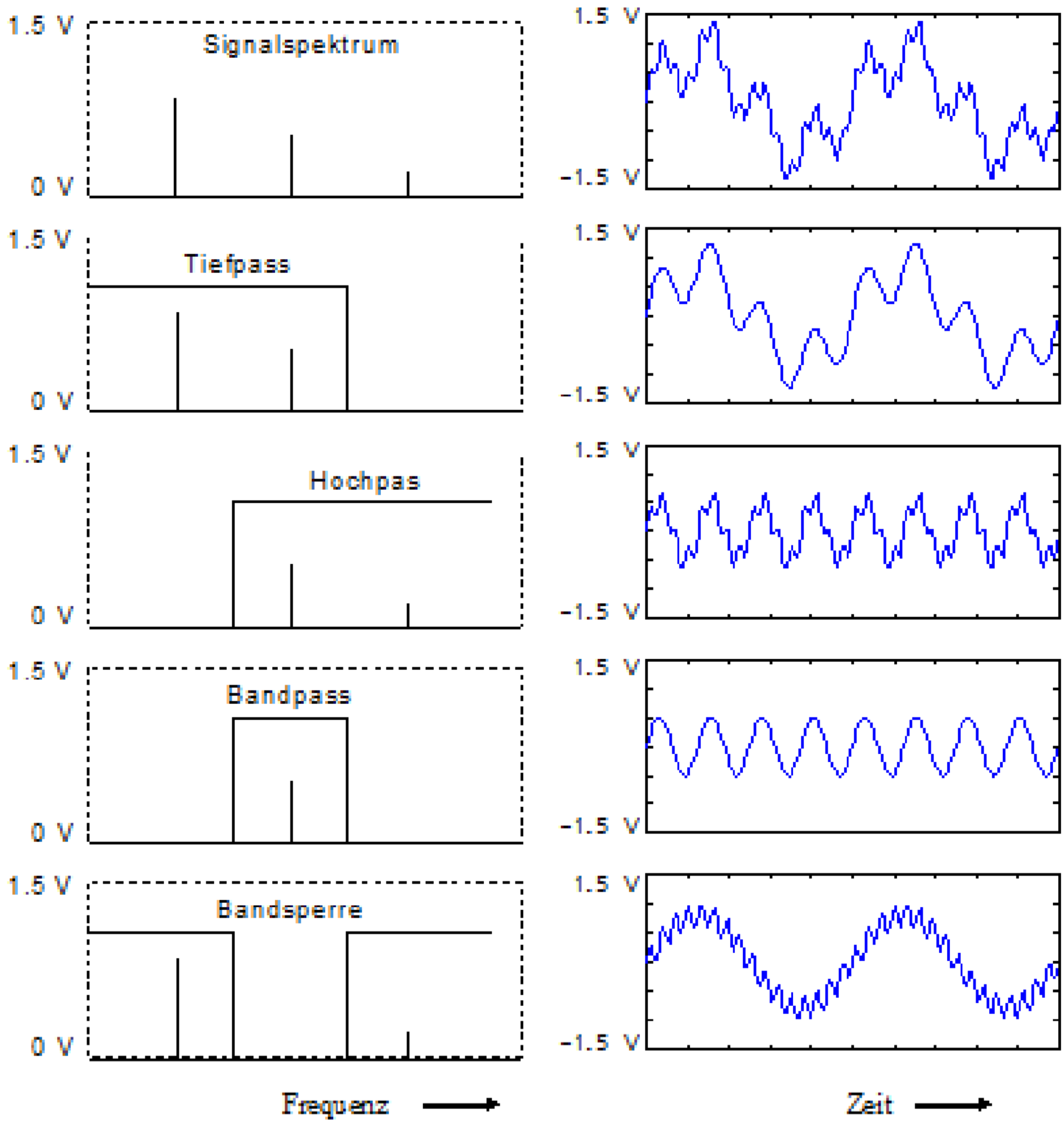
- # Analoge Filtertechnologien



- # Digitale Filter



Desweiteren gibt es verschiedene Filterklasifizierungen, welche folgende **ideale Amplitudengänge** aufweisen



3.3.1 Reale Filter - Spezifikation

Reale Filter zeigen ein abweichendes Verhalten zum idealen Verlauf. Z.B. ist der nicht kausale Teil eines ideal TPs nur mit einer Verzögerung teilweise möglich. Beim Filterentwurf wird der gewünschte Amplitudenverlauf mit einer *Filtermaske* spezifiziert.

Die Spezifikation wird nicht nur mit der Frequenzmaske definiert, sondern auch mit dem Zeitbereich

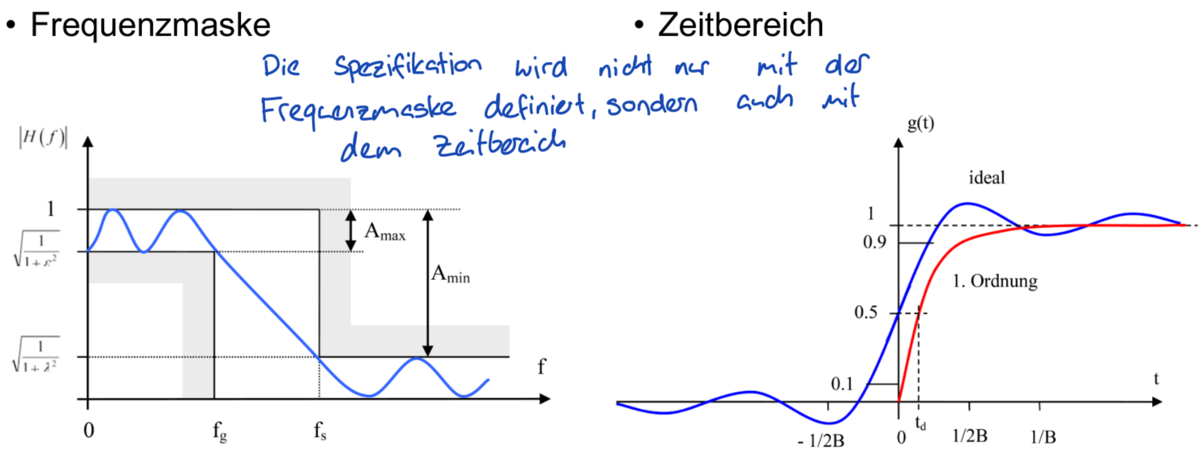


Abbildung 12: Filtermaske eines Tiefpassfilters

- **Durchgangsbereich** – bei TP $0 \leftrightarrow f_g$
- **Übergangsbereich** – $f_g \leftrightarrow f_s$
- **Sperrbereich** – bei TP $f_s \leftrightarrow \infty$

Zur definition von Filtern gibt es verschiedene Approximationsverfahren

- Butterworth
  - Maximal flacher Durchlassbereich im Amplitudengang
- Tschebyscheff
  - Maximal steiler Übergangsbereich
- Cauer
  - Elliptische Funktion
  - Maximal steiler Übergangsbereich
- Bessel
  - Maximal flache Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich

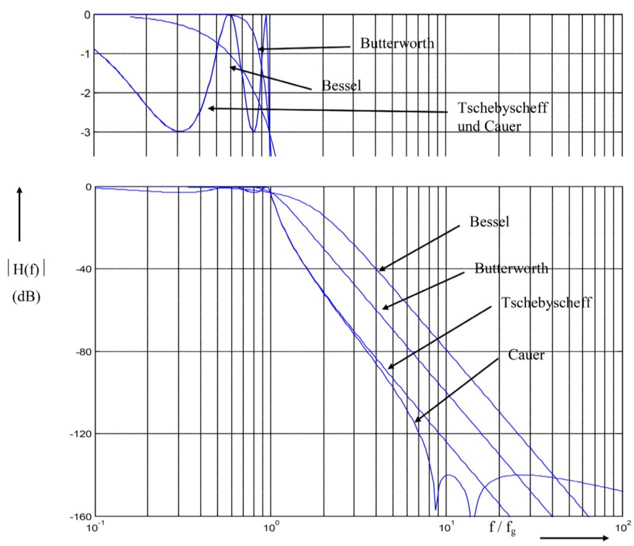


Abbildung 13: Aproximationsverfahren für Filterordnung $n = 5$ und $A\_max = 3dB$

3.4 Leitergebundene Übertragung

Zur bestimmung ob ein Leiter mit der klassichen Schaltungstheorie oder mit Phänomenen der elektromagnetischen welle betrachtet werden muss, wird der Begriff der elektrischen Länge verwendet

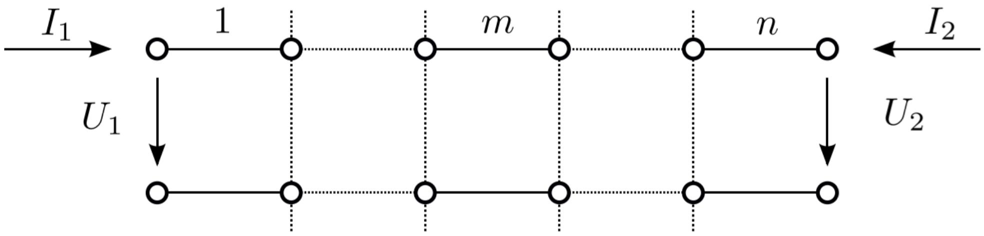
$$\text{Elektrische Länge} = \frac{\ell}{\lambda} \begin{cases} \leq \frac{1}{20} & \textit{Leitung kann mit der klassischen Schaltungstheorie behandelt werden (meist als ideal).} \\ > \frac{1}{20} & \textit{Phänomene der elektromagnetischen Welle werden wirksam. Leitung muss mit frequenzabhängigen Eigenschaften behandelt werden.} \end{cases}$$

mit λ: Wellenlänge
ℓ: Leitungslänge

Wobei die Wellenlänge λ über die Geschwindigkeit v der Signalwelle (im Vakumm: $v_0 = c = 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$) im Übertragungsmedium mit der Frequenz f verbunden definiert ist durch

$$\lambda = \frac{v}{f}\ [m] \qquad \text{falls im Vakuum} \rightarrow \lambda = \frac{c}{f}$$

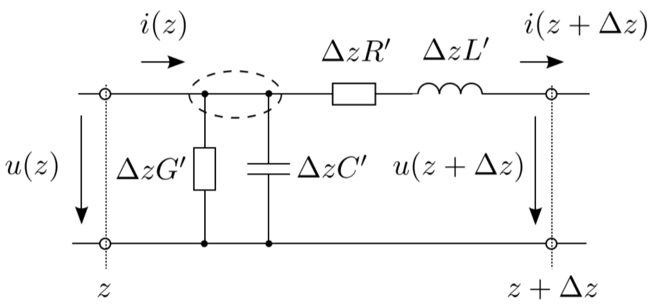
Vorteilhafte Übertragungseigenschaften bietet die **längshomogene Leitung**, welche auf der gesamten Länge konstante Querschnitt, gleiches Leitermaterial, konstante Leiterabstand und gleichförmige Isolation besitzt. Längshomogene Zweidrahtleitungen aus metallischen Leitern können als Zweitorkette modeliert werden.



Betrachtet man ein kurzes Leitungsstück der Weglänge $\Delta z = \frac{1}{n}$, so kann angenommen werden, dass die Längsinduktivität ΔL und die Parallelkapazität ΔC gleichförmig über die Länge Δz verteilt sind. Diese werden in diesem Modell als **Leitungsbeläge** ausgedrückt

$$L' = \frac{\Delta L}{\Delta z} = \frac{L_l}{l} \left[\frac{H}{m}\right] \qquad \text{und} \qquad C' = \frac{\Delta C}{\Delta z} = \frac{C_l}{l} \left[\frac{F}{m}\right]$$

Werden desweiteren ohmsche Verluste und dielektrische Verluste dargestellt, so erhält man das Ersatzschaltbild einer Leitung



R': Ohmsche Leiterverluste/m
L': Serieinduktivität/m
G': Dielektrische Verluste/m
C': Kapazität zw. den Leitern/m
Δz: Abschnittslänge

Durch den Grenzwertübergang $\Delta z \rightarrow 0$ erhält man die **Telegraphengleichung**

$$\frac{dI(z)}{dz} = -U(z)(G' + j\omega C') \qquad \text{und} \qquad \frac{dU(z)}{dz} = -I(z)(R' + j\omega L')$$

Durch gegenseitiges einsetzten erhält man die **Wellengleichung**

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} = \gamma^2 I(z) \qquad \text{und} \qquad \frac{d^2 U(z)}{dz^2} = \gamma^2 U(z)$$

$(\gamma^2 = (R' + j\omega L')(G' + j\omega C'))$

mit der **komplexen Ausbreitungskonstante**

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

α : Dämpfungsbelag in $\left[\frac{Neper}{m}\right]$ (*Neper* ist ein altes Dämpfungsmass)
β : Phasenbelag in $\frac{rad}{m}$

β kann als Positionsabhängige Phasenverschiebung betrachtet werden.

Die allgemeinen Lösungen der Wellengelichungen lauten ($_V$ *vorwärts laufend*, $_R$ *rückwärts laufend)*

$$U(z,t) = (U_V e^{-\gamma z} + U_R e^{\gamma z})e^{j\omega t}$$
$$I(z,t) = (I_V e^{-\gamma z} + I_R e^{\gamma z})e^{j\omega t}$$

Die Wellenfront bewegt sich mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit (*propagation velocity*):

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

$$\text{Freiraum}: \ \lambda_0 = \frac{v}{f} = \frac{c_0}{f} \qquad \text{Material}: \ \lambda = \frac{v}{f}$$

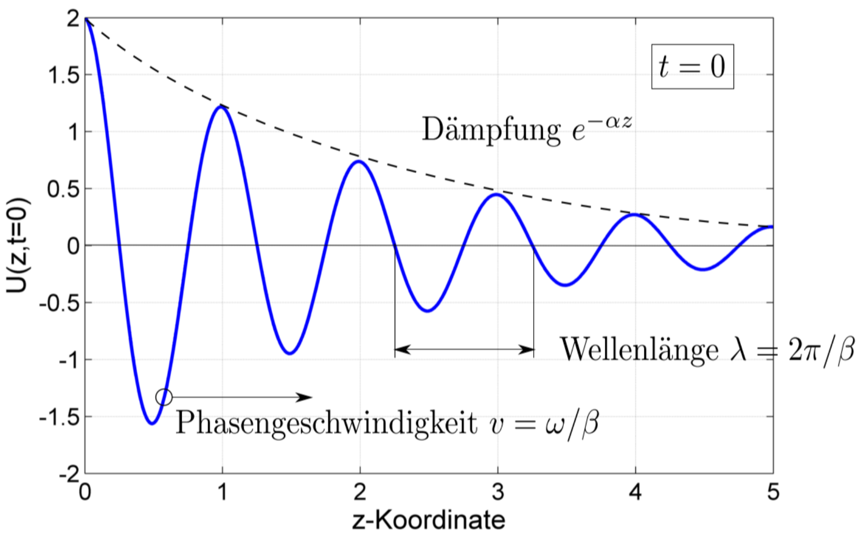
c_0, c : Lichtgeschwindigkeit ($299'792'458\frac{m}{s}$ oder $3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$)

Umrechnung $Np \rightarrow dB$

Umrechnung der Spannungsreduktion von *Neper* Np in *Dezibel* dB erfolgt durch

$$\alpha_{dB/m} = 10 \cdot \log_{10}(r) \cdot \alpha_{Np/m} = 20 \cdot log_{10}(e) \cdot \alpha_{Np/m} = 8.686 \cdot \alpha_{Np/m}$$

Die Welle hat also eine exponentiel abfallende Form



3.4.1 Charakteristische Leitungsimpedanz Z_0

$$Z_0 = \frac{U(z,t)}{I(z,t)} = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}}$$

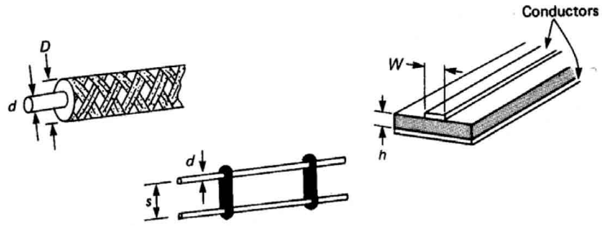
3.4.2 Leistungsfluss

Die Elektrische Leistung in der **V***orwärtswelle* wird mit den Effektivwerten berechnet. Für die **R***ückwertswelle* wechselt das Vorzeichen der charakteristischen Impedanz und somit die Richtung des Leistungsflusses.

$$P_V = \frac{U_V I_V^*}{2} = \frac{|U_V|^2}{2Z_0} \qquad P_R = \frac{U_R I_R^*}{2} = -\frac{|U_R|^2}{2Z_0}$$

3.4.3 Leitergeometrien

Verschiedene Leitergometrien führen zu unterschiedlichen Impedanzen und Belägen

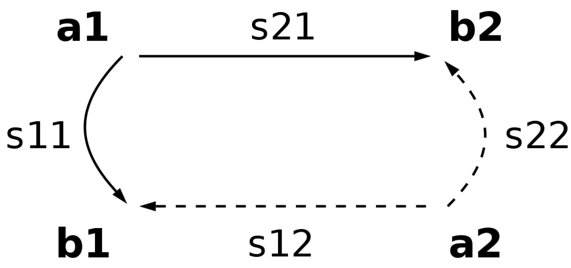


$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ $[Vs/Am]$: Permeabilität der Luft
$\varepsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$ $[As/Vm]$: Dielektrizitätskonstante
ε_r : Dielektrische Konstante des Dielektrikums relativ zu Luft
μ_r : Relative Permeabilität des Leitermaterials
σ_i : Spezifische Leitfähigkeit des Leiters oder des Dielektrikums
$R_s = \sqrt{\frac{\pi \cdot f \cdot \mu_{Leiter}}{\sigma_{Leiter}}}$: Skineffekt, Oberflächenwiderstand des Leiters

Die unterschiedlichen Belagsgrössen sind abhängig von der Leitergeometrie

	Symmetrische Zweidrahtleitung	**Koaxialkabel**	**Leiterbahn**
Kapazitätsbelag C' (F/m)	$\frac{\pi\varepsilon_0\varepsilon_r}{\ln(2s/d)}$	$\frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon_r}{\ln(D/d)}$	$\frac{W\varepsilon_0\varepsilon_r}{h}$
Induktivitätsbelag L' (H/m)	$\frac{\mu_0\ln(2s/d)}{\pi}$	$\frac{\mu_0\ln(D/d)}{2\pi}$	$\frac{\mu_0 h}{W}$
Widerstandsbelag R' (Ω/m)	$\frac{2R_s}{\pi d}\left(\frac{s/d}{\sqrt{(s/d)^2-1}}\right)$	$\frac{R_s}{\pi}\left(\frac{1}{D}+\frac{1}{d}\right)$	$\frac{2R_s}{W}$
Leitwertbelag G' (S/m)	$\frac{\pi\sigma_D}{\ln(2s/d)}$	$\frac{2\pi\sigma_D}{\ln(D/d)}$	$\frac{W\sigma_D}{h}$

3.4.4 Streuparameter bei Zweitore (evtl. nicht so wichtig!)



Eingangsreflexionsfaktor $s_1 1$

stellt die Reflexion am Eingang ohne Anregung an Tor 2 dar:

$$S_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0}$$

Vorwärts-Transmissionsfaktor $s_2 1$

stellt die Vorwärts-Transmission ohne Anregung an Tor 2 dar:

$$S_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=0}$$

Ausgangsreflexionsfaktor $s_2 2$

stellt die Reflexion am Tor 2 ohne Anregung an Tor 1 dar:

$$S_{22} = \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{a_1=0}$$

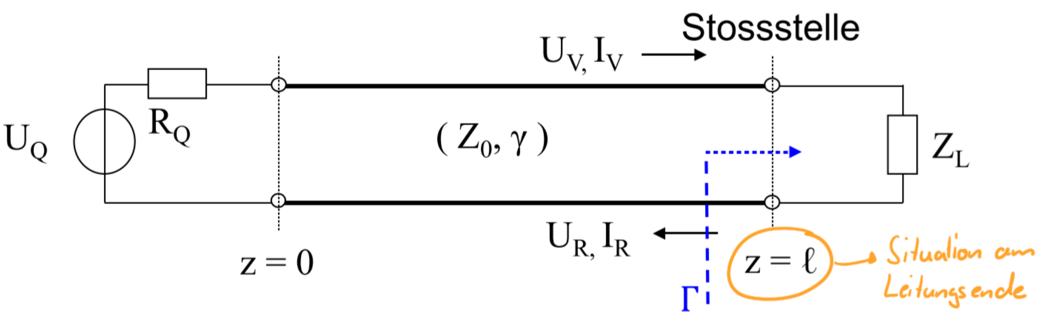
Rückwärts-Transmissionsfaktor $s_1 2$

stellt die Rückwärts-Transmission ohne Anregung an Tor 1 dar:

$$S_{12} = \left.\frac{b_1}{a_2}\right|_{a_2=0}$$

3.4.5 Reflexionen an der Last

Entspricht die *Lastimpedanz* Z_L nicht der Leitungsimpedanz Z_0 so entsteht eine **Stosswelle** am Übergang. Es kommt zu einer (Teil-)Reflexion der vorlaufenden Signalwelle. Es wird eine neue rücklaufende Signalwelle erzeugt.



Das Verhältnis der Vor- und Rücklaufenden Amplituden bildet den **Reflexionskoeffizient**

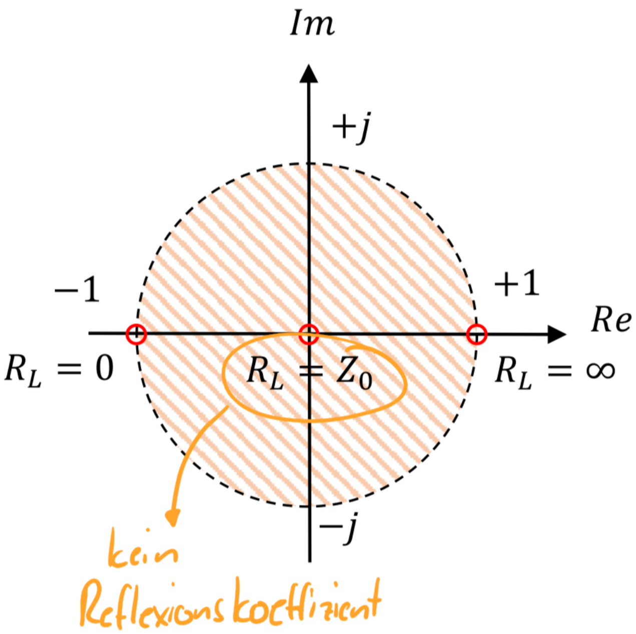
$$\Gamma_{z=\ell} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{U_R}{U_V} = -\frac{I_R}{I_V}$$

$\Gamma_{z=l}$: Reflexionskoeffizient $\rightarrow$ je näher an Null, desto besser.

Spezialfälle Z_L

- $Z_L = 0\Omega \;\Rightarrow\; \Gamma = -1 \quad \rightarrow \quad U_{ZL} = 0,\, I_{ZL} = 2 \cdot I_V$
- $Z_L = \infty \;\Rightarrow\; \Gamma = +1 \quad \rightarrow \quad U_{ZL} = 2 \cdot U_V,\, I_{ZL} = 0$
- $Z_L = Z_0 \;\Rightarrow\; \Gamma = 0 \quad \rightarrow \quad U_{ZL} = U_V,\, I_{ZL} = I_V$

Der Wertebereich von Γ liegt innerhalb des Einheitskreises der komplexen Ebene



Die resultierende Spannung und Strom auf der Leitung ist die Überlagerung von vor- und rücklaufenden Signalwellen

$$U(z) = U_V \cdot e^{-\gamma z} + U_R e^{-\gamma(\ell - z)} = U_V \cdot e^{-\gamma z}(1 + \Gamma_L e^{-2\gamma(\ell - z)})$$

$$I(z) = I_V \cdot e^{-\gamma z} + I_R e^{-\gamma(\ell - z)} = \frac{U_V \cdot e^{-\gamma z}}{Z_0}(1 + \Gamma_L e^{-2\gamma(\ell - z)})$$

Der Reflexionskoeffizient entlang der Leitung entspricht

$$\Gamma(z) = \Gamma_L e^{-2\gamma(\ell - z)}$$

Die Impedanz auf der Leitung an einem beliebigen Punkt z entspricht

$$Z(z) = \frac{U(z)}{I(z)} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma(\ell - z))}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma(\ell - z))}$$

und bei einer verlustlosen Leitung

$$Z(z) = \frac{U(z)}{I(z)} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta(\ell - z))}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta(\ell - z))}$$

Welligkeitsfaktor s

Die Überlagerungen der vor- und rücklaufenden Welle bildet örtliche Maxima und Minima, was zu einer stehenden Welle führt. Der Welligkeitsfaktor ist definiert durch

$$s = \frac{\hat{U}_{max}}{\hat{U}_{min}} = \frac{|U_V| + |U_R|}{|U_V| - |U_R|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

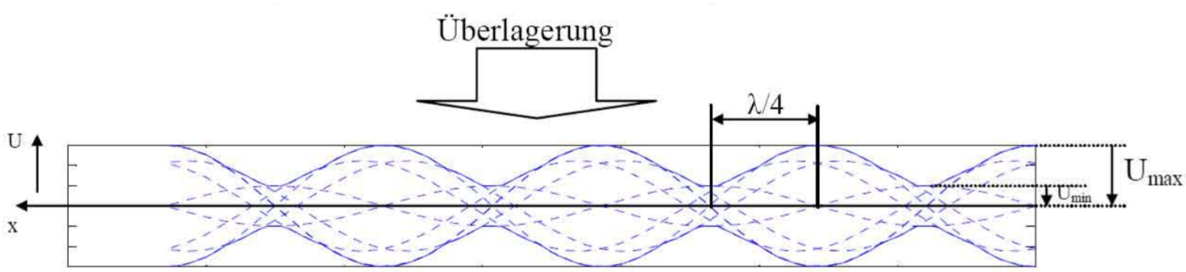
Rückflussdämpfung a

Die Rückflussdämpfung bezeichnet wie viel das rücklaufende Signal gegenüber dem vorlaufenden gedämpft ist

$$a = -10 \cdot \log_{10}(|\Gamma|^2)$$

Hüllkurve

Die Überlagerungen führen zu einer Hüllkurve



$$P_L = P_V(1 - |\Gamma|^2) \tag{3.1}$$

! Maximale Wirkleistungsübertragung

Die maximale Wirkleistungsübertragung von der Leitung zur Last kann nur erreicht werden, wenn Z_0 und Z_L reell und gleich gross sind.

3.4.6 Ausgleichsvorgang an einer Stossstelle

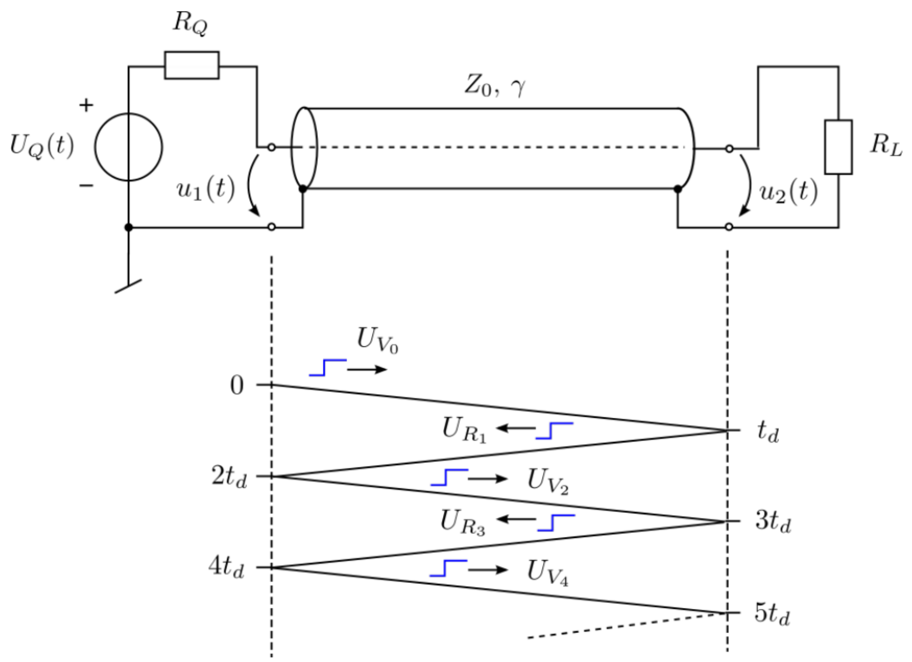
Zuerst ausrechnen, ob der Ausgleichsvorgang überhaupt gemacht werden muss!

$$l_\lambda = \frac{l}{\lambda} = \frac{l}{\tau_P \cdot v_{Ph}} = \begin{cases} \leq \frac{1}{20} & \text{Leitung kann als ideal betrachtet werden (\textit{rein ohmisch})} \\ > \frac{1}{20} & \text{Leitungsverhalten frequenzabhängig } (C', L', \ldots) \end{cases}$$

Die Verzögerung durch die Phasengeschwindigkeit des Leiters führt zu einem *verspäteten* Signalverlauf am anderen Ende des Leiters, dies wird mit der Laufzeit t_d dargestellt:

$$t_d = \frac{l}{v} = \frac{\beta \cdot l}{\omega}$$

Hat es unterschiedliche Impedanzen (Leiter-, Innen-, Lastimpedanz), kann es zu einem *Einschwingen* des Signales führen. Grund dafür sind die Reflektionen des Leiters, welches Stücke des Signals hin und her reflektiert, bis es den entsprechenden Wert erreicht.



Beide Enden des Leiters haben je einen Reflexionskoeffizienten: Γ_1 für den Anfang des Leiters (aus Sicht der Quelle) und Γ_2 für das Ende.

$$\Gamma_1 = \frac{R_Q - Z_0}{R_Q + Z_0} \qquad \Gamma_2 = \frac{R_L - Z_0}{R_L + Z_0}$$

Die Spannungen $u_1(t)$ & $u_2(t)$ an den beiden Enden des Leiters entsprechen der Aufsummierungen der Reflexionsspannungen.

$$u_1(t) = \sum U_i \qquad u_2(t) = \sum U_i$$

Zu Beginn wird das Signal von $U_Q = 1\text{V}$ angelegt und es dauert $1 \cdot t_d$ bis die Spannung U_{V_0} das Ende des Leiters erreicht.

$$U_{V_0} = U_Q \cdot \frac{Z_0}{R_Q + Z_0}$$

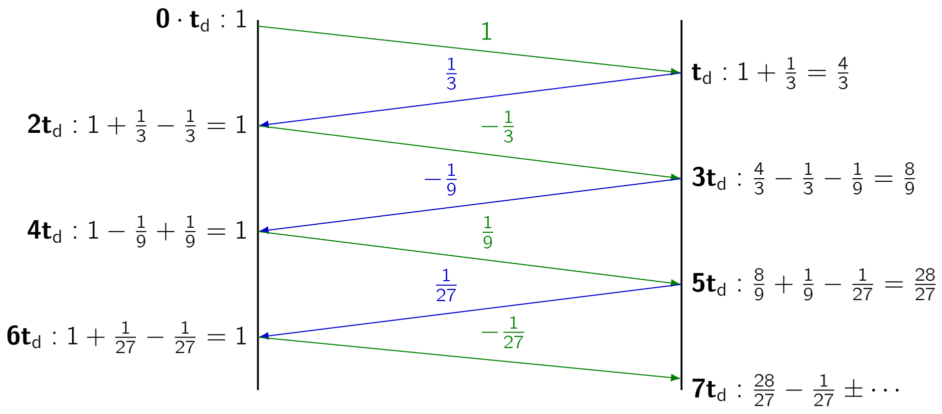
Da die Leiter- & Lastimpedanz unterschiedlich ist, wird das Signal mit dem Faktor $e^{-\gamma \cdot l} \cdot \Gamma_2$, wobei in diesem Beispiel mit $\gamma = 0$ gerechnet wird.

$$U_{R_1} = U_{V_0} \cdot e^{-\gamma \cdot l} \cdot \Gamma_2$$

Wird zum Zeitpunkt $1 \cdot t_d$ die Spannung $u_2(t)$ mit einem Oszilloskop gemessen, misst man $u_2(t_d) = U_{V_0} + U_{R_1} = \frac{4}{3}\text{V}$. Da auch die Innen- & Leiterimpedanz unterschiedlich sind, reflektiert das Signal mit dem Faktor $e^{-\gamma \cdot i} \cdot \Gamma_2$ zurück. Dies wiederholt sich, bis die Spannung eingeschwungen ist.

$$U_{V_2} = U_{R_1} \cdot e^{-\gamma \cdot l} \cdot \Gamma_1$$

Folgend zeigt eine "Messung" von $u_2(t)$ mit folgenden Widerstandswerten: $R_Q = 0\Omega$, $Z_0 = 50\Omega$, $R_L = 100\Omega$, $l = 1\text{m}$, $v = 0.5c_0$



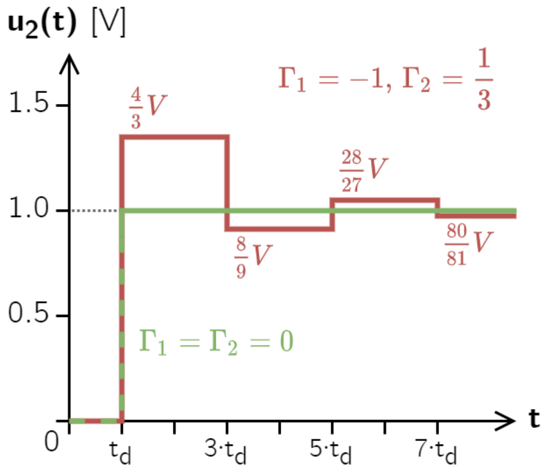


Abbildung 14: Ausgleichsvorgang $u_2(t)$

4. Drahtlose Signalübertragung & -Filterung

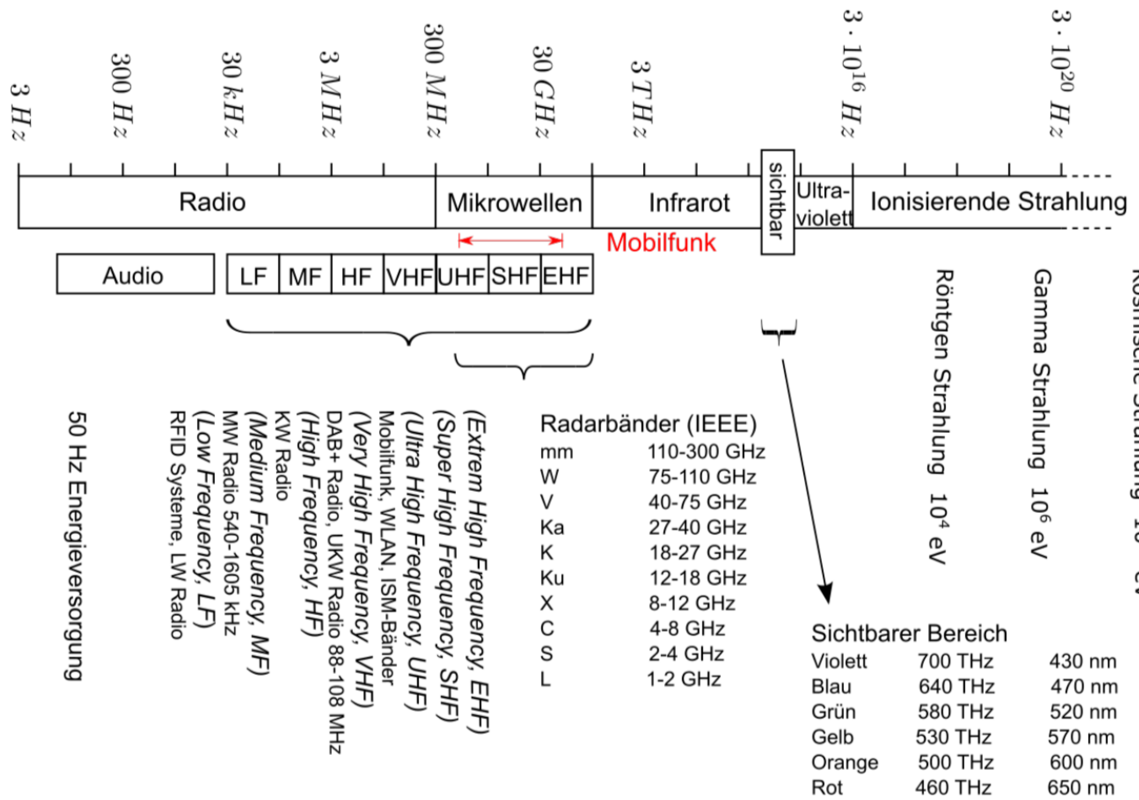
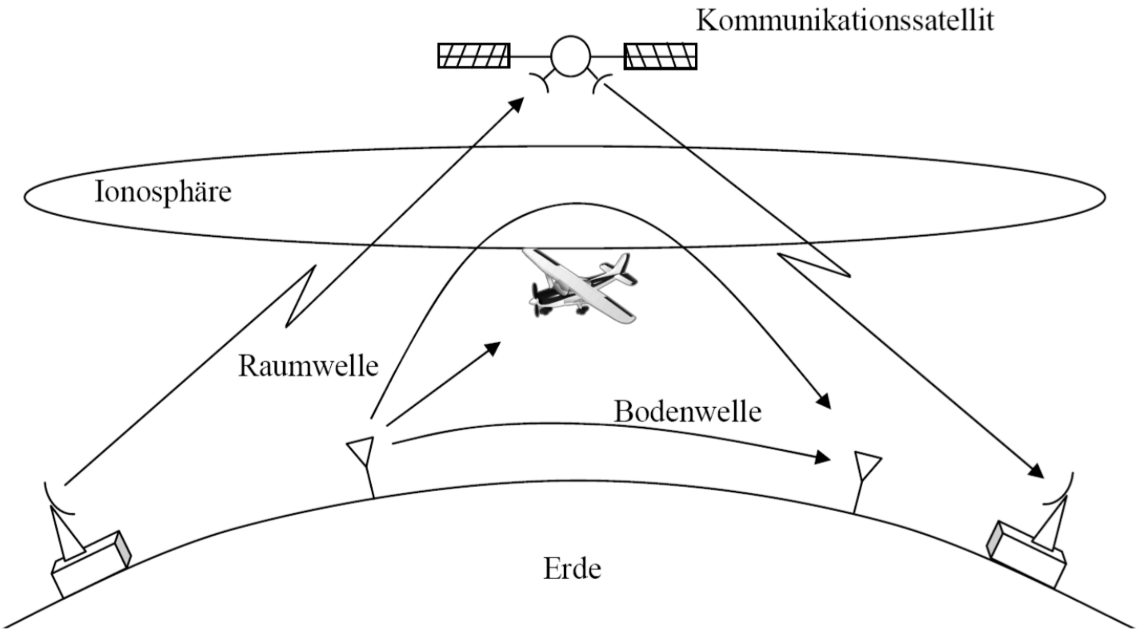


Abbildung 15: Spektrumsbereich

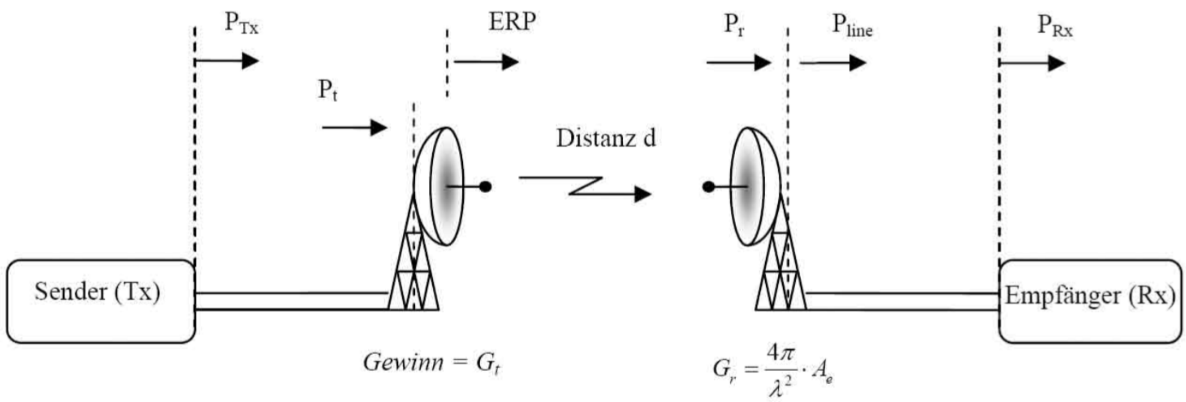
Es gibt verschiedene Ausbreitungsarten, welche zum Teil auch vom Spektrum abhängen

- *Bodenwelle* breitet sich entlang der "Materialgrenze" Luft-Boden aus
- *Direktverbindung* (auch *Line-of-Sight* oder *free space propagation*) im nicht ionisierenden Bereich der Atmosphäre
- *Raumwelle* erfolgt durch die Reflektion am ionisierten Bereich der Atmosphäre, ab ca. **100MHz** durchdringen Wellen die Ionosphäre



4.1 Linkbudget

Beim Entwurf eines Übertragungssystems interessiert primär die Leistung P_{Rx} am Empfängereingang. Diese ist jedoch abhängig von den Verlusten und Gewinnen der Sender, Kabel, Antennen.



Die Leistung am Empfänger kann also erhöht werden durch...

- Sendeleistung P_{Tx} erhöhen
- Verluste der Zubringerkabel minimieren
- Reflexionen an den Übergängen minimieren
- Sende- bzw. Empfangsgewinne G_t und G_r vergrössern

Die Empfangsleistung P_{Rx} muss dabei genügend gross sein, damit das Signal mit einer guten Qualität am Empfängereingang vorliegt. Für eine bessere Übersicht für einen *Systementwurf* wird ein Linkbudget aufgestellt

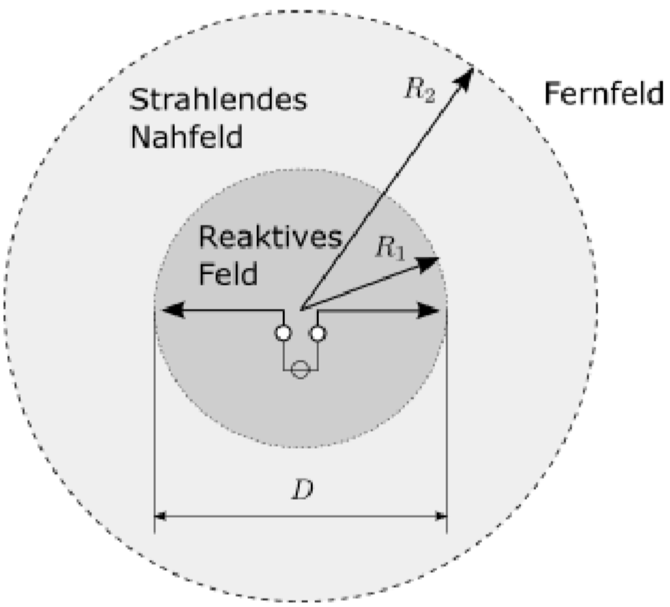
Komponente	Symbol	Beitrag	Leistung
Senderleistung (BT Klasse 2)	P_{Tx}	+4 dBm	2.5 mW
Stecker-, Kabel- und Anpassverluste	- (L_{con}, L_{line}, L_m)	-3.0 dB	
Antennengewinn (z.B. aus Herstellerangaben)	G_{Tx}	+2.5 dBi	
Equivalent Isotropic Radiated Power (eventuell vom Regulator eingeschränkt)	EIRP	Σ= +3.5 dBm	2.2 mW
Freiraumdämpfung für r = 10 m, f = 2450 MHz (Kanalmodell)	- L_{fs}	-60.2 dB	
Verfügbare Leistung am Empfangsort	P_r	Σ= -56.7 dBm	2.4 nW
Polarisationsverluste	- L_p	-3.0 dB	
Antennengewinn	G_{Rx}	+2.5 dBi	
Stecker-, Kabel- und Anpassverluste	- (L_{con}, L_{line}, L_m)	-3.0 dB	
Minimale Empfängerempfindlichkeit	- P_{Rx}	-(-70 dBm)	
System- oder Link-Reserve	Margin	Σ= +9.8 dB	

Abbildung 16: Linkbudget einer Blutooth Verbindung *(2.45 GHz)*

4.2 Antenne

4.2.1 Fernfeld Kriterien

Das Feld einer Antenne kann konzeptionell in ein **Nahfeld** und ein **Fernfeld** aufgeteilt werden. Das *Nahfeld* kann nochmals in ein **reaktives** *Nahfeld* und ein **strahlendes** *Nahfeld* unterteilt werden.



Im **Fernfeld** erscheint jede Antenne als *Punktstrahler*, die Kugelform kann jedoch vernachlässigt werden und man nimmt für die Ausbreitung eine *ebene Wellenfront* an. Als **Fernfeld** gilt der bereich ausserhalb R_2, mit **dem Grösseren Wert von**

$$R_2 = \frac{2D^2}{\lambda} \qquad \text{oder} \qquad R_2 = 1.6\lambda$$

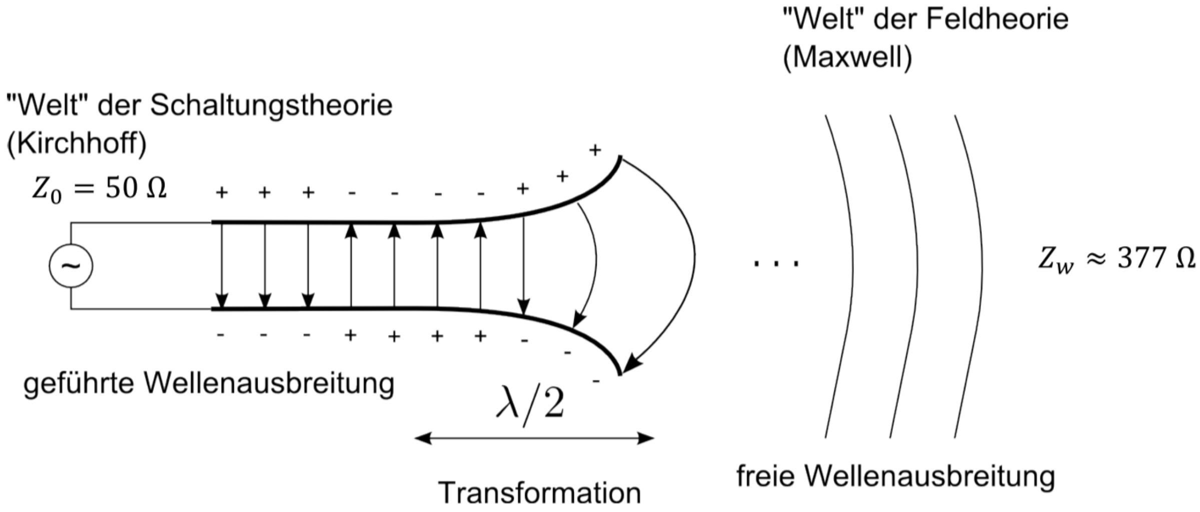
mit D als grösstes Antennenmass.

Der Übergangsbereich des **strahlenden** *Nahfeldes* hat die untere Grenze R_1 mit

$$R_1 \approx 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$$

4.2.2 Antennenimpedanz

Antennen können Allgemein als Impedanzwandler zwischen dem Übertrager *(Schaltungstheorie)* Z_0 und der Luft *(Feldtheorie)* $Z_w = \frac{E}{H} \approx 377\Omega$ angesehen werden.



Die Antennenimpedanz Z_{ant} hängt direkt von der Antennengeometrie ab und kann als Ersatzschaltung dargestellt werden

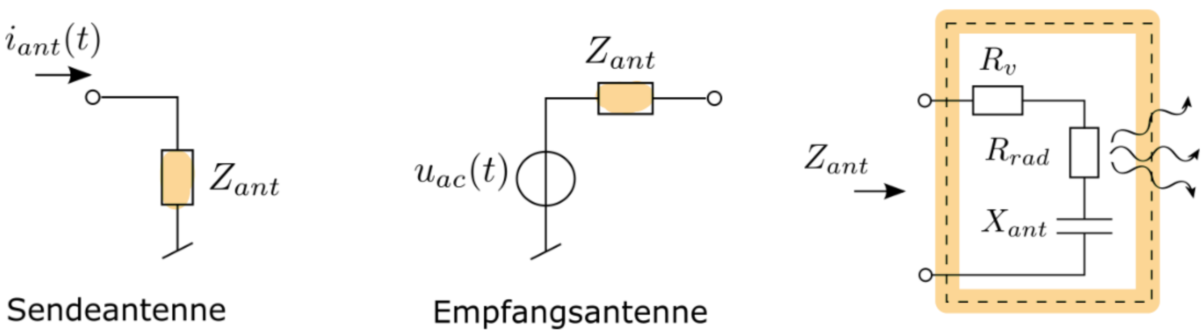


Abbildung 17: $R_v \hat{=} R_\Omega$

Die Wichtigsten Eigenschaften sind hierbei

Die **Strahlungseffizienz** η ist definiert durch

$$\eta_{rad} = \frac{R_{rad}}{R_\Omega + R_{rad}}$$

Wodurch auf den Antennengewinn G geschlossen werden kann

$$G = D \cdot \eta$$

Die abgegebene Leistung P_{ant} hängt direkt von der Anpassung von Zubringerkabel und Antenne ab

$$P_{ant} = P_t(1 - |\Gamma|^2) \qquad \text{mit} \qquad \Gamma = \frac{Z_{ant} - Z_0}{Z_{ant} + Z_0}$$

Die Reflexion beträgt dabei

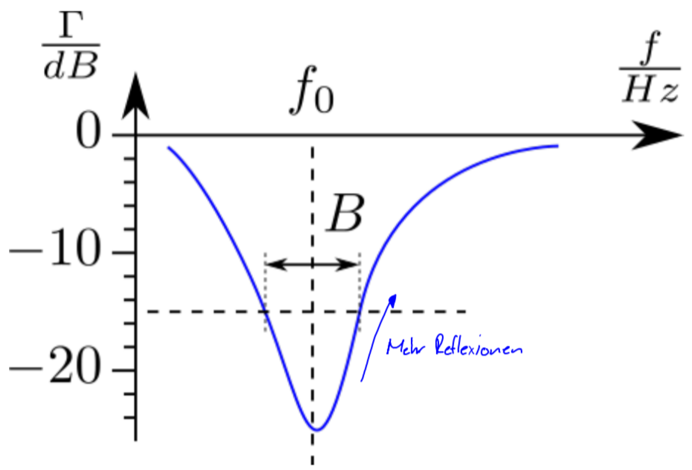
$$\Gamma_{dB} = 10\log_{10}(|\Gamma|^2)$$

Die *relative Bandbreite* B_r ist gegeben durch die Mittenfrequenz f_0 und die Bandbreite B bei $xxdB$

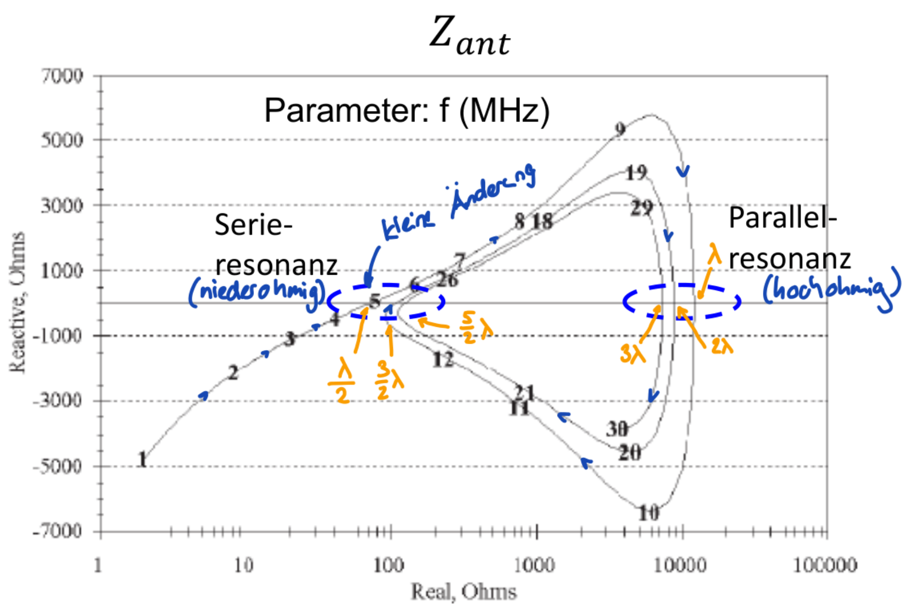
$$B_r = \frac{B}{f_0}$$

Z_{ant} : Antennenimpedanz und Anpassung *
R_Ω : stellt die ohm'schen Verluste der Antennenstruktur dar
R_{rad} : entspricht der abgestrahlten *Wirkleistung* (Strahlungswiderstand)
X_{ant} : vom *reaktiven* Nahfeld beeinflussbarer Blindwiderstand
D : Richtwirkung *(nicht D als Antennenmass)* *
G : Antennengewinn *
: Polarisation *
B : Bandbreite (B_r: relative Bandbreite*)
η_{rad} : Strahlungseffizienz *

* Wichtige Eigenschaften einer Antenne!



Für einen effizienten Betrieb wird die Antenne bei Resonanz, also $X_{ant} = 0$, betrieben. Bei einem **Dipol** wird dies das erste mal bei einer Länge $\ell = \frac{\lambda}{2}$ erreicht und wiederholt sich bei *ganzzahligen Vielfachen* von $\frac{\lambda}{2}$.



4.2.3 Richtcharakteristik

Die Abstrahlcharakteristik wird mit zwei- und dreidimensionalen Diagrammen beschrieben. Der **isotrope Strahler** ist eine *(hypothetisch)* verlustlose Antenne die gleichmässig in alle Richtungen abstrahlt, wobei man im Abstand r die winkelunabhängige Leistungsdichte S_{iso} erhält

$$S_{iso} = \frac{P_{ant}}{4\pi r^2}$$

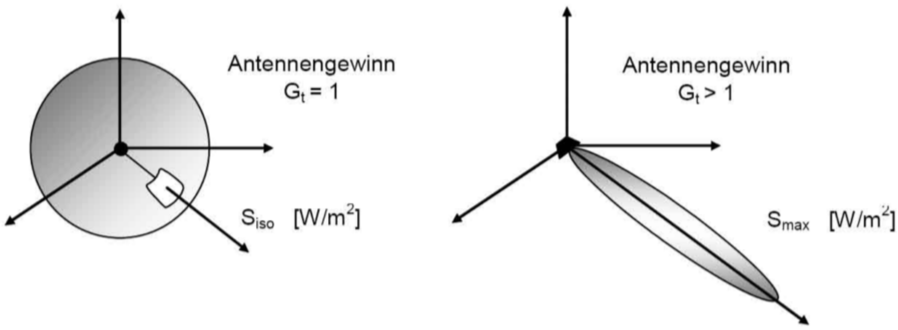
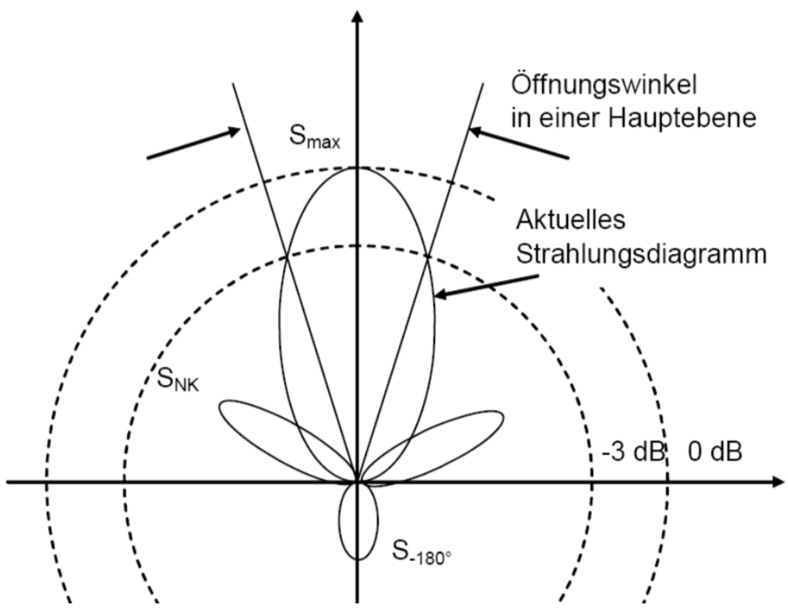


Abbildung 18: Antennengewinn für einen isotropen Strahler und eine gerichtete Antenne

Die Richtwirkung D beträgt beim *isotropen Strahler* 1. Bei einer *dipol-Antenne* gilt $D = 1.64$. Allgemein wird die Richtwirkung über die maximale Leistungsdichte $S(\theta,\varphi)_{max}$ einer gerichteten Antenne bestimmt (wobei $\Delta\theta^\circ_{-3dB}$ und $\Delta\varphi^\circ_{-3dB}$ den Öffnungswinkel in der Horizontalen- respektive Vertikalen-Ebene beschreiben)

$$D = \frac{S(\theta,\varphi)_{max}}{S_{iso}} \approx \frac{32400}{\Delta\theta^\circ_{-3dB}\Delta\varphi^\circ_{-3dB}}$$



und der daraus schliessende Antennegewinn G ist

$$G = D \cdot \eta$$

4.2.4 Effektiv abgestrahlte Leistung

Die *Equivalent Isotropically Radiated Power* $EIRP$ beschreibt, dass bei $1kW$ Leistung an einem *isotropischen Strahler* die Feldstärke H in $1km$ Entfernung $173\frac{mV}{m}$ beträgt.

$$EIRP = P_{ant} \cdot G_i$$

Die *Effektive Radiated Power* ERP beschreibt, dass bei $1kW$ Leistung an einem vertikalen *Referenzdipol* die Feldstärke H in $1km$ Entfernung $222\frac{mV}{m}$ beträgt.

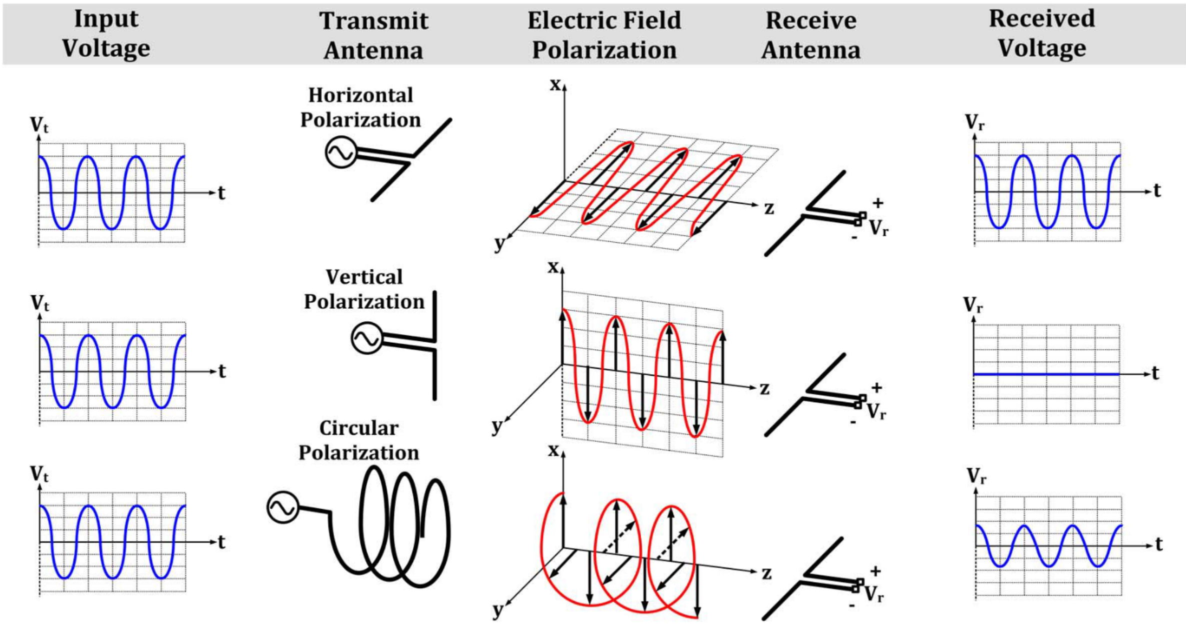
$$ERP = P_{ant} \cdot G_d$$

Die beiden Grössen haben den direkten Zusammenhang

$$ERP = 0.61 EIRP \qquad \text{oder} \qquad ERP_{dBi} = EIRP_{dBi} - 2.2dB$$

4.2.5 Feldpolarisation

Die Polarisation des elektromagnetischen Feldes entspricht der Swingungsebene des E-Feld-Vektors



Wenn die Polarisation des Feldes nicht mit der Empfängerantenne übereinstimmt, so treten *Polarisationsverluste* L_p im Bezug auf die *Polarisationsrichtung* $\vec{e}_E$ und der *Polarisation der Antenne* $\vec{e}_{ant}$ auf

$$L_p = \frac{1}{|\vec{e}_E \cdot \vec{e}_{ant}|^2}$$

Diese können grob nach folgendem Schema, wobei *RHC* (**R**ight **H**and **C**ircular), *LHC* (**L**eft **H**and **C**ircular), **V**ertical und **H**orizontal gilt. Zudem gelten die $3dB^*$ für alle Kombinationen zwischen linearer und zirkularer Polarisation.

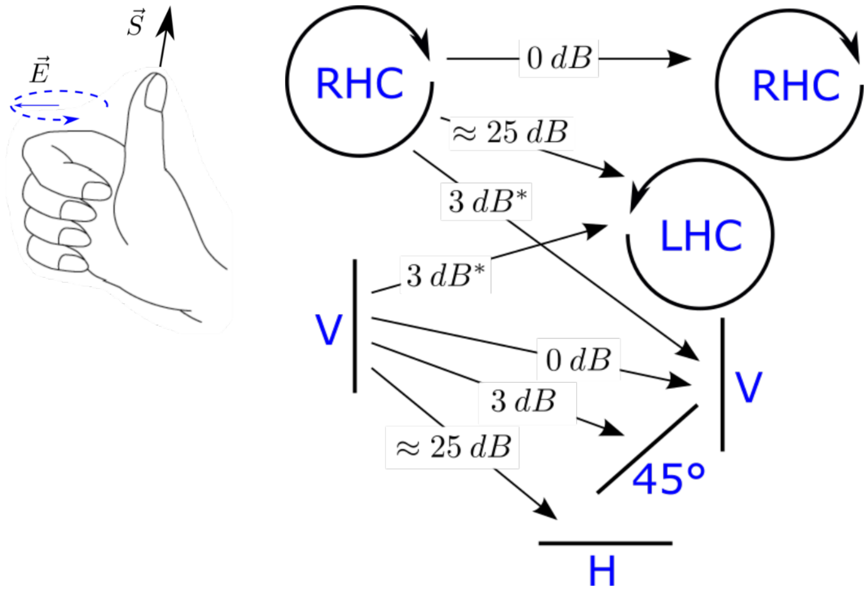


Abbildung 19: Polarisationsversluste zwischen entsprechenden Polarisationen

4.3 Verfügbare Leistung am Empfangsort

Die verfügbare Leistung P_r ist proportional zur effektiv wirksamen Apertur/Antennenfläche A_e

$$P_r = S_r(\theta, \varphi)A_e = \frac{E^2}{Z_w}A_e = H^2 Z_w A_e$$

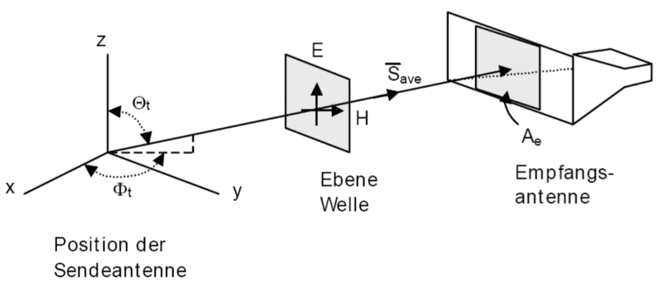
Effektive Apertur der Empfangsantenne

$$A_e = G\frac{\lambda^2}{4\pi}$$

Antennenfaktor

$$AF = \frac{E}{U} = \frac{9.73}{\lambda\sqrt{G}}$$

S_r : Strahlungsleistungsdichte $\left[\frac{W}{m^2}\right]$
E : Effektivwert el. Feldstärke $\left[\frac{V}{m}\right]$
H : Effektivwert magn. Feldstärke $\left[\frac{A}{m}\right]$
Z_w : Wellenimpedanz (Luft: 377Ω)
A_e : Effektive Aperture $[m^2]$
G : Antennengewinn
E : Elektrische Feldstärke $\left[\frac{V}{m}\right]$
AF : Antennenfaktor $\left[\frac{1}{m}\right]$
U : Signalspannung am Antennenanschluss $[V]$
λ : Wellenlänge



4.4 Ausbreitungsverluste einer Funkstrecke

! Wichtig

Folgende Betrachtungen gelten nur im **Fernfeld**

4.4.1 Freiraummodell

Die **Freiraumdämpfung** L_{fs} *(Free Space Path Loss)* gilt bei Sichtverbindung, Die EM-Welle wird nicht beeinflusst (idealer Funkkanal).

$$L_{fs} = \frac{P_t}{P_r} = \frac{P_t}{S_r A_e} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2$$

und in der dB Darstellung:

$$L_{fs[dB]} = 32.4 + 20\log_{10}\left(f_{[MHz]}\right) + 20\log_{10}\left(r_{[km]}\right)$$

Die an einem angepassten Empfänger abgegebene Leistung P_r ist gegeben durch:

$$P_r = P_t \frac{G_t \cdot G_r}{L_{fs}}$$

L_{fs} : Freiraumdämpfung
P_t : Sendeleistung (**T**ransmitter)
G_r, G_t : Antennengewinne
P_r : Empfängerleistung (**R**eceiver)
S_r : Strahlungsdichte am Empfangsort
A_e : Effektive Apertur/Antennenfläche *(isotroper Strahler)*
$f_{[MHz]}$: Frequenz in **M**Hz
$r_{[km]}$: Distanz in km
λ : Wellenlänge

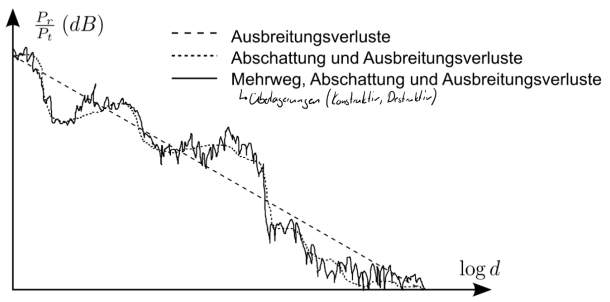
4.4.2 Empirisches Kanalmodell

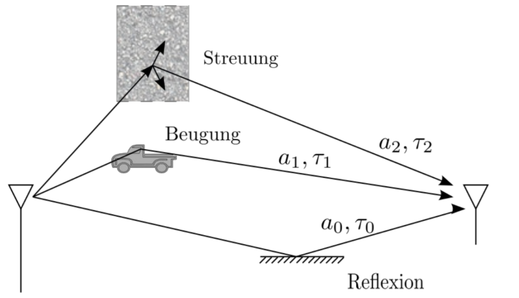
Empirisches Modell für Ausbreitungsverluste *(Power Law Propagation Regime)* ohne direkte Sichtverbindung. Parameter γ des Modells wird mit Hilfe einer Regression aus Messwerten bestimmt oder es werden Typische Werte (siehe Tabelle) angenommen. Die Referenzdistanz d_0 ergibt sich mit der Kalibrierung des Messaufbaus, z.B. $d_0 = 1m$

$$L_M = \left(4\pi\frac{d_0}{\gamma}\right)^2 \left(\frac{r}{d_0}\right)^\gamma \qquad \text{oder} \qquad L_M[dB] = 32.4 + 20\cdot\log_{10}\left(f[GHz]\right) + 10\cdot\gamma\cdot\log_{10}\left(r[m]\right)$$

Umfeld	γ Bereich
Makrozellen im Stadtbereich (Zellradius 0.5-3 km)	3.7 - 6.5
Mikrozellen iln Stadtbereich (Zellradien 0.1-0.5 km)	2.7 - 3.5
Bürogebäude, gleiches Stockwerk	1.6 - 3.5
Bürogebäude, mehrere Stockwerke	2 - 6
Einkaufszentren	1.8 - 2.2
Firmengelände	1.6 - 3.3
Einfamilienhaus	3
Ideale Freiraumdämpfung	2
Modell mit Bodenreflexion	4

Real gesehen spielen jedoch noch viele weitere Faktoren eine Rolle





$$h(t) = a_0\delta(t-\tau_0) + a_1\delta(t-\tau_1) + a_2\delta(t-\tau_2)$$

$$H(f) = a_0 e^{-j\omega\tau_0} + a_1 e^{-j\omega\tau_1} + a_2 e^{-j\omega\tau_2}$$

4.4.3 Zeitvarianter Mehrwegkanal

Starke Signalschwankungen im Bereich einiger Wellenlängen, welche durch die Mehrwegausbreitung zustande kommen, nennt man **Rayleigh Fading Propagation Regime**. Der Kanal ist ein sehr konservatives Modell bezüglich Verlust (Skript.74). Man erhält für die *Signalspannung* $u(t)$ am Empfänger eine Rayleigh Verteilung mit. . .

$$p(u) = \frac{1}{\overline{P}_r} e^{-\frac{u}{\overline{P}_r}} \qquad \text{mit } u \geq 0 \text{und} \overline{P}_r = 2\sigma^2$$

. . . mit der Mittleren Empfangsleistung $\overline{P}_r$ des Signals, welche die Ausbreitungsverluste und die Abschattungsverluste beinhaltet.

Die Leistungsverteilung des Empfangssignals folgt einer Exponentialverteilung:

$$p_{u^2}(x) = \frac{1}{\overline{P}_r} e^{-\frac{x}{\overline{P}_r}} \text{ , } x \geq 0$$

Die **Wahrscheinlichkeit P** für das *Unterschreiten einer minimalen Signalleistung* S_{min}

$$P[u^2 < S_{min}] = \int_0^{S_{min}} p_{u^2}(x)dx$$

Komplementär dazu die *Versorgungswahrscheinlichkeit*

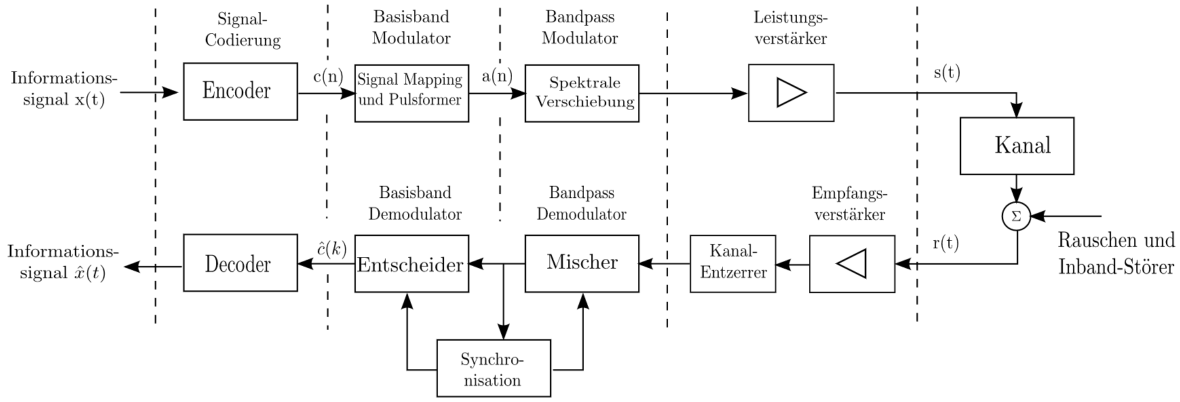
$$P[u^2 \geq S_{min}] = 1 - P[u^2 < S_{min}]$$

5. Modulation

5.1 Blockdiagramm eines Kommunikationssystems

Bei einer digitale Punkt-zu-Punkt-Übertragung werden Symbole aus einem bestehenden Alphabet versendet. Ein binäres System hat ein Alphabet mit nur zwei Symbolen, ein mehrwertiges System ein Alphabet mit M verschiedenen Symbolen. Der **Modulator** setzt die Symbolfolge in ein für die Übertragung geeignetes Zeitsignal um. Der **Demodulator** *schätzt* die ursprüngliche Symbolfolge.

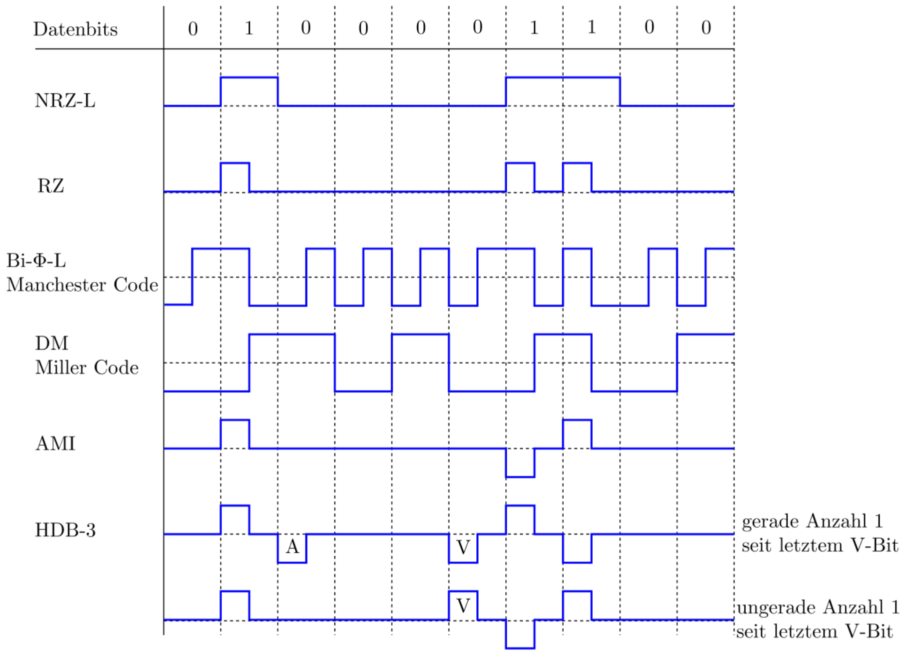
Während der Übertragung wird das Signal verzerrt und es kommt *weisses Rauschen (Gauss verteilte Amplituden)* zum Signal dazu.



5.2 Klassische binäre Leitungscodes

Das Informationssignal als binärer Datenstrom wird als Leitungscode in einer Pulsfolge abgebildet, die der Charackteristik des Übertragungskanals angepasst ist.

- *Non Return to Zero* (NRZ) Code
- Bi-Phase, Manchester Code, (10-Mbit/s-Ethernet)
- Delay Modulation (DM), Miller Code
- Alternate Mark Inversion (AMI), modifizierter AMI-Code bei ISDN, (S_0-Bus)
- High Density Bipolar (HDB-3), Telefonie, PCM30 Bündel



5.3 Basisbandmodulation

Übertragung im Basisband lässt Frequenzkomponenten von 0 Hz bis zu einer oberen Grenzfrequenz f_g zu → Tiefpass Charakteristik.

Informationssignal Typ

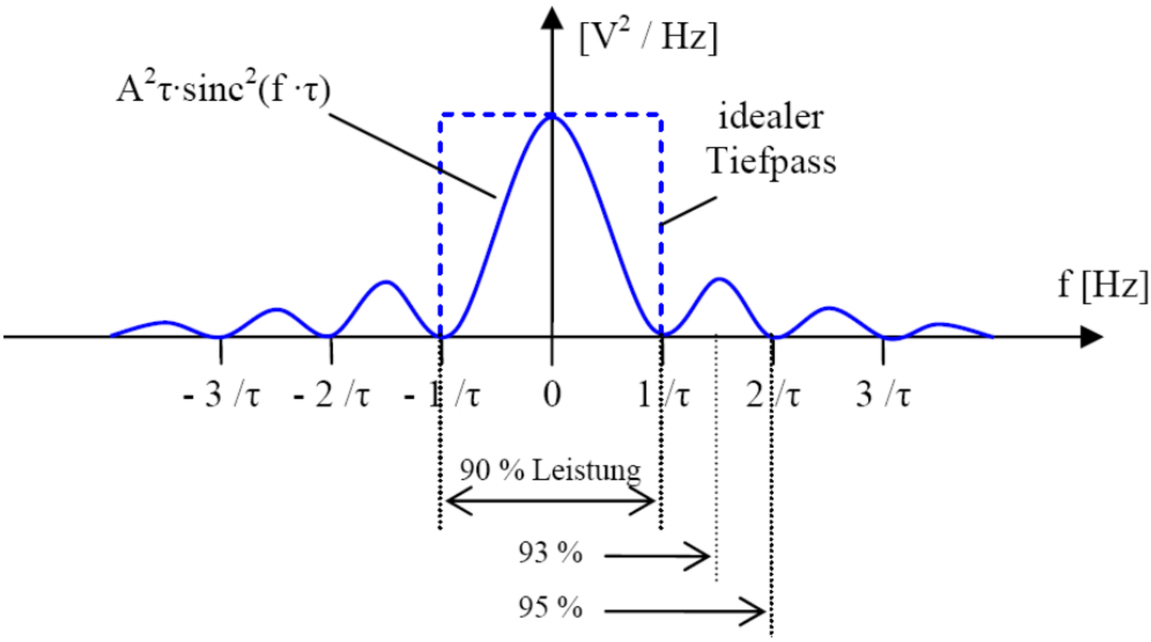
Wenn das Informationssignal in analoger oder digitaler Form vorliegt, werden unterschiedliche Implementierungskonzepte angewendet.

5.3.1 Bandbreitenbegrenzung

Eine informationstragende Pulssequenz *stellt ein Zufallssignal dar*. die mittlere normierte spektrale Leistungsdichte einer Serie von polaren Rechteckpulsen für n Datenbits entspricht

$$G(f) = \frac{nA^2\tau^2 sinc^2(f\tau)}{n\tau} = A^2\tau sinc^2(f\tau) \qquad \left[\frac{V^2}{Hz}\right]$$

mit Pulsamplitude A und Pulsbreite τ. Die Qualität ist proportional zur übertragenen AC-Signalleistung, die von der Kanalbandbreite abhängt



5.3.2 Basisbandmodulator

Digitales Symbol, Zahl

$$\{0,\ 1\}$$

Bitdauer

$$T_b \text{ [s]}$$

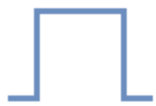
Bitrate

$$r_b = \frac{1}{T_b} \left[\frac{\text{bit}}{1}\right]$$

Beispiel

- Binär: $T_b = T_S$
- 2 Bit pro Symbol: $2T_b = T_S$
- m Bit pro Symbol: $mT_b = T_S$

Physikalisches Symbol, Puls



$$\begin{cases} 5V & bei\ 1 \\ 0V & bei\ 0 \end{cases}$$

Symboldauer

$$T_s \text{ [s]}$$

Symbolrate

$$r_s = \frac{1}{T_s} \text{ [baud]}$$

Beispiel

- Amplitudenstufen: $2^1 = 2$
- Amplitudenstufen: $2^2 = 4$
- Amplitudenstufen: 2^m

Tipp

Bit- und Datenrate ist zu unterscheiden, da eine Bitrate die

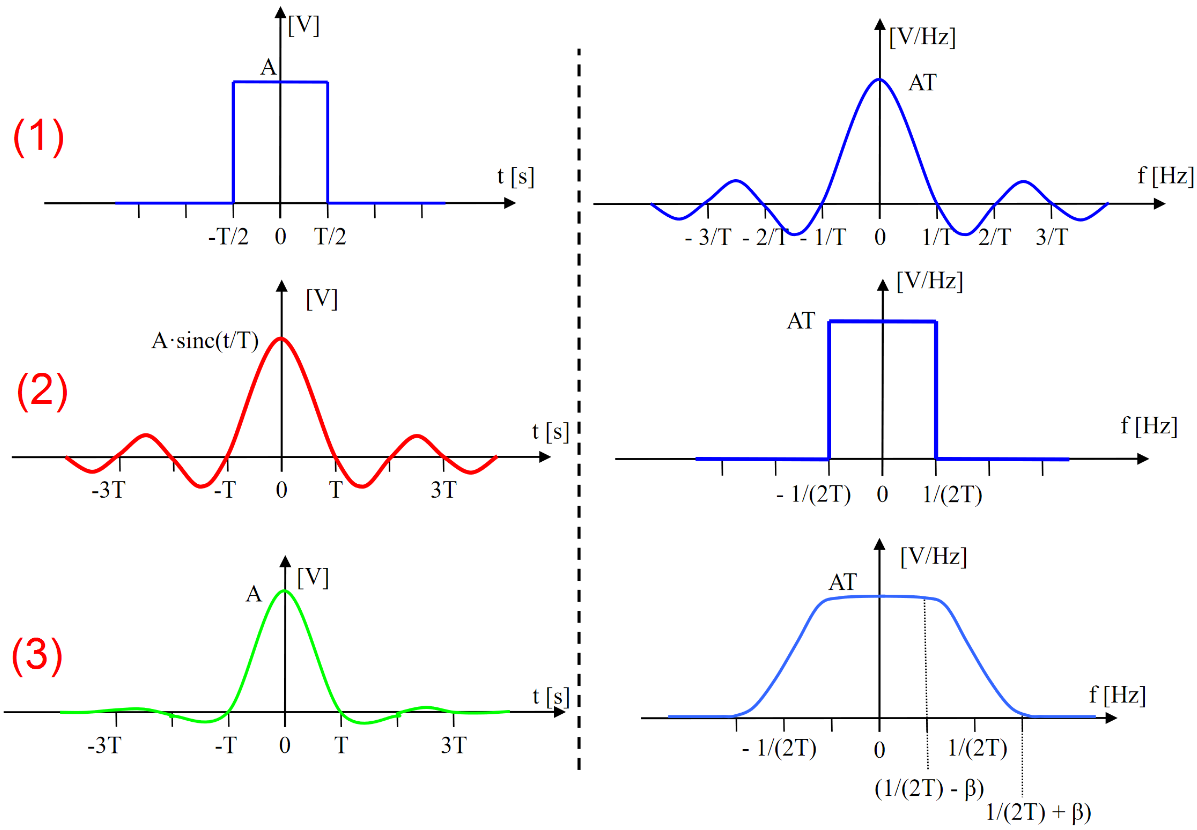
Fundamentaler Zusammenhang

Pulsdauer · Bandbreite ≈ konstant
Es gilt also: je **kürzer** der Puls, desto **breiter** die Bandbreite

5.4 Angepasste Pulsformen

Um Pulse mit besseren spektralen Eigenschaften zu erhalten, wird der Rechteckpuls (1) angepasst. Die Optimalen spektralen Eigenschaften besitzt ein *sinc*-Puls, welcher eine Bandbreite von T aufweist, jedoch einen unendlichen Puls darstellt.

Zur Entschärfung der zeitlichen Überlappungen wird der **Raised Cosine**-Puls verwendet



Der Impuls hat die Form

$$p(t) = A\mathrm{sinc}(r_b t) \cdot \frac{\cos(2\pi\beta t)}{1-(4\beta t)^2}$$

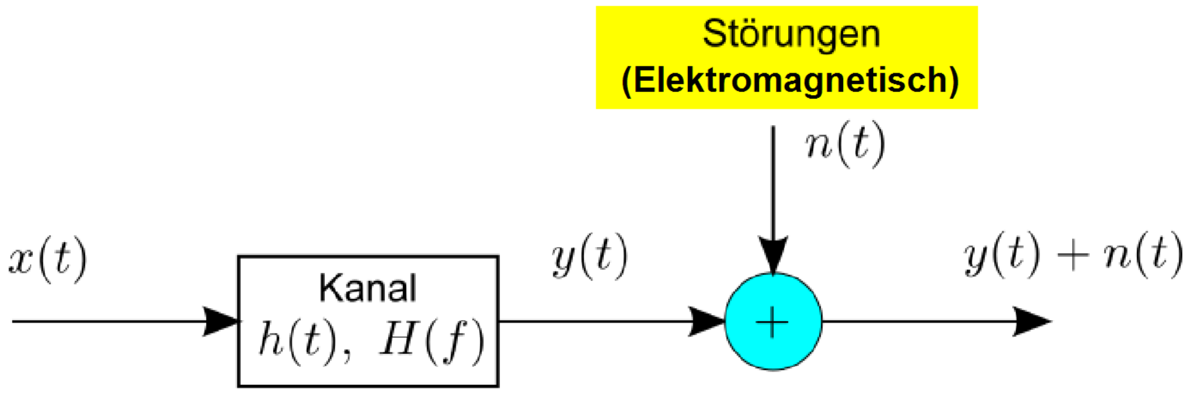
β hängt direkt von der Datenrate r_b, zur einfacheren Handhabung wird der *roll-off*-Faktor α in Prozent

$$\alpha = \frac{2\beta}{r_b}100\%$$

Im Frequenzbereich beschreibt der Puls ein Spektrumsverlauf mit $\cos^2$-förmige Flanke

$$P(f) = \begin{cases} \frac{1}{r_b} & |f| \leq \frac{r_b}{2} - \beta \\ \frac{1}{r_b}\cos^2\left(\frac{\pi}{4\beta}(|f| - \frac{r_b}{2} + \beta)\right) & \frac{r_b}{2} - \beta < |f| < \frac{r_b}{2} + \beta \\ 0 & |f| \geq \frac{r_b}{2} + \beta \end{cases}$$

6. Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)



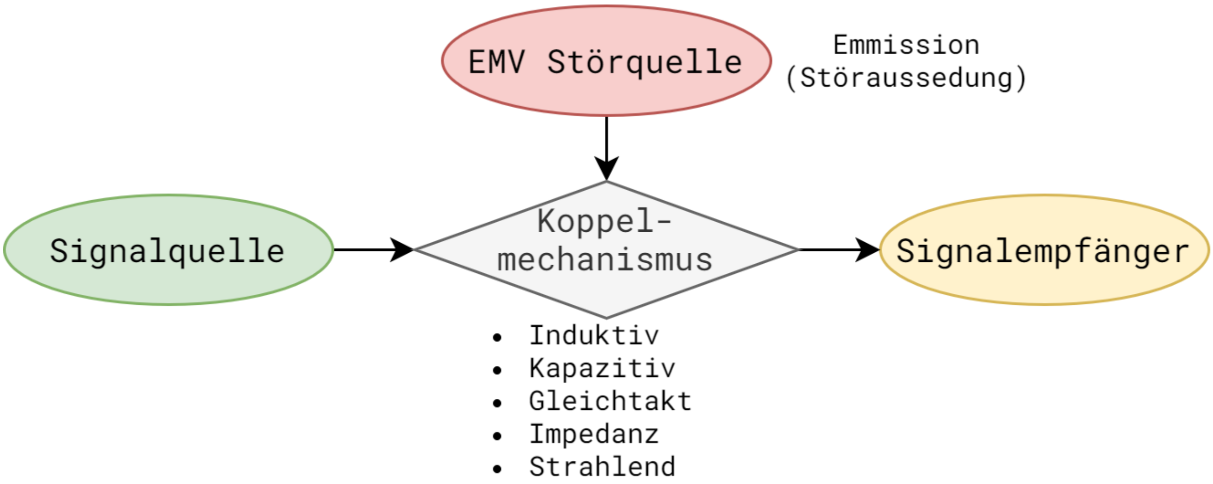
Hinweis

Elektrische Ladungen eines Wechselstroms ($\dot{I}$), also der Änderungsrate des Stromes, erzeugen ein elektromagnetische Feld. → Somit ist ein elektronisches System von vielen unterschiedlichen Quellen von Störungen und Rauschen ausgesetzt.

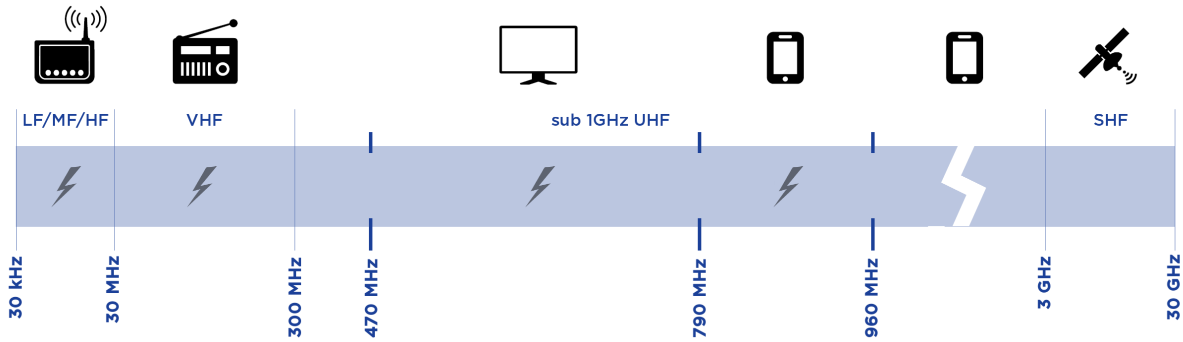
Man unterscheidet diese Rauschquellen in drei Kategorie

1. **Ausgesendetes Rauschen** – welches zusammen mit dem Nutzsignal empfangen. Diese Störung kann **nicht** vom Nutzsignal unterschieden werden!
2. **Intrinsisches Rauschen** – Rauschen innerhalb der Schaltung (z.B. thermisches Rauschen & Shot-Rauschen von Halbleitern)
3. **Externe Störgeräusche** – Werden vom System aufgefangen (z.B. entstehen durch Gewitterentladungen oder von anderen elektrischen Geräten)

Art	Herkunft
Schmalbandige Störsignale	z.B. Langwellen- und Mittelwellen-Radiosender
Breitbandige Störsignale	Mobilfunksignale, Datenkommunikation mit hoher Datenrate (Übersprechen von benachbarten Übertragungssystemen)
Periodische, pulshafte Störsignale, synchron zur Netzfrequenz	Leistungselektronik in der Antriebssteuerung
Periodische, pulshafte Störsignale, asynchron zur Netzfrequenz	z.B. getaktete Netzteile; diskrete Spektrallinien von 50Hz. . . 200Hz
Nichtperiodisches, pulshaftes Rauschen	z.B. Gewitterentladungen; Impulsdauer bis einige Millisekunden
Farbiges Hintergrundrauschen	Verschiedene Quellen mit tiefer spektraler Leistungsdichte ; Zeitkonstante von Minuten bis Stunden



6.1 Elektromagnetisches Spektrum



$$T = \frac{1}{f} \qquad \lambda = \frac{v}{f} \qquad E = h \cdot f$$

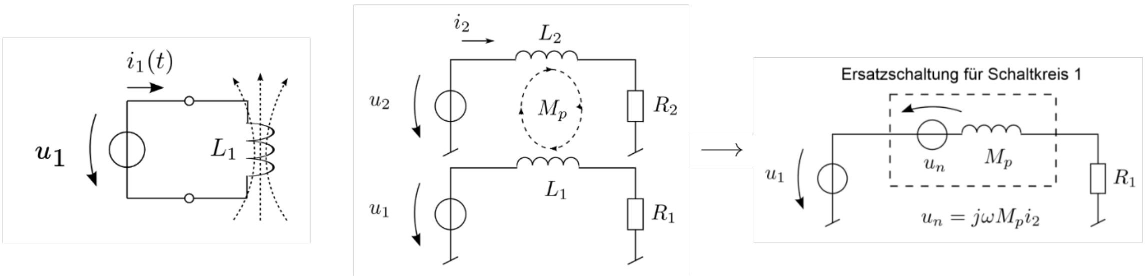
T : Periodendauer
λ : Wellenlänge
f : Frequenz
v : Phasengeschwindigkeit
E : Photonenenergie ; mit der Frequenz übertragbare minimale Energie
h : Plank'sche Konstante $4.136 \cdot 10^{-15} eVs$

6.2 Störquellen

6.2.1 Magnetische Feldenergie

Gespeicherte magnetische Feldenergie im Nahbereich eines Schaltkreises

$$w_m = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2$$



Für die induzierte Störspannung gilt

$$u_n = j\omega M_p i_2$$

Die parasitäre Gegeninduktivität ist gegeben mit

$$M_p = k\sqrt{L_1 L_2} \qquad \text{mit } k \text{ als Koppelfaktor}$$

Ein Magnetfeld hat eine grosse H-Feldkomponente une eine kleine E-Feldkomponente. die Wellenimpedanz $|\eta| = \left|\frac{E}{H}\right|$ wird daher sehr klein.

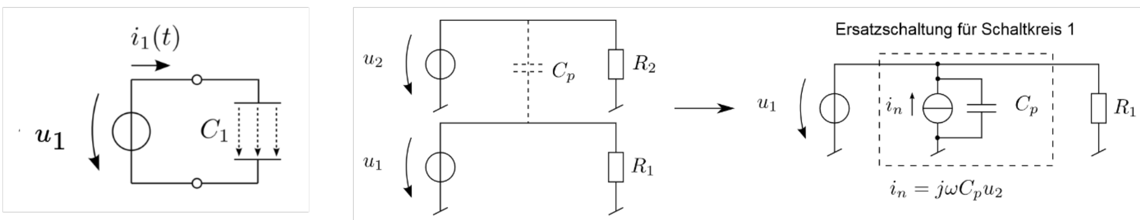
Erratische Ausfälle

Induktive Kopplung kann zu Erratischen (Nicht konstant vorhandenen) Ausfällen führen, wenn z.B. ein Motor neben dem DUT gestartet wird, treten höhere magnetische Energien auf.

6.2.2 Elektrische Feldenergie

Gespeicherte elektrische Energie im Nahbereich eines Schaltkreises

$$w_e = \frac{1}{2} \cdot C \cdot u^2$$



Für den eingekoppelten Störstrom gilt

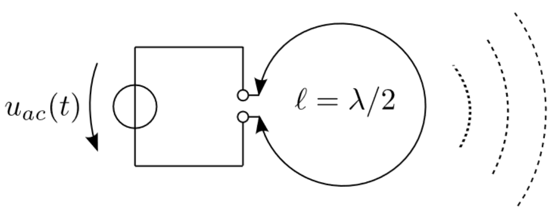
$$i_n = j\omega C_p u_2$$

Ein E-Feld besitzt im Nahfeldbereich eine viel grössere elektrische Feldkomponente gegenüber der magnetischen Feldkomponente. somit wird $|\eta| = \left|\frac{E}{H}\right|$ sehr gross.

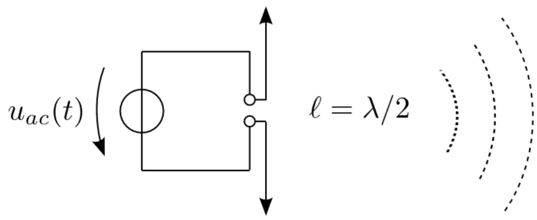
6.2.3 Abgestrahlte Feldenergie

Elektrisch lange Schaltkreise strahlen vermehrt Feldenergie ab

$$\text{Elektrische Länge} = \frac{\text{Physikalische Länge } \ell}{\text{Wellenlänge } \lambda} \qquad \text{mit } \lambda = \frac{v}{f} \text{mit } v \approx 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} \text{ (Vakuum)}$$

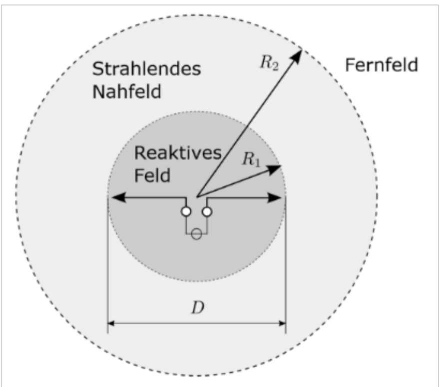


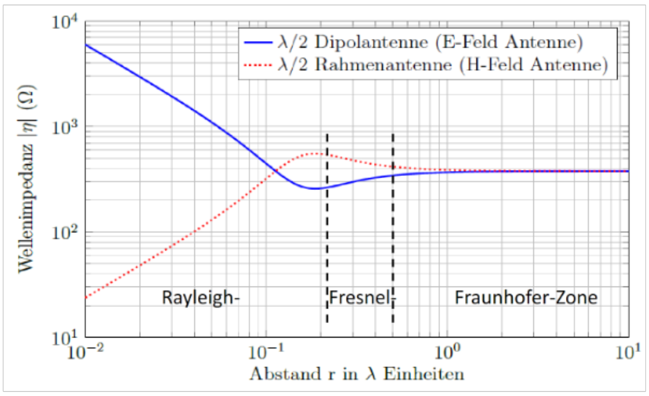
Rahmenantenne



Dipolantenne

Feldzonen und Wellenwiderstand





$$R_1 \approx 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \qquad R_2 = max\left(\frac{2D^2}{\lambda}, 1.6\lambda\right) \qquad \eta = \frac{E}{H}$$

Tabelle 4: Eigenschaften eines EM-Feldes

	Nahfeld *(reaktives Feld)*	Fernfeld *(Strahlungsfeld)*
Energie	• speichert Energie • transport mittels induktiver- und kapazitiver-Kopplung	• transportiert abgestrahlte Energie
Existenz	• verschwindet, wenn die Quelle ausgeschaltet wird	• breitet sich aus, bis das Feld absorbiert wird
Interaktion	• Messen des Feldes ändert U/I des Quellenkreis • Entzug von Feldenergie ändert U/I des Quellenkreis	• entnommene Energie merkt der Sender nicht
Form des Feldes	• hängt von Quelle ab	• Kugelwelle • ab grosser Distanz: Ebene Wellenfront

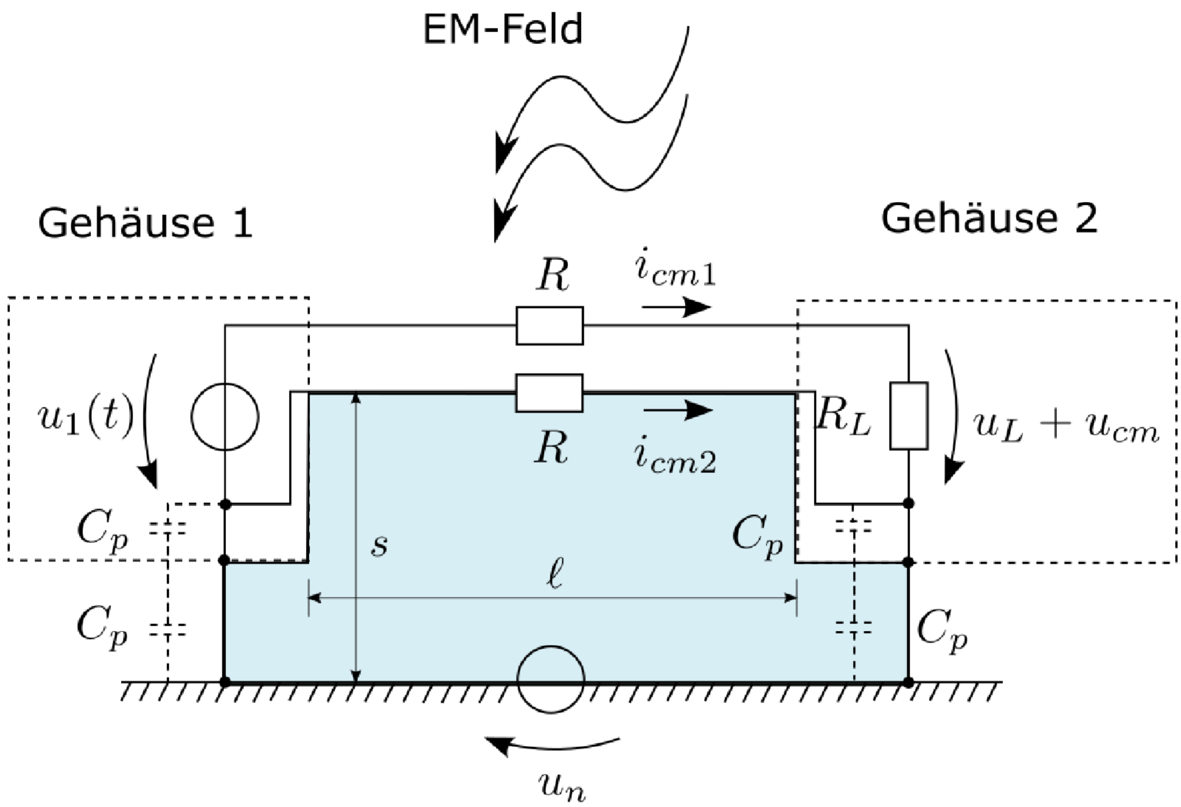
	Nahfeld *(reaktives Feld)*	Fernfeld *(Strahlungsfeld)*
Wellenimpedanz	• Abhängig von Erzeugerschaltung	• Abhängig vom Ausbreitungsmaterial *(Wellenimpedanz)*
Wellenführung	• Energieführung mittels Leitungen *(transmission line)*, basierend auf der Kopplung im Nahfeld	• Energieführung mittels Wellenleiter *(wave guide)*, basierend auf Reflexion an Grenzflächen

6.2.4 Gleichtakt-Störung

Das unbeabsichtigte Abstrahlen eines EM-Feldes hängt primär vom Strom ab. Bei der **Gegentakabstrahlung** haben die Ströme auf dem Hin- und Rückpfad die gleiche Stärke, aber unterschiedliche Vorzeichen. Die Abstrahlung hängt beim Doppelleiter von der Fläche zwischen den Leitern ab (*Rahmenantenne*). Sind beide Leiter nahe beieinander, bewirkt dies eine Abstrahlung nahezu Null ($d << \lambda$). Bei der **Gleichtaktabstrahlung** besteht infolge kapazitiver Kopplung alternative Signalpfade oder alternative Rückwege. Dies führt dazu, dass der der Rück-Strom i_{r1} im Vergleich zum Hin-Strom i_s aufgrund des "Leck"-Stroms i_{r2} nicht gleich gross sind und es so zu einem Netto-Strom i_{netto} führt (*Stabantenne*).

Störeinkopplung infolge Erdschlaufe

Werden z.B. zwei Gehäuse über Erde miteinander verbunden, kann dies zu einer Rahmenantenne führen, welche Störeinkopplungen hervorbringt.



Die induzierte Spannung in einem **kleinen Loop** $\left(\ell < \frac{\lambda}{2}\right)$ liegt hierbei bei

$$u(t) = \pi s E$$

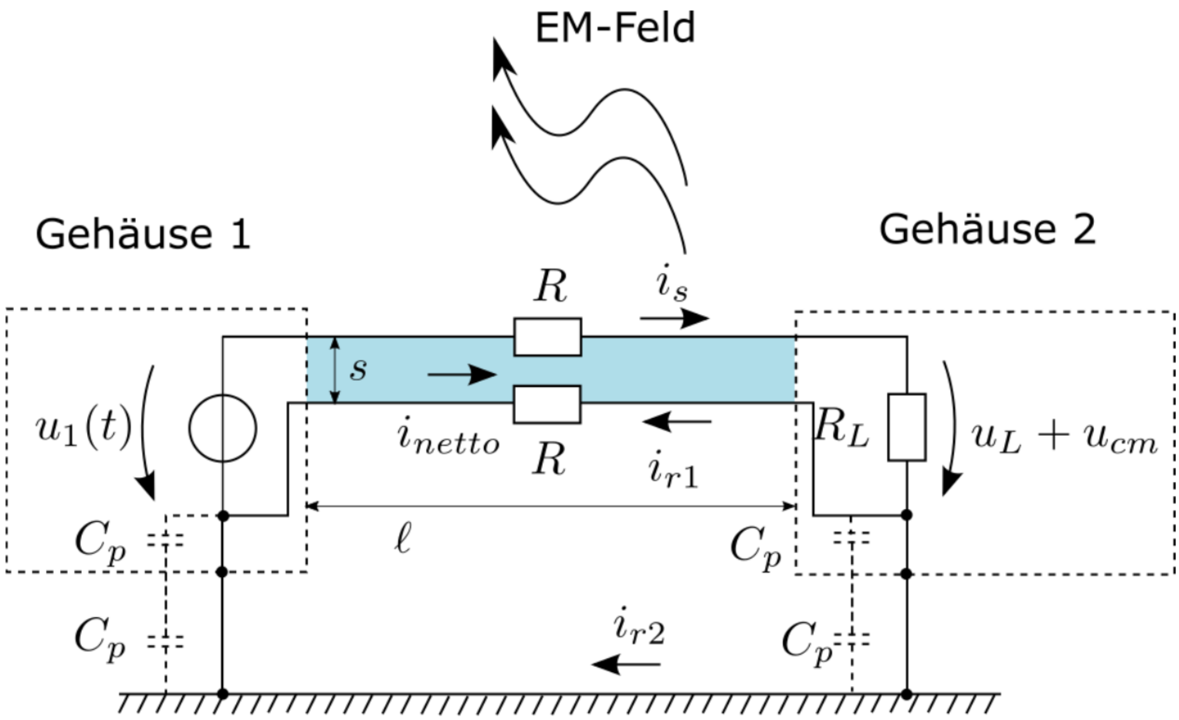
$$u(t) = \frac{2\pi \ell s E f[\text{MHz}]}{300}$$

und bei einem **grossen Loop** $\left(\ell > \frac{\lambda}{2}\right)$ bei

E : Elektrische Feldstärke $\left[\frac{V}{m}\right]$
ℓs : Loopfläche $[m^2]$
f : Frequenz $[MHz]$
λ : Wellenlänge $[m]$

Störabstrahlung infolge asymmetrischer Strom

Aufgrund des asymmetrischen Stroms i_{netto} auf der Leitung, entsteht eine Störabstrahlung. Die Ursache für den asymmetrischen Strom findet sich im alternativen Rückweg i_{r2} des Signalstroms über das geerdete Gehäuse.



Die Abgestrahlte Feldstärke in einem Punkt P im Fernfeld ist definiert mit

kleiner Dipol $\left(\ell < \frac{\lambda}{2}\right)$

$$E = \frac{\eta_0 i_{netto} \ell f[MHz]}{600d}$$

grosser Dipol $\left(\ell > \frac{\lambda}{2}\right)$

$$E = \frac{\eta_0 i_{netto}}{4d}$$

kleiner Loop $\left(\ell < \frac{\lambda}{2}\right)$

$$E = \frac{\eta_0 i_{netto} \ell s f^2_{[MHz]}}{300^2 d}$$

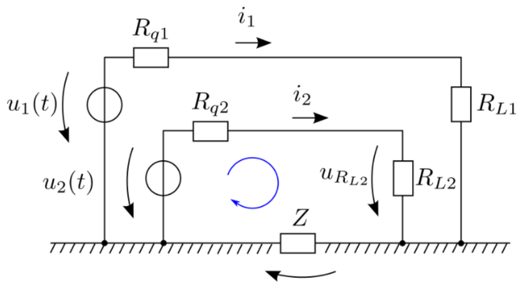
grosser Loop $\left(\ell > \frac{\lambda}{2}\right)$

$$E = \frac{\pi \eta_0 i_{netto} s}{600d}$$

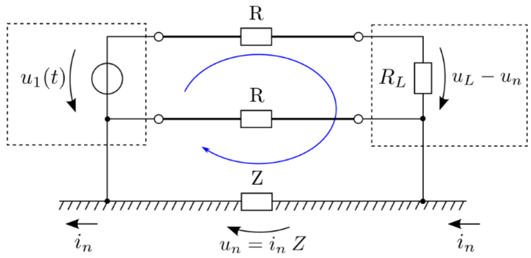
E : Elektrische Feldstärke $\left[\frac{V}{m}\right]$
ℓs : Loopfläche $[m^2]$
f : Frequenz $[MHz]$
λ : Wellenlänge $[m]$
η_0 : Wellenimpedanz (Fern) $[377\Omega]$
i_{netto} : Antennenstrom $[A]$
d : Distanz zu P $[m]$

6.2.5 Impedanzkopplung

Störeinkopplungen zwischen zwei Schaltkreisen erfolgt über die **gemeinsame Nutzung** des Rückleiters. Desweiteren kann ein Störstrom i_n im Rückleiter zu einer Störeinkopplung in die symmetrische bzw. asymmetrische Übertragung führen



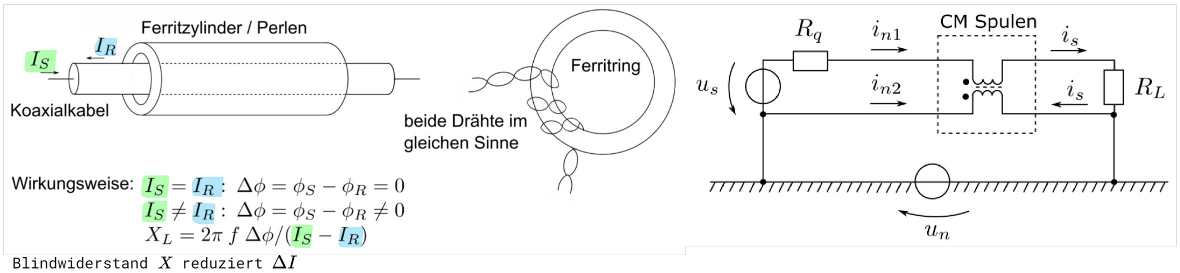
$$u_n = (i_1 + i_2)Z$$
$$u_{R_{L2}} = u_2 - i_2 R_{q2} - u_n$$
$$u_{R_{L2}} = u_2 - i_2(R_{q2} + Z) - i_1 Z$$



6.3 Störunterdrückung

6.3.1 Gleichtakt Störunterdrückung

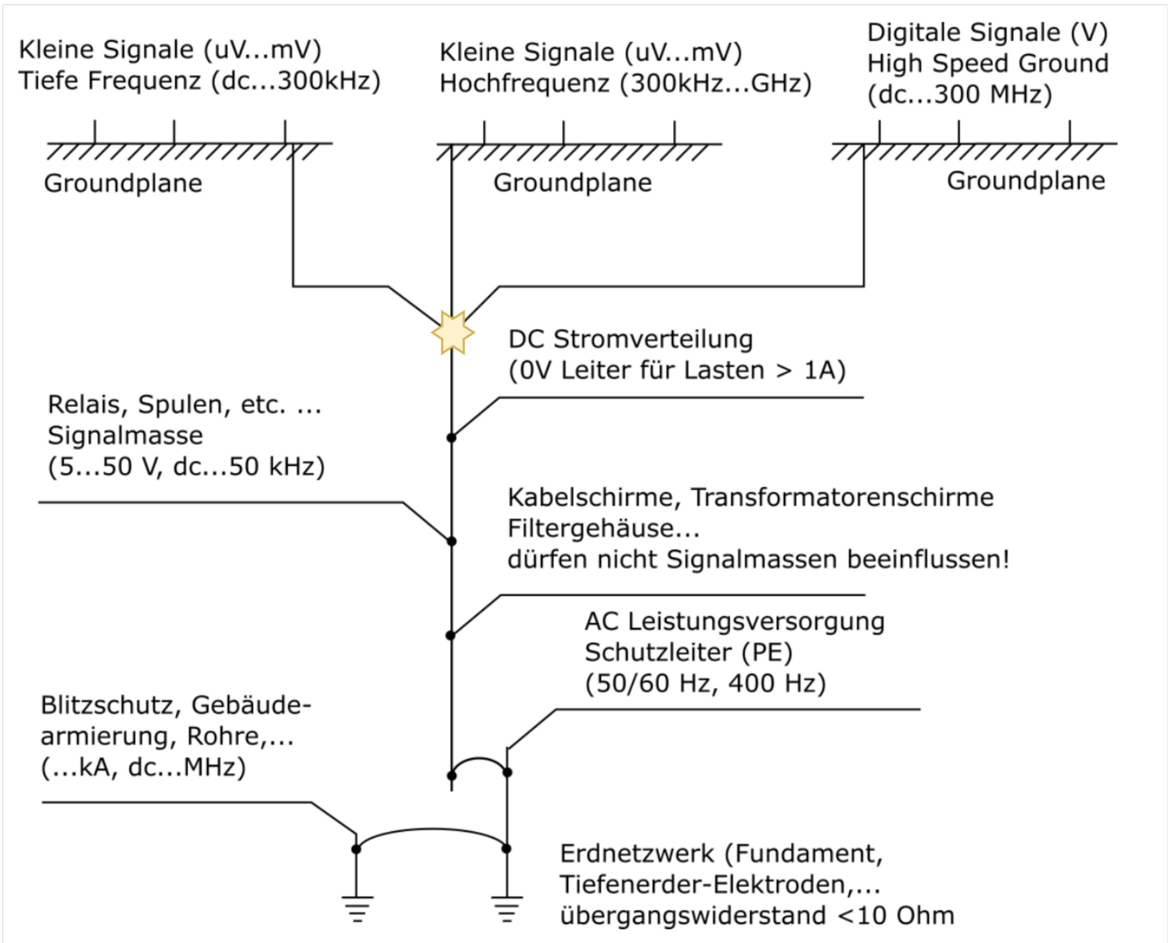
Zur Unterdrückung von Gleichtaktstörungen werden *Common-Mode-Chokes* oder *Ferritperlen* verwendet. Diese behindern das Magnetfeld, welches entsteht, wenn der Hin- und Rückstrom nicht gleichgross sind ($i_{netto} \neq 0$).



Blindwiderstand X reduziert ΔI

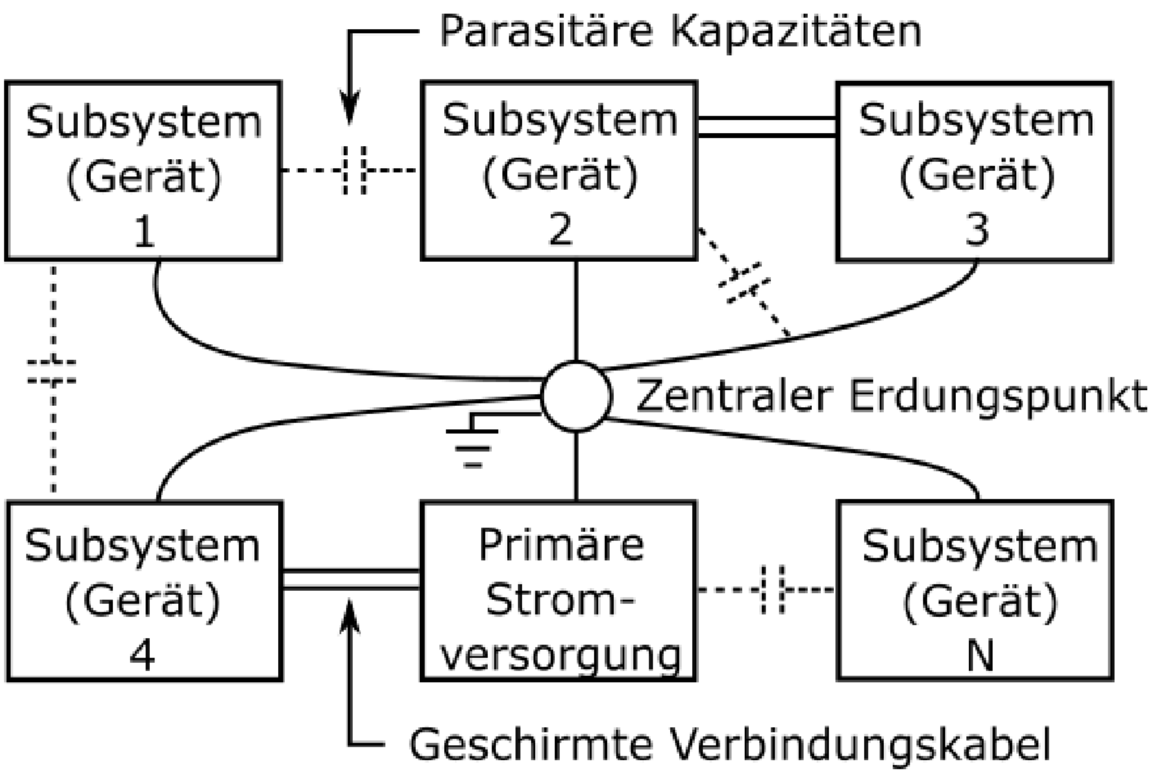
6.3.2 Erdung

Die *Erdung* von Schaltkreisen, Geräten und Systemen muss verschiedene Aufgaben lösen. Um Das Problem der Impedanzkopplung zu reduzieren, bildet man Signalklassen. Die Hirarchie der Erdung für Signalklassen können mit einem Erdungsbaum dargestellt werden.



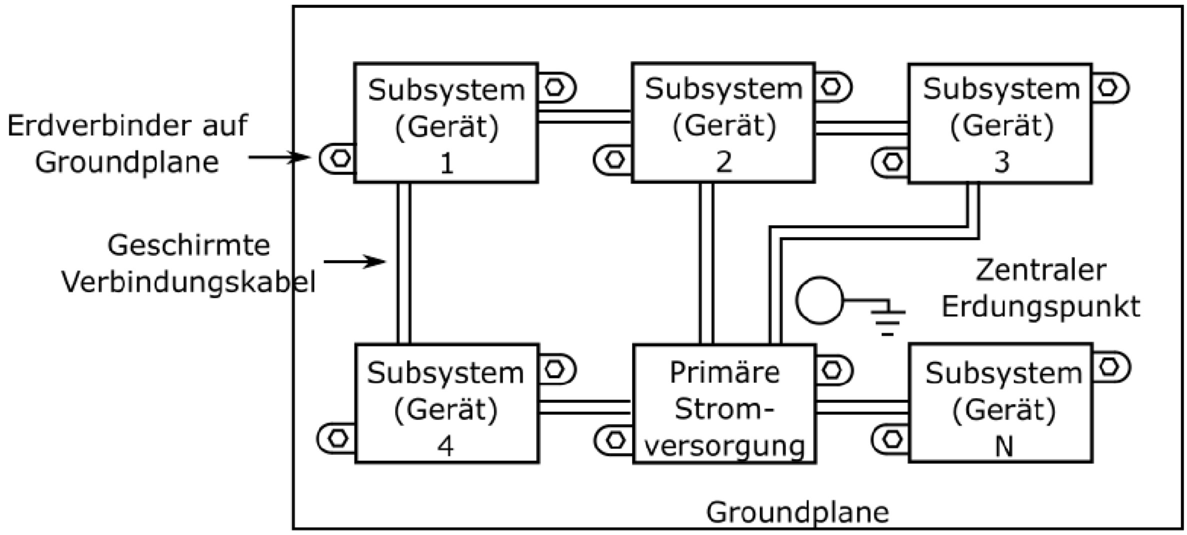
Sternpunkt

DIe Verbindung aller Erden auf einen zentralen Erdungspunkt oder Schiene ist auf grund der auftretenden parasitären Frequenzen nur bis ca. *300kHz* geeignet. Oft ist es schwierig eine Saubere Sternpunktarchitektur auszulegen, da bei Verbindungen unter den Systemmodulen auch eine gewollt/ungewollte Erdverbindung auftreten kann.



Mehrpunkt-Erdungsschema

Bei Frequenzen über *300kHz* ist ein Mehrpunkt.Erdungsschema besser geeignet, da so die parasitären Kapazitäten wegfallen. Hierbei wird eine Groundplane (*Erdungsfläche*) aufgezogen, auf welcher alle Komponenten geerdet werden. Diese Fläche wird anschliessend an einem zentralen Punkt geerdet.

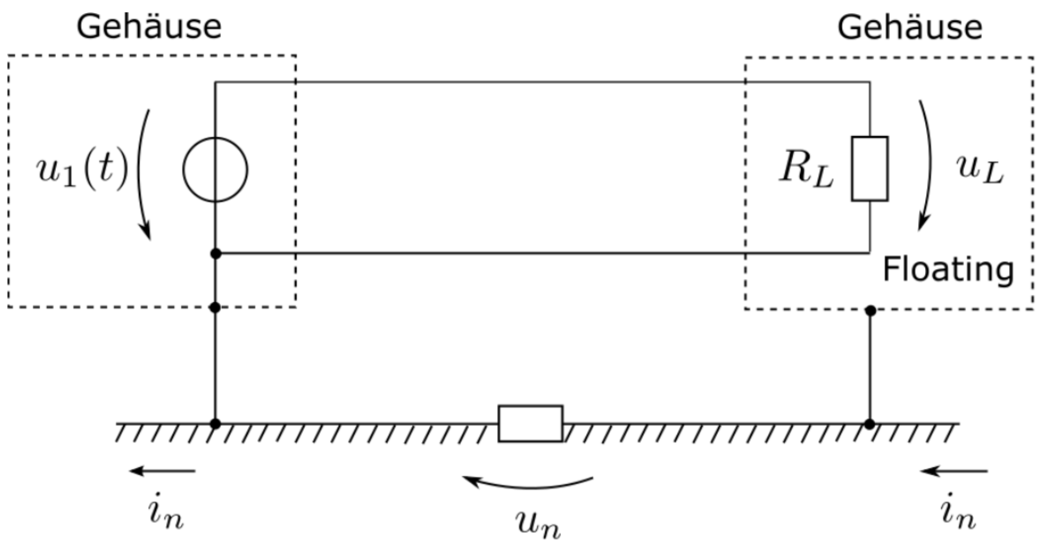


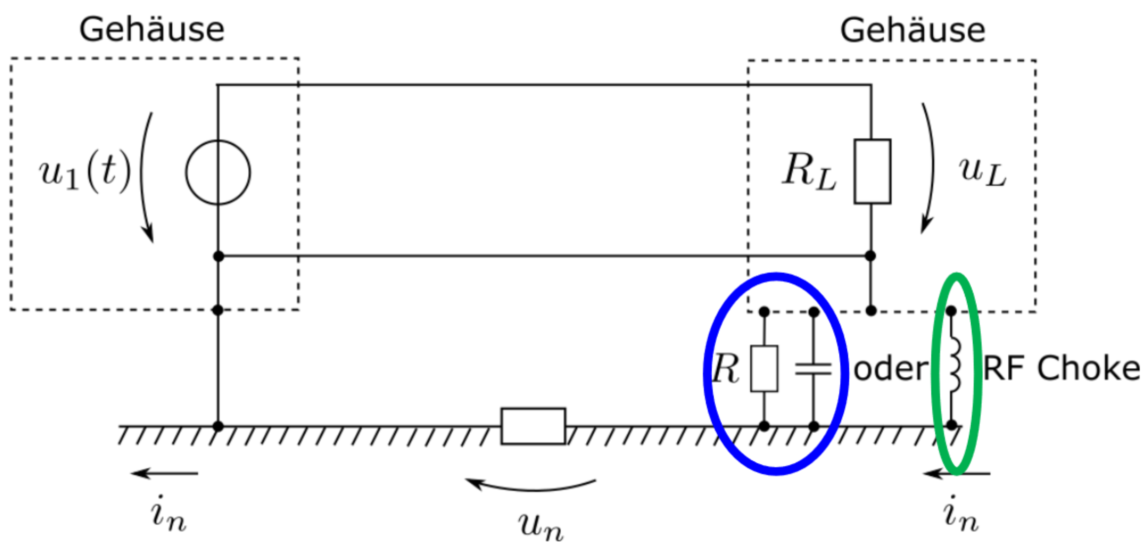
Erdanbindung

Will man **Erdschlaufen verhindern**, so gibt es mehrere möglichkeiten:

- Eine Seite wird *floating* betrieben
- Niederfrequente Isolation (*Kapazität*)

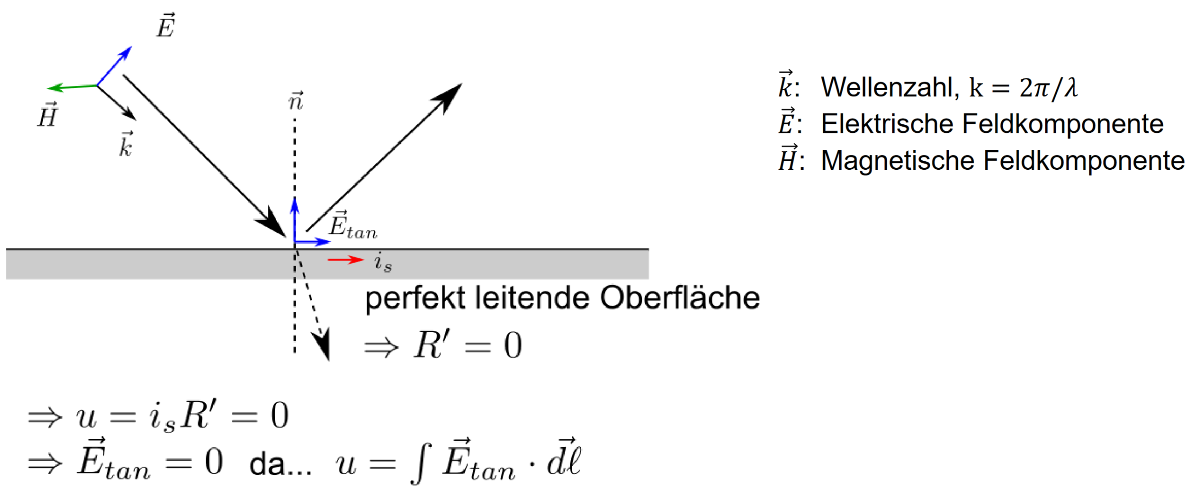
- Hochfrequente Isolation (*Induktivität*)
- Hochohmiger Widerstand zum verhindern einer statischen Aufladung



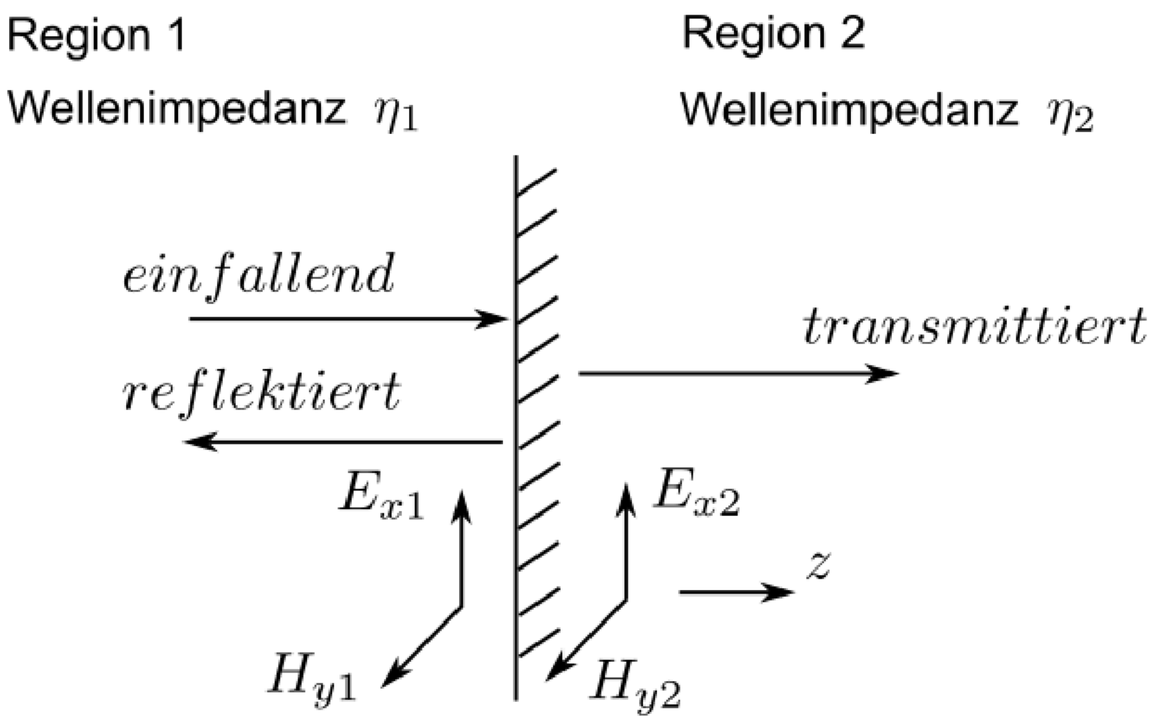


6.3.3 Schirmung

Um Elektromagnetische Emission sowie Imission im Fern- wie im Nahfeld zu verhindern, können Schirmungen verwendet werden. Bei einem idealen Schirm handelt es sich hierbei um eine perfekt leitende Oberfläche.



Erreicht eine senkrecht einfallende, ebene Welle die ebene Grenzfläche, so gelten folgende Beziehungen für Kontinuität



Für das eintretende E-Feld E_e gilt

$$E_{x1} = E_e(1 + \Gamma_E) \qquad E_{x2} = E_e T$$

Der Reflexionskoeffizient Γ ist

$$\Gamma_E = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} = -\Gamma_H$$

Der Transferkoeffizient T ist

$$T = 1 + \Gamma_E = \frac{2\eta_2}{\eta_1 + \eta_2}$$

Die Wellenimpedanz η einer sinusförmigen EM-Welle im Material kann allgemein mit einem komplexen Impedanzbelag $\hat{z}$ und einem komplexen Admittanzbelag $\hat{y}$ beschrieben werden

$$\eta = \sqrt{\frac{\hat{z}}{\hat{y}}}$$

Für einige typische Materialien sind diese Beläge wie folgt gegeben

$\hat{z} = j\omega\mu_0, \hat{y} = j\omega\epsilon_0$: Freiraum
$\hat{z} = j\omega\mu_0, \hat{y} = \sigma + j\omega\epsilon_0$: Nichtmagnetische Metalle
$\hat{z} = j\omega\mu_0, \hat{y} = j\omega\epsilon$: Nichtmetalle
$\hat{z} = j\omega\mu, \hat{y} = \sigma + j\omega\epsilon$: Ferromagnetische Materialien

Mit

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am}$: Magnetische Feldkonstante
$\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm}$: Elektrische Feldkonstante
μ_r : Relative Permeabilität des Materials
ϵ_r : Relative Permettivität des Materials
σ : Spezifische Leitfähigkeit des Materials

Skin-Effekt

Alle metallischen Leiter zeigen den Skin Effekt (Stromverdrängung). Nach der Distan einer Eindringtiefe δ ist die Amplitude auf 37% abgesunken. So ist nach 5 Eindringtiefen δ "nichtsmehr" übrig. Die Feldstärken E und H nehmen dabei exponentiell ab.

$$E(x) = E_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \text{und} H(x) = H_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \text{mit} \delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

Mit

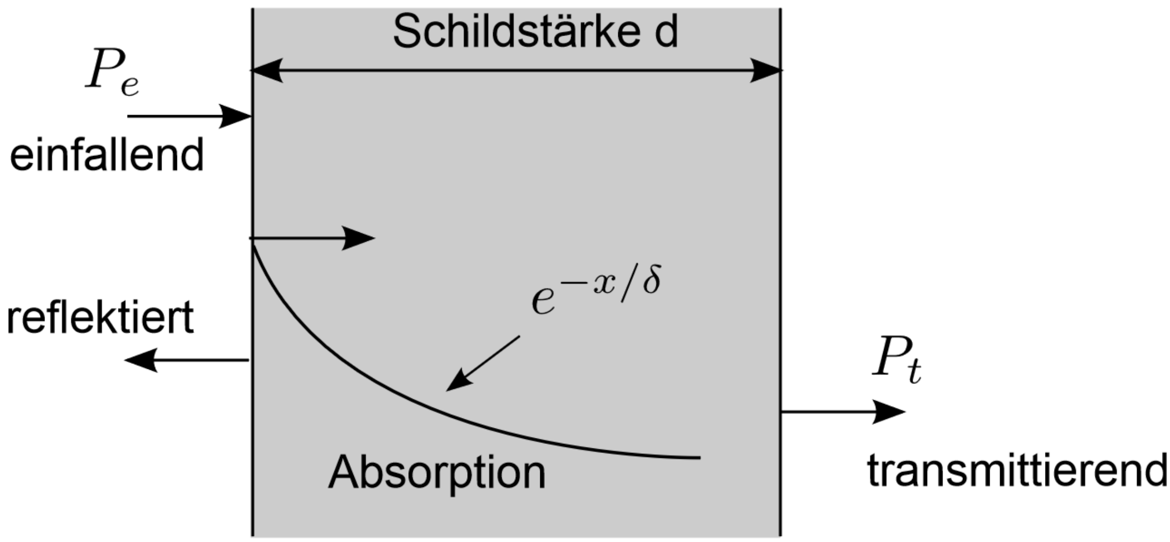
δ : Eindringtiefe
f : Frequenz
μ : Permeabilität
σ : Spezifische Leitfähigkeit

Schirmung im Fernfeld

EM-Feld wird als ebene Welle angenommen. Die Wellenimpedanz im Freiraum beträgt 377Ω . Für die Schrimung sind zwei Mechanismen relevant, *Reflexion* für tiefe Frequenzen und *Absorption* für hohe Frequenzen. Die Effektivität einer EM-Schirmung wird mit dem Verhältnis der durchgelassenen Signalleistung P_t zur ankommenden Signalleistung P_e bestimmt

$$\text{Schild Effektivität } SE[dB] = -\log_{10}\left(\frac{P_t}{P_e}\right)$$

$$SE[dB] = -20\log_{10}\left(\frac{E_t}{E_e}\right) = -20\log_{10}(T_1 \cdot e^{-\frac{d}{\delta}} \cdot T_2) = -20\log_{10}\left(\frac{4\eta_1\eta_2}{(\eta_1+\eta_2)^2} \cdot e^{-\frac{d}{\delta}}\right)$$



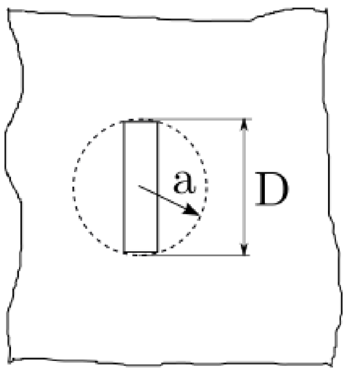
Einfluss von Löchern im Schirm

Zeigt der Schirm Öffnungen *(Löcher, Geflecht, Spalt, ...)*, so hängt die Schild Effektivität von der Grösse der Öffnung ab.

Vereinfachte Annahme

Öffnung wird mit einem kleinstmöglichen Kreis mit Durchmesser D umschlossen

- $D > \frac{\lambda}{2}$ EM-Feld passiert die Schirmung ungehindert
- $D < \frac{\lambda}{2}$ Dämpfung nimmt schnell zu
- $D < \frac{\lambda}{10}$ Schildeffektivität kann wie nachfolgend abgeschätzt werden



Fernfeld und Skin-Effekt Eindringtiefe δ **klein** *(best case)*

$$SE_{dB} \approx -10\log_{10}\left(A_L\left(\frac{a}{\lambda}\right)^4\right)$$

Nahfeld und Skin-Effekt Eindringtiefe δ **gross** *(worst case)*

$$SE_{dB} \approx -10\log_{10}\left(16\left(\frac{a}{\lambda}\right)^2\right)$$

Schirmung von Wabenstrukturen

$$SE_{sB} \approx 16\frac{z}{a} - 10\log_{10}(N)$$