



WS 2017/2018
LV Rechnernetzpraxis

2. Informationsübertragung

Dr. rer.nat. D. Gütter

Mail: Dietbert.Guetter@tu-dresden.de

WWW: <http://www.guetter-web.de/education/rnp.htm>

Elektrotechnische Grundlagen

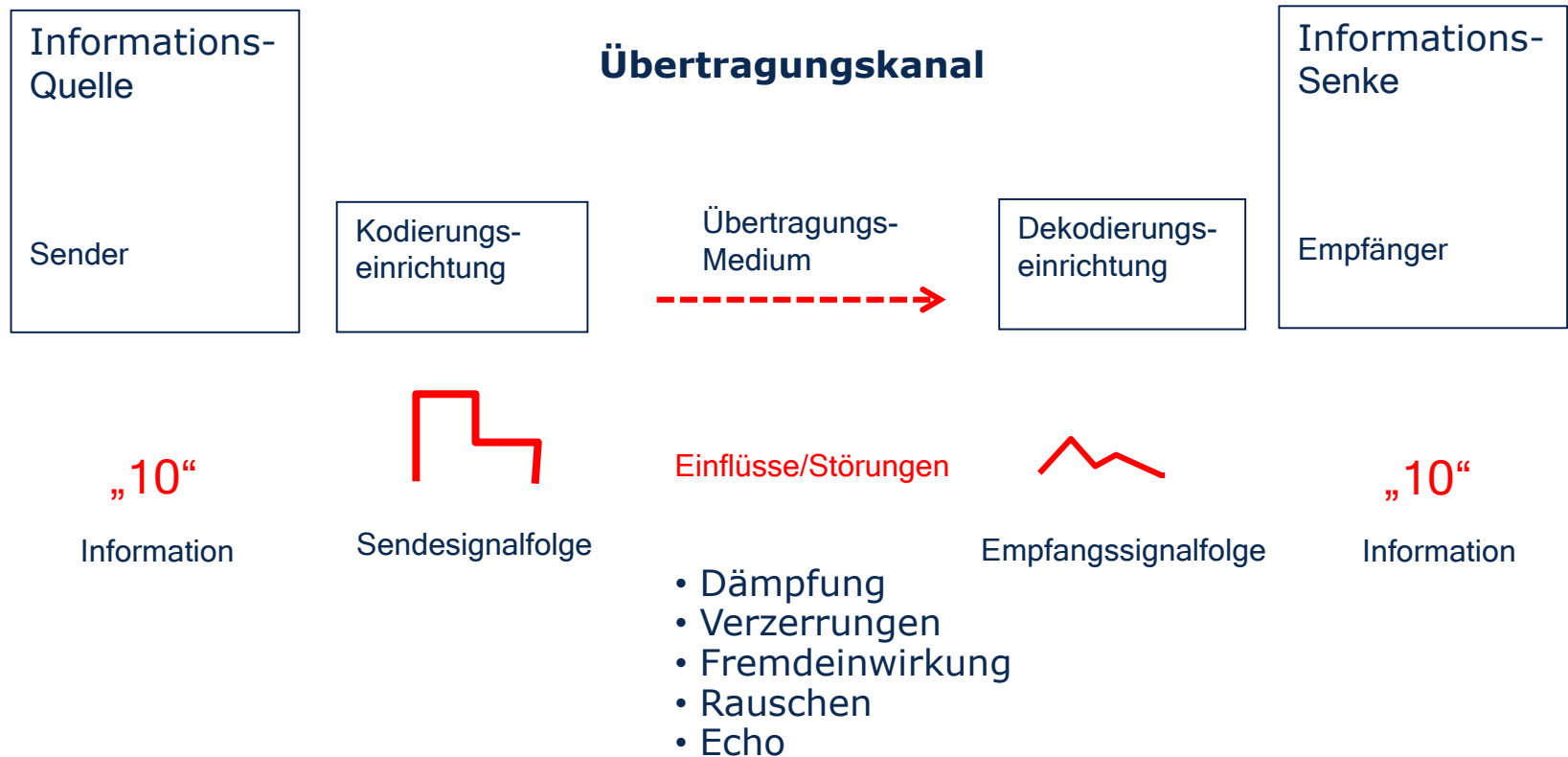
Informationsaustausch über Nachrichtenkanäle

Information ist nichtmateriell, aber
für Speicherung und Übertragung an physische Medien gebunden.

Signal

- informationstragende
Eigenschaft eines Übertragungsmediums,
z.B. Helligkeit, Feldstärke, Druck, ...
- räumliche Ausbreitung
- zeitliche Ausbreitung

Modell des digitalen Nachrichtenkanales



Charakteristika eines Übertragungskanal

Signalausbreitungsgeschwindigkeit im Übertragungsmedium

Bitfehlerwahrscheinlichkeit (BER – Bit Error Rate)

Wahrscheinlichkeit, mit der ein Bitwert beim Empfänger nicht richtig erkannt wird

Nachrichtenlaufzeit

Zeitdauer vom Senden des ersten bis zum Empfang des letzten Nachrichtenbits

Übertragungsrate

Ausgabegeschwindigkeit beim Sender (Maßeinheit bit/s)

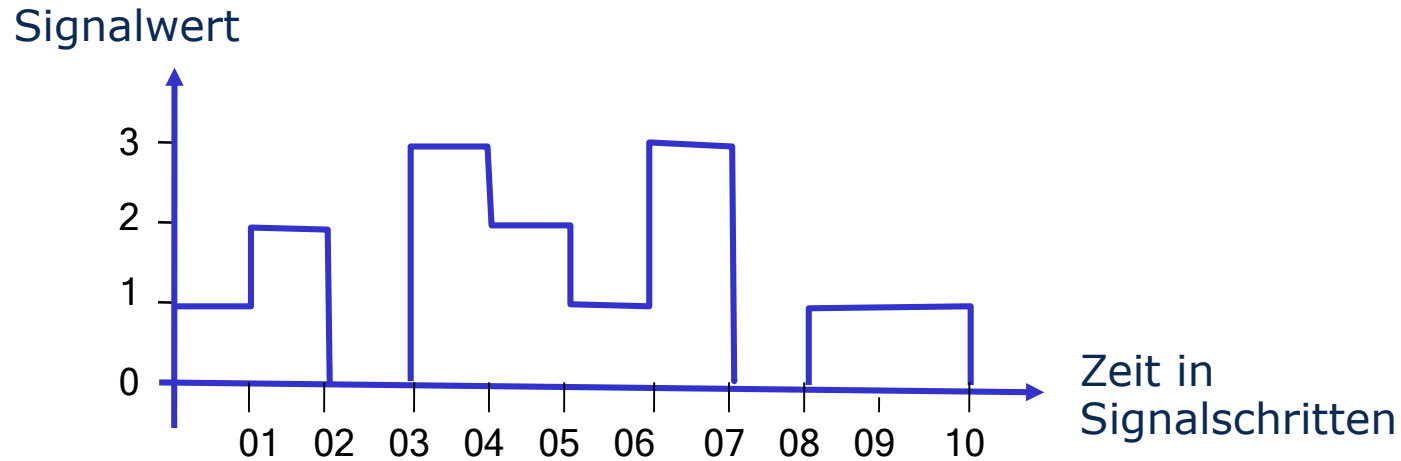
Durchsatz

Übertragungsleistung für Nutzdaten (Maßeinheit bit/s)

Durchsatz geringer als Übertragungsrate

(fehlerhaft übertragene Daten nicht im Durchsatz enthalten)

Signalstufen S , z.B. $S=4$



Schrittgeschwindigkeit
(Schrittrate)

$SR = \text{Anzahl Signalschritte/s [Baud]}$

**Signal-
informationsgehalt**

$I = \log_2 S \text{ [bit/Signalschritt] (bei } S \text{ Signalstufen)}$

Spezialfall Binärsignal: $I=1$ weil $S=2$

Übertragungsrate

$DR = \text{Anzahl übertragener Bits/s [bit/s]}$
 $= I * SR$

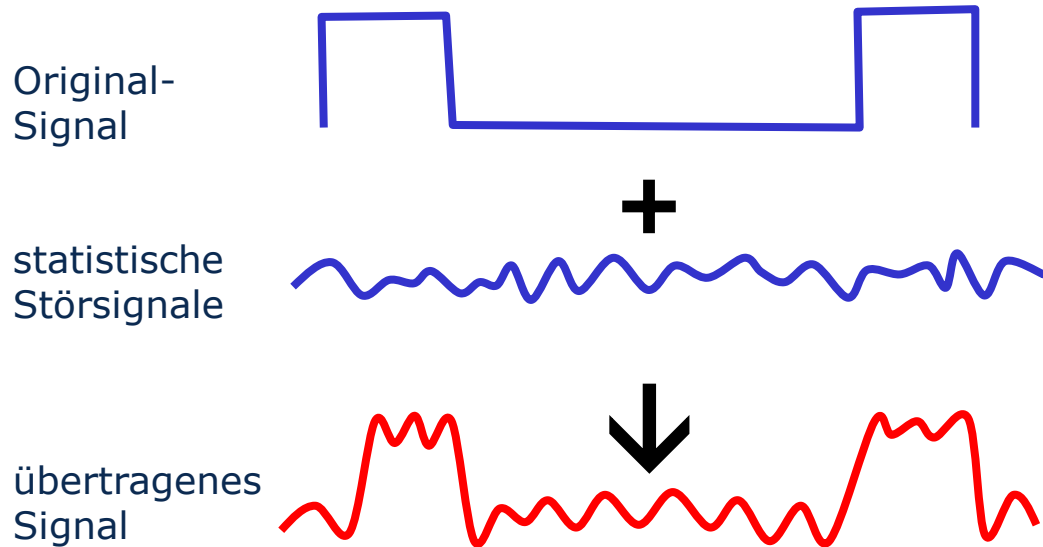
Spezialfall Binärkanal: $DR=SR$

Rauschen (Noise)

Störsignale mit nicht vorhersehbarem Verlauf

nicht korrigierbar !!!

(Gegensatz: Dämpfungskorrektur durch Verstärkung möglich)



→ **Forderung:** Rauschstärke < Signalstärke

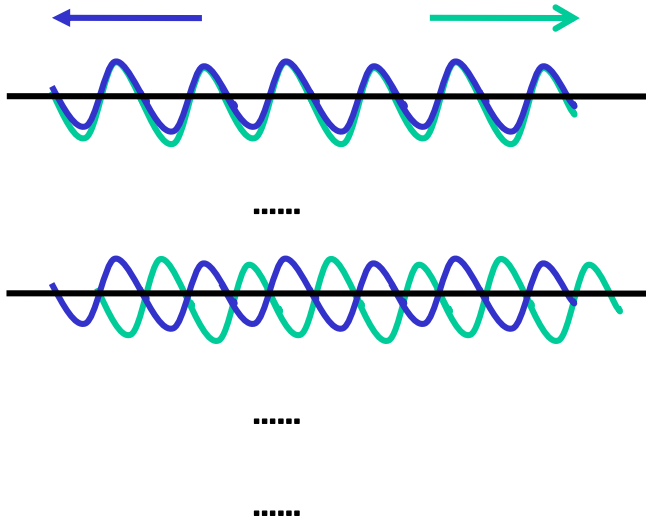
Reflexionen

Reflexion bei offenem Ende
 Reflexion (negiert) bei kurzgeschlossenem Ende
 keine Reflexion bei optimaler Anpassung (Abschlußwiderstand)



Totalreflexion

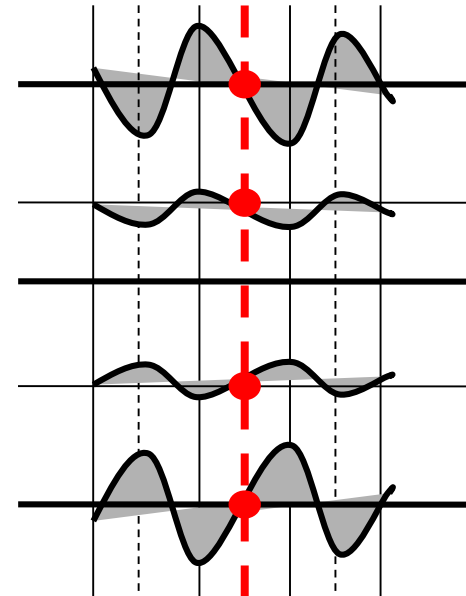
$$A \cdot \sin(2\pi [t/T + x/\lambda]) \quad A \cdot \sin(2\pi [t/T - x/\lambda])$$



Zeit

Stehende Welle

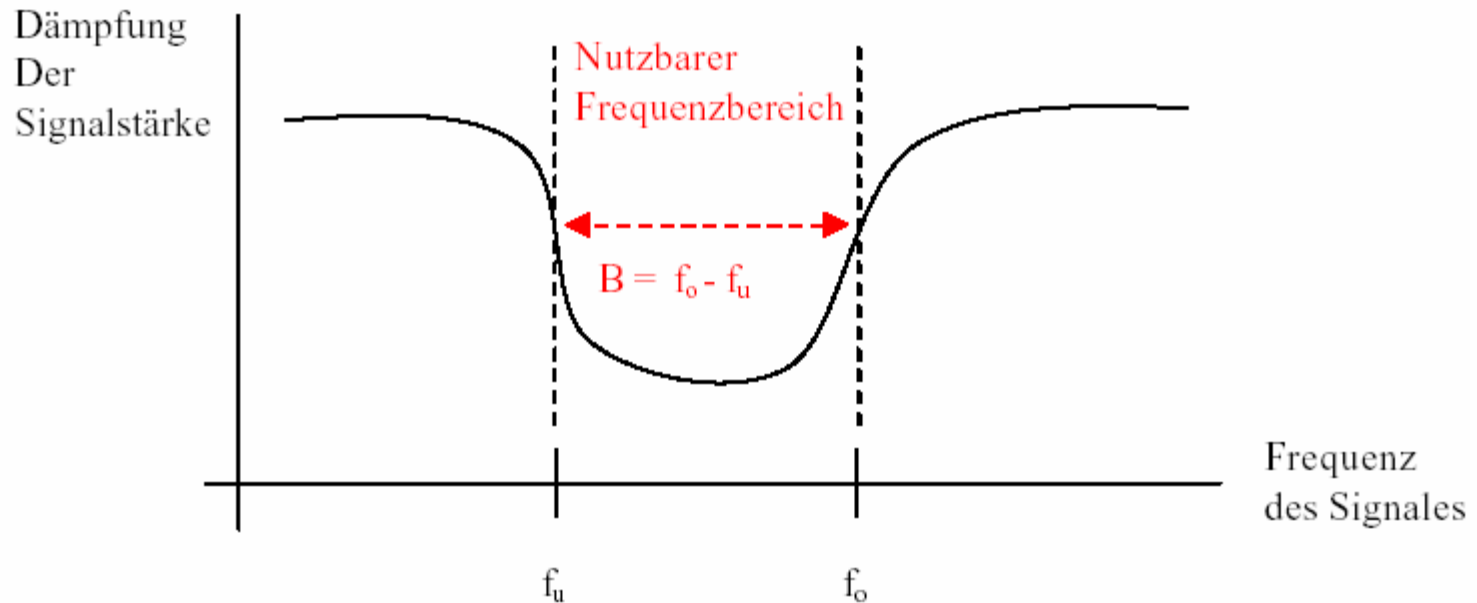
Signal-
auslöschung



Bandbreite

Differenz

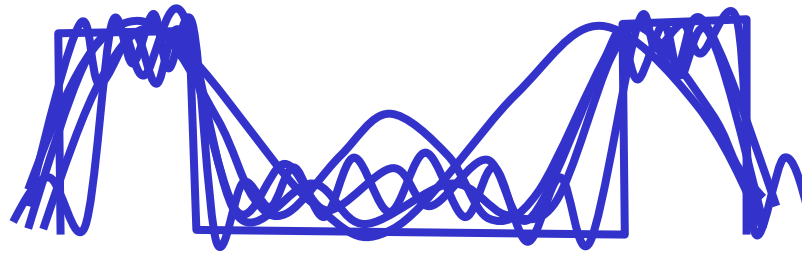
zwischen **oberer Grenzfrequenz** f_o und **unterer Grenzfrequenz** f_u
eines Frequenzbereiches mit akzeptabler Dämpfung



Fourierreihenanalyse

Grundschwingung

- + 1.Oberschwingung
- + 2.Oberschwingung
- + 3.Oberschwingung
- + 4.Oberschwingung
- + ...



- genaue Wiedergabe einer periodischen Funktion erfordert unendlichen Frequenzraum
- ein begrenzter Frequenzraum führt zu Verzerrungen

Max. Übertragungsrate im bandbreitenbegrenzten Kanal

Nyquist – Theorem

Zusammenhang zwischen

maximaler Signalrate SR (Signale pro Zeiteinheit bzw. Bd)
und Bandbreite B

$$SR [\text{Signale/s}] < 2 * B [\text{Hz}]$$

Signal mit S Signalstufen
besitzt Informationsgehalt Id S (gemessen in bit/Signal)

→ **Erreichbare Datenrate** DR

$$DR [\text{bit/s}] = SR * \text{Id S}$$

Spektrale Effizienz
(gemessen
in bit/s pro Hz)

2
0,3-3
10

|
|
|

idealisierter Binärkanal
WLAN
Analogmodem V.34

Berücksichtigung des Signalrauschens

Nyquist/Shannon-Formel

- Datenratenbegrenzung bei gestörten Kanälen
- Rauschabstand SNR (Verhältnis von Signalleistung zu Rauschleistung)
(Angabe oft logarithmisch $[10 * \lg \text{SNR}]$ in [dB])
- Bandbreite

$$\text{DR} [\text{bit/s}] < \lg(1 + \text{SNR}) * B [\text{Hz}]$$

Beispiel:

Rauschabstand SNR = 1023

Bandbreite 3400 Hz

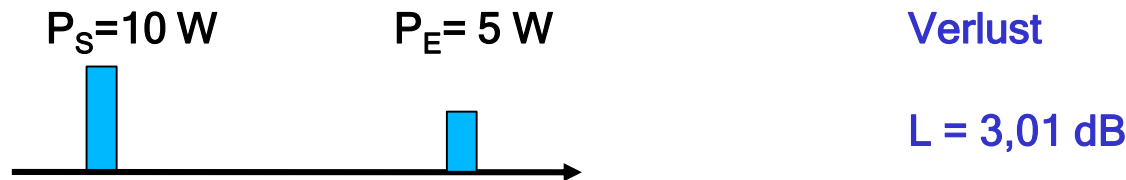
Shannon → maximale Datenrate 34000 bit/s

Nyquist → 34000 bit/s bei Signalstufung von $S = 32$
höhere Signalstufung sinnlos
wegen der Störungen durch Rauschen

Dämpfung (Attenuation)

Bei jeder Informationsübertragung geht Signalenergie verloren.

Beispiel:



Aus Gründen der einfacheren Berechenbarkeit erfolgt die Angabe der Dämpfung nicht als Verhältnis $(1 - P_E / P_S)$ sondern als dez. Logarithmus in deziBel-Einheiten (Verlust).

$$L = 10 \times \lg(P_S / P_E) \quad \text{in [dB]}$$

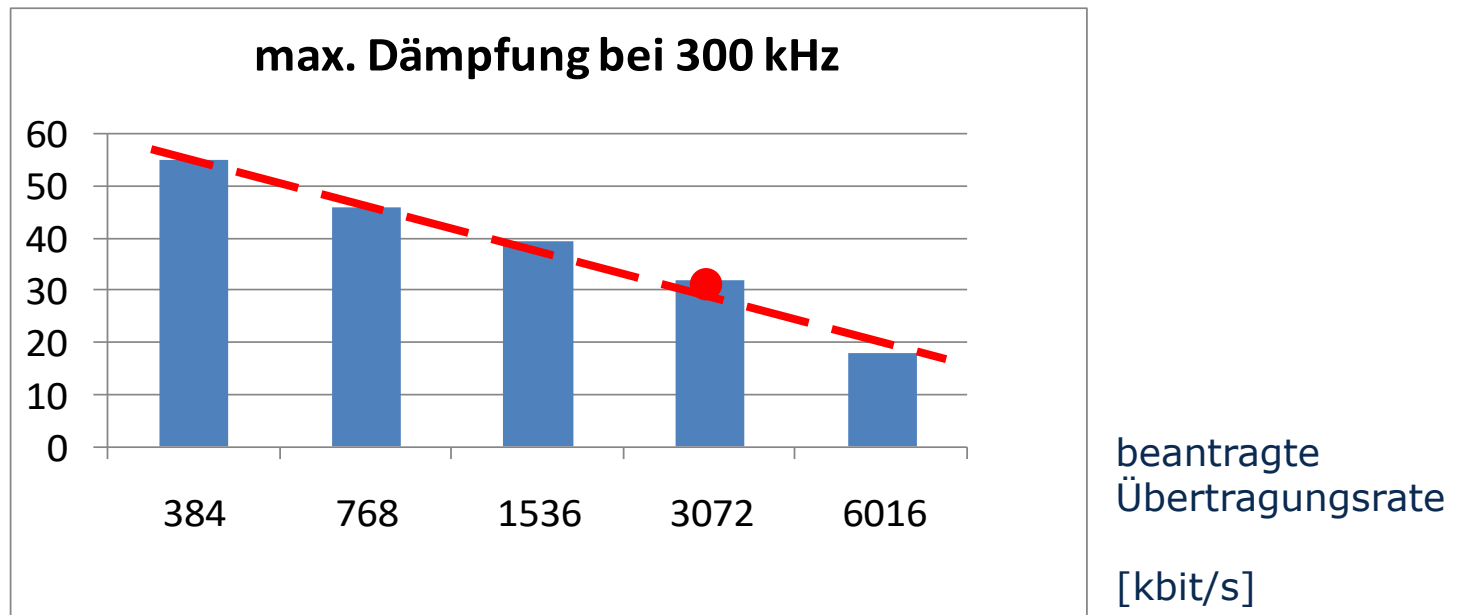
bzw. wegen $P \sim U^2$

$$L = 20 \times \lg(U_S / U_E) \quad \text{in [dB]}$$

Dämpfungen addieren sich im Laufe einer Übertragungsstrecke
deshalb Kabeldämpfungsangabe oft in dB/100m (bei vorgegebener Frequenz)

Zulässige Dämpfung bei T-COM-ADSL

Dämpfung [dB]



z.B. 3072 kbit/s beantragt; Anschlußkabel mit Dämpfung 10 dB/km
30 dB Gesamtdämpfung zulässig

→ 3 km max. Abstand Kunde-Ortsvermittlung
sonst nicht realisierbar

Weitere Kenngrößen

Sendeleistung (Transmitting Power)

Maßeinheit Watt
 oder dBm logarithmisch bezogen auf 1mW,
 oder dBW logarithmisch bezogen auf 1 W,

z.B. 2 Watt Leistung → 3,01 dBW bzw. 33,01 dBm

$$P = 10 \times \lg(2W / 1W) = 3,01dBW$$

$$P = 10 \times \lg(2000mW / 1mW) = 33,01dBm$$

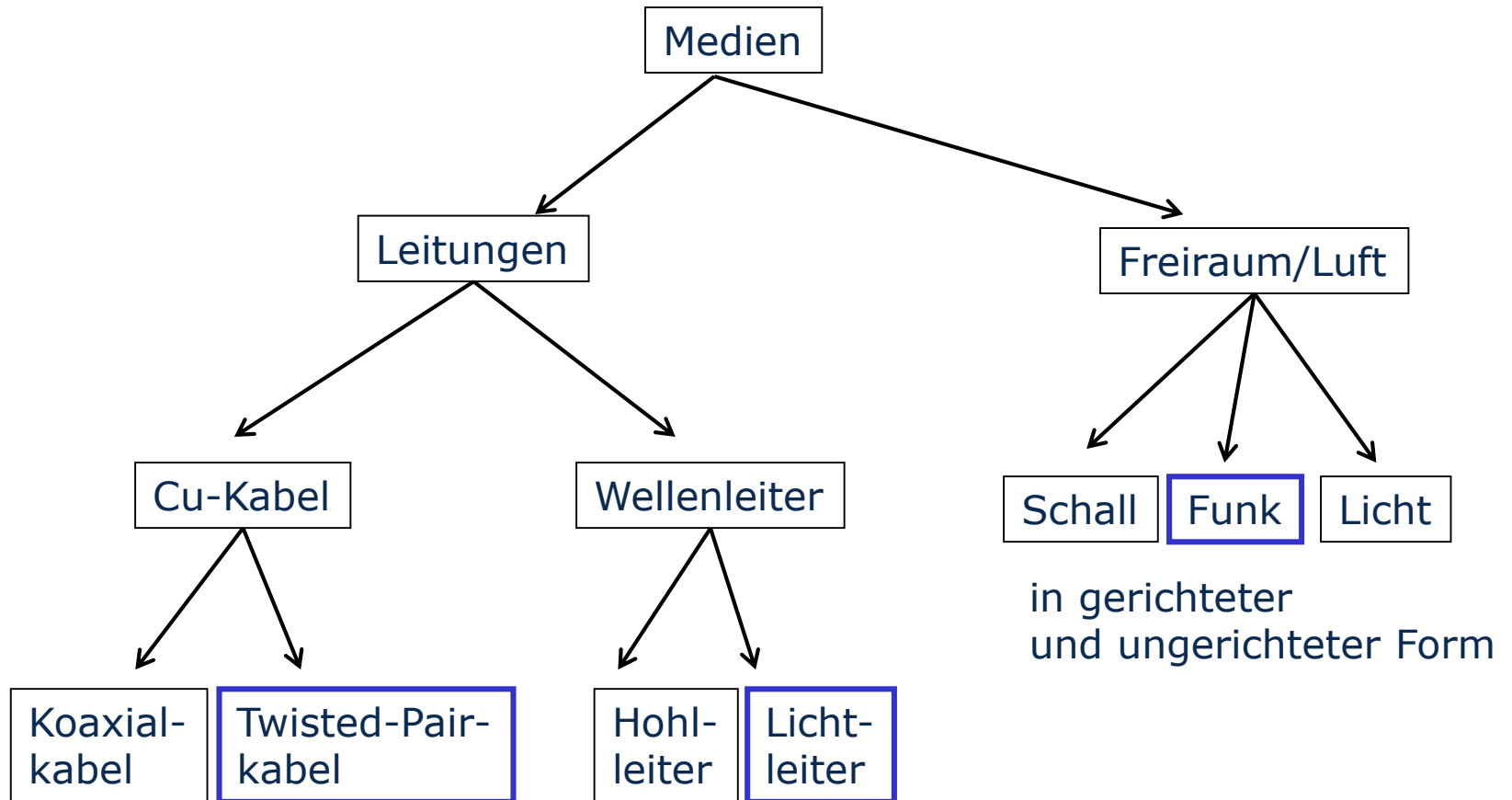
Signal-Rausch-Verhältnis (Signal to Noise Ratio)

Verhältnis der mittleren Leistung des Nutzsignales P_N einer Signalquelle zur mittleren Leistung P_R rauschender Störsignale

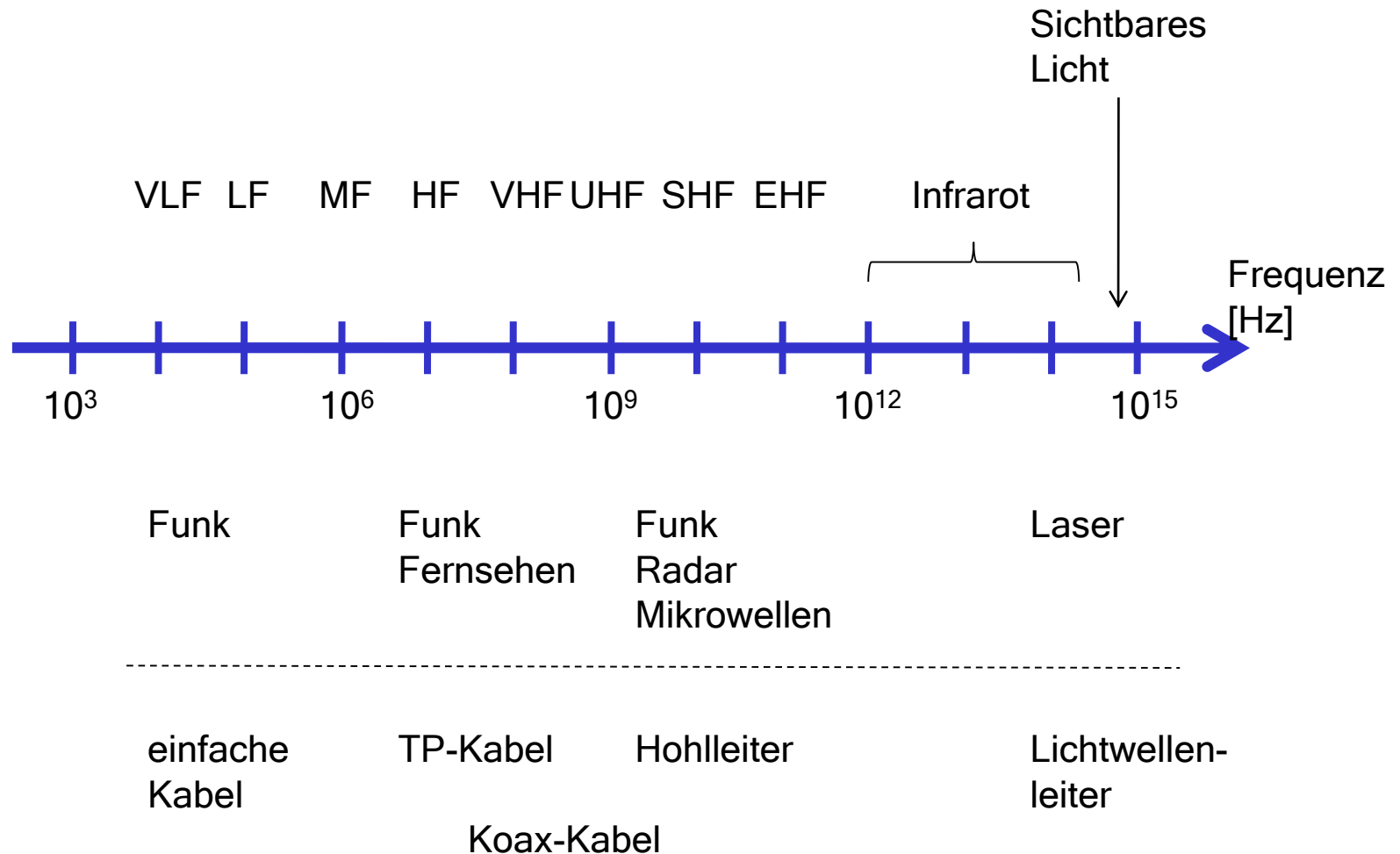
Maßeinheit % oder dB

$$SNR_{dB} = 10 \times \lg(P_N / P_R) \quad \text{in [dB]}$$

Übertragungsmedien - Auswahl



Frequenzbereiche



Übertragungsmedien

Verdrillte Kupferleitungen

- Günstiges Preis-/Leistungsverhältnis
- Bandbreite bis 100m Länge akzeptabel
- Standardmedium in LAN

Koaxialkabel

- Hohe Bandbreite
- Standardmedium bei Fernsehkabelnetzen

Lichtwellenleiter

- sehr hohe Bandbreite; sehr hohe Übertragungsraten
- geringe Dämpfung; hohe Reichweite
- störfest gegen elektromagnetische Felder

Elektromagnetische Wellen

- Ausbreitungsmedium: Luft; Weltraum; Hohlleiter
- Zugriffskonkurrenz
- Standardmedium für mobile Nutzer

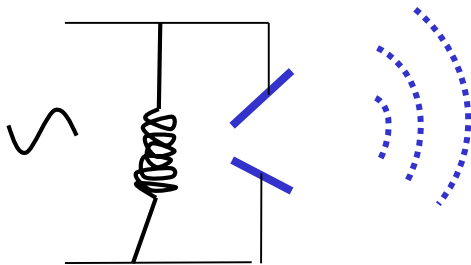
Elektromagnetische Wellen

$10^4 \dots 10^{12} \text{ Hz}$

Ausbreitung mit Lichtgeschwindigkeit

$$c_{\text{vakuum}} = 299792,458 \text{ km/s} \quad (\approx 300000 \text{ km/s})$$

Erzeugung durch offene Schwingkreise



Zusammenhang Wellenlänge/Frequenz

$$c = \lambda * f$$

$$[10 \text{ cm} \leftrightarrow 3 \text{ GHz}]$$

Eigenschaften

- Nutzungskonkurrenz → Reglementierung der Frequenzbänder
- hohe Frequenzen → hohe Datenraten möglich
- vielfältige Störeinflüsse → problematische Ausbreitungseigenschaften (s. Kap. „Ausbreitungsmodelle“)

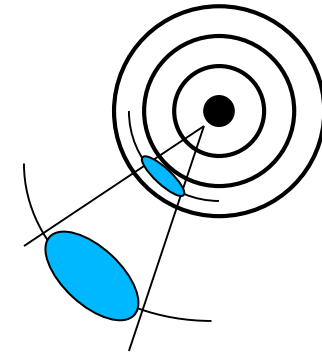
Elektromagnetische Wellen

Freiraumdämpfung eines isotropen Kugelstrahlers,
nur von theor. Interesse

$$F = \frac{P_{send}}{P_{empf}} = \left(\frac{4 * \pi * R}{\lambda} \right)^2$$

oder auch

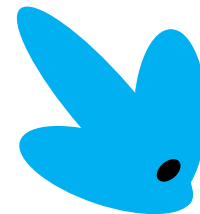
$$L_F = 10 * \lg \left(\frac{P_{send}}{P_{empf}} \right) = 20 * \lg \left(\frac{4 * \pi * R}{\lambda} \right)$$



Kugeloberfläche
wächst quadratisch
mit R

Richtfaktor und Antennengewinn

Richtantennen strahlen die Energie ungleichmäßig ab



Richtfaktor = Sendeleistung im Verhältnis zum Kugelstrahler
Gewinn = Wirkungsgrad * Richtfaktor

Hohlleiter

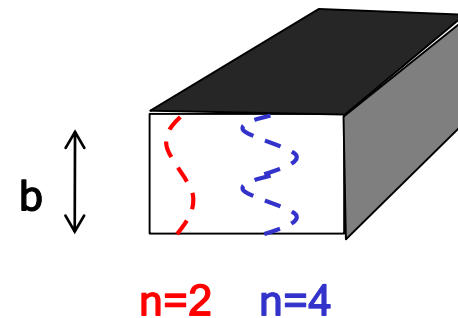
Übertragungslänge mehrere km
Bandbreite bis 30 GHz

Wellenleiter für hohe Frequenzen

Wellenausbreitung durch Reflexion im Hohlkörper,
meist rechteckig (Höhe b) oder Rohr,

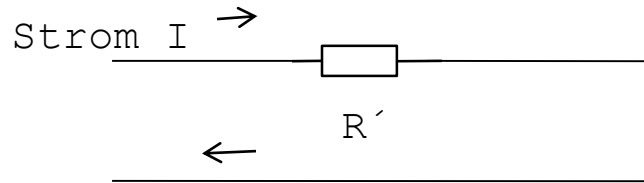
bei Wellenlängen (Moden) mit

$$b = n * \lambda / 2$$



Dämpfung in elektrischen Kabeln bei Gleichstrom

Ersatzschaltbild (4-Pol) für einen differentiell kleinen Kabelabschnitt



Spannungsabfall

$$\Delta U' = R' * I$$

$$U' \text{ in [V/m] , } R' \text{ in } [\Omega/\text{m}] , I \text{ in [A]}$$

Spannungsabfall über gesamtes Kabel (Länge l , Aderndurchmesser d)

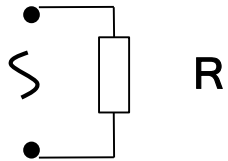
$$\Delta U = R * I \quad \text{mit} \quad \begin{aligned} R &= R' * l \\ R &= \rho * l / A \\ A &= \pi/4 * d^2 \end{aligned}$$

ρ (spezifischer Widerstand) ist eine Materialkonstante, gemessen in $[\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}]$
z.B. bei 20°C für Cu: $\rho = 0,018 \Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$

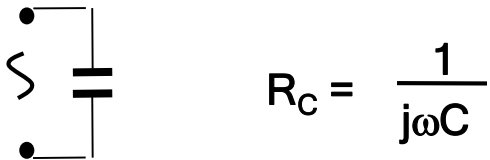
l und d sind geometrische Kabeleigenschaften,
 l ist i.a. durch die Anwendung vorgegeben,
 d ist konstruktiv festlegbar, größerer Durchmesser verbessert Dämpfung

Kabeldämpfung bei Wechselstrom

Ohmscher Widerstand



Kapazitiver Blindwiderstand

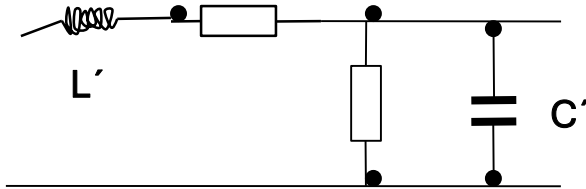


Induktiver Blindwiderstand

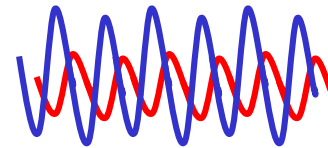


Kabeldämpfung bei Wechselstrom

Ersatzschaltbild (4-Pol) für einen differentiell kleinen Kabelabschnitt

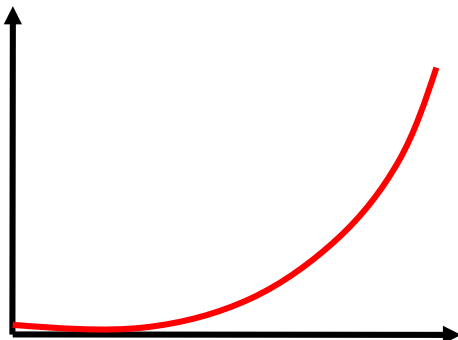


Spannungsabfall



Phasenverschiebung
zwischen Spannung und Strom
abhängig von Kreisfrequenz ω

Widerstand



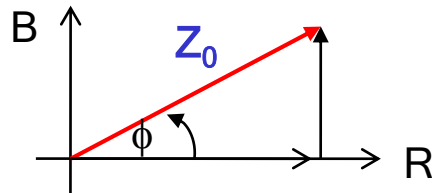
Frequenz

Frequenzabhängige Dämpfung

Impedanz

Komplexer Widerstand

Imaginärteil
Blindwiderstand



Realteil
Ohmscher Widerstand

Scheinwiderstand Z_0
= Betrag der Impedanz

für hohe Frequenzen

$$Z_0 = \sqrt{L/C} = \sqrt{L'/C'}$$

längen- und frequenzunabhängiger Scheinwiderstand (Wellenwiderstand)
z.B. 50 Ohm bei RG58-Koaxialkabel

Kabelabschluß mit Widerstand der Größe Z_0 erforderlich,
Sonst Reflexionen oder Abstrahlungen (Antenne)

Signalausbreitungsgeschwindigkeit

In Kabeln breiten sich bei hohen Frequenzen elektromagnetische Felder aus mit

$$c_{\text{Kabel}} = \frac{1}{\sqrt{L' * C'}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \approx 200000 \text{ km/s}$$

ϵ_r rel. Dielektrizität des Mediums

Verkürzungsfaktor für Wellenlänge und Ausbreitungsgeschwindigkeit

$$V = c_{\text{Kabel}} / c$$

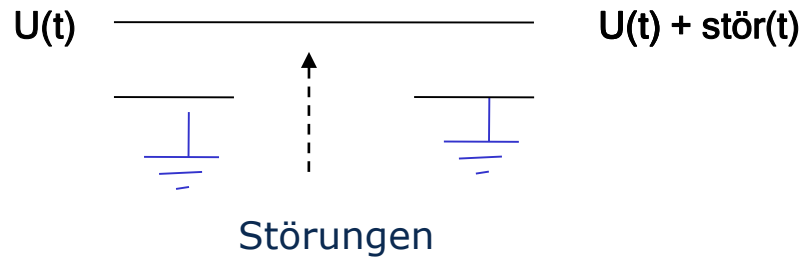
$$\lambda_{\text{Faser}} = \lambda * V$$

Material	ϵ_r	V	c_{Kabel}
Polyethylen	2,25	0,66	197863 km/s
Teflon	2,00	0,70	209854 km/s
PE-Schaum	1,0100	0,85	254823 km/s
Luft	1,0101	1,00	299792 km/s

symmetrische /asymmetrische Kabel

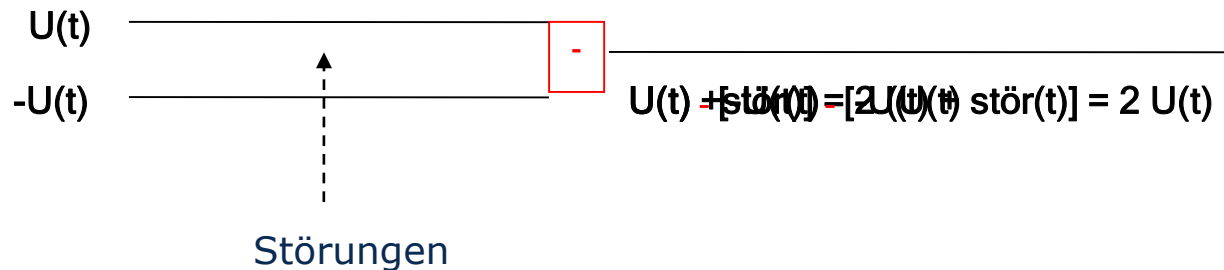
Übertragung mittels Stromstößen über 2 Leiter

asymmetrische Kabel



- Potentialausgleich
- (reduzierbar durch Schirmung)
Störeinflüsse
durch andere Netzwerkkabel
Rundfunk, Radar, ...

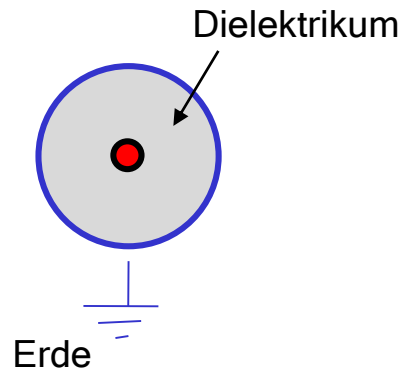
symmetrische Kabel



Störeinflüsse
löschen sich (fast) aus

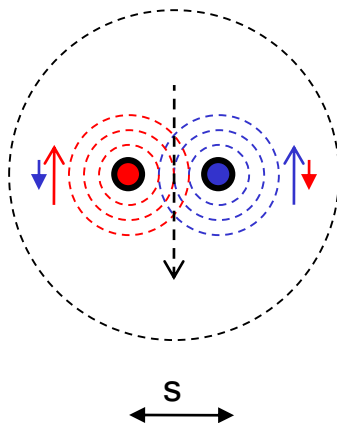
Störfelderzeugung bei Informationsübertragung

unsymmetrische Kabel



kein Störfeld
außerhalb
des Kabels

symmetrische Kabel



Störfelder
bei Entfernung $\approx s$

Entfernung $\gg s$

Auslöschung
der beiden Felder

Übersprechen (Crosstalk)

Störung durch Einkopplung fremder Signale,
z.B. durch ein paralleles Adernpaar

$$P_{\ddot{U}} = 10 \times \lg \left(P_{\text{Sender}} / P_{\text{Empfänger}} \right) \quad \text{in [dB]}$$

NEXT

Nahübersprechen (near end crosstalk) - Übersprechen am Kanal Anfang

relativ längenunabhängig, stark frequenzabhängig
beeinflußbar durch Schirmung und Kabelverdrillung

FEXT

Fernübersprechen (far end crosstalk) - Übersprechen am Kanalende

zusätzlich längenabhängig

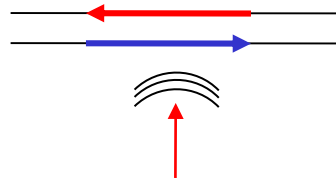
...

Verdrillte Kabel (Twisted Pair Cable)

symmetrische Kabel

Übertragung mittels Stromstößen über Kabeladerpaare

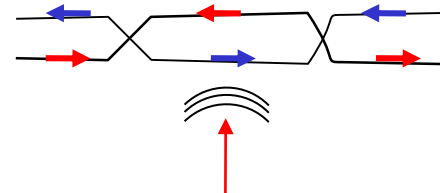
Veränderliche Fremdfelder können Störspannungen induzieren und **Fehlströme** verursachen.



Korrektur durch symmetrische Kabel ist nicht ausreichend

Lösung

- Abschirmung
- Verdrillung (oder Verseilung)



→ Aufhebung der Fehlströme bei einfallenden Störfeldern
geringere Abstrahlung von Störfeldern

TP-Kabel: Übertragungsmedienparameter

Kabelgeometrie, -material

- Durchmesser, Zahl der Adernpaare
- Schlaglänge (Verdrillungen pro Länge)
- Isolationsmaterial, Temperaturbereich
- Gewicht

Frequenzband

Maximalwerte für Spannung, Strom, Sendeleistung, ...

Ohmscher Widerstand

Impedanz (Wellenwiderstand)

$$Z = 120 \frac{\ln\left(\frac{2s}{d}\right)}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

s Adernabstand
D Drahtdurchmesser
 ϵ_r rel. Dielektrizität

Max. Kabeldämpfung K für 100 m, z.B. bei 100 MHz

Koaxialkabel

Bandbreite bis 10 GHz
Übertragungslänge mehrere km
rel. hohe Dämpfung

Wellenleiter für hohe Frequenzen

Asymmetrisches Kabel

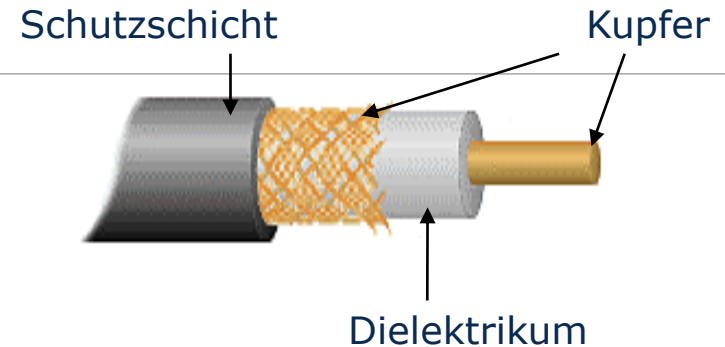
Innenleiter transportiert elektrische Signale

Außenleiter (Cu-Geflecht) ist geerdet → gute Abschirmung gegen Störungen

Wellenwiderstand hängt vom Verhältnis Kabel- zu Kupferdrahtdurchmesser und der rel. Dielektrizität ab.

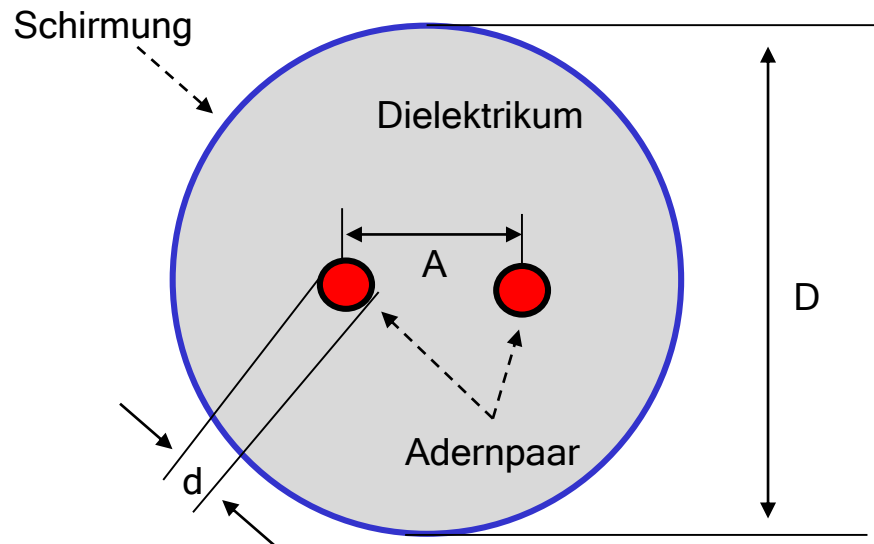
$$Z = 59,96 \frac{\ln\left(\frac{D}{d}\right)}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad [\Omega]$$

Gute Koaxialkabel haben einen großen Durchmesser.



Twinax-Kabel (SFP)

Koaxialkabel mit zwei Innenleitern
für höchste Anforderungen



Dabei muss gelten:

$$A \gg d$$
$$D \gg d$$

Lichtwellenleiter

In Lichtwellenleitern breitet sich Licht (elektromagnetische Felder) aus mit

$$c_{\text{Faser}} \approx 200000 \text{ km/s}$$

Brechungsindex

$$n = c / c_{\text{Faser}}$$
$$\lambda_{\text{Faser}} = \lambda / n$$

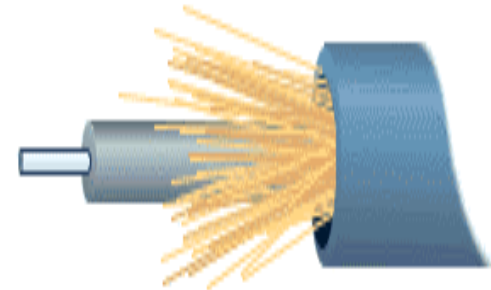
Eigenschaften gute EMV, geringe Dämpfung, hohe Übertragungsraten

Aufbau

Faser (Fibre)

- Glaskern (Core)
- Glasmantel (Cladding)
- Beschichtung (Primary Coating)

Schutzschicht / Sekundärbeschichtung
Kunststoffgarn zur Zugentlastung
Kabelmantel



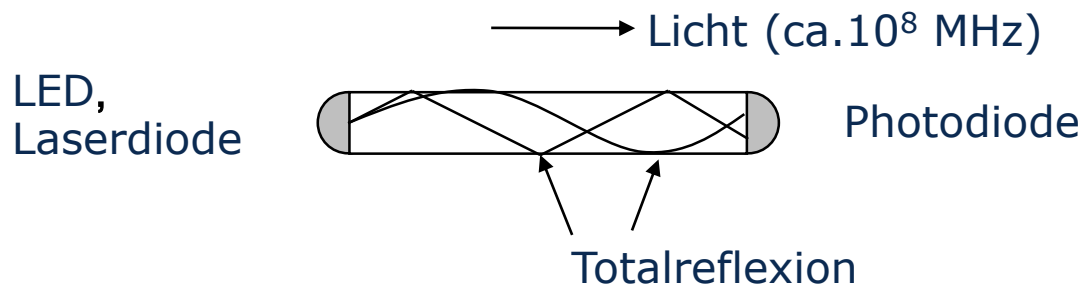
Lichtwellenleiter

Übertragung nur in einer Richtung möglich

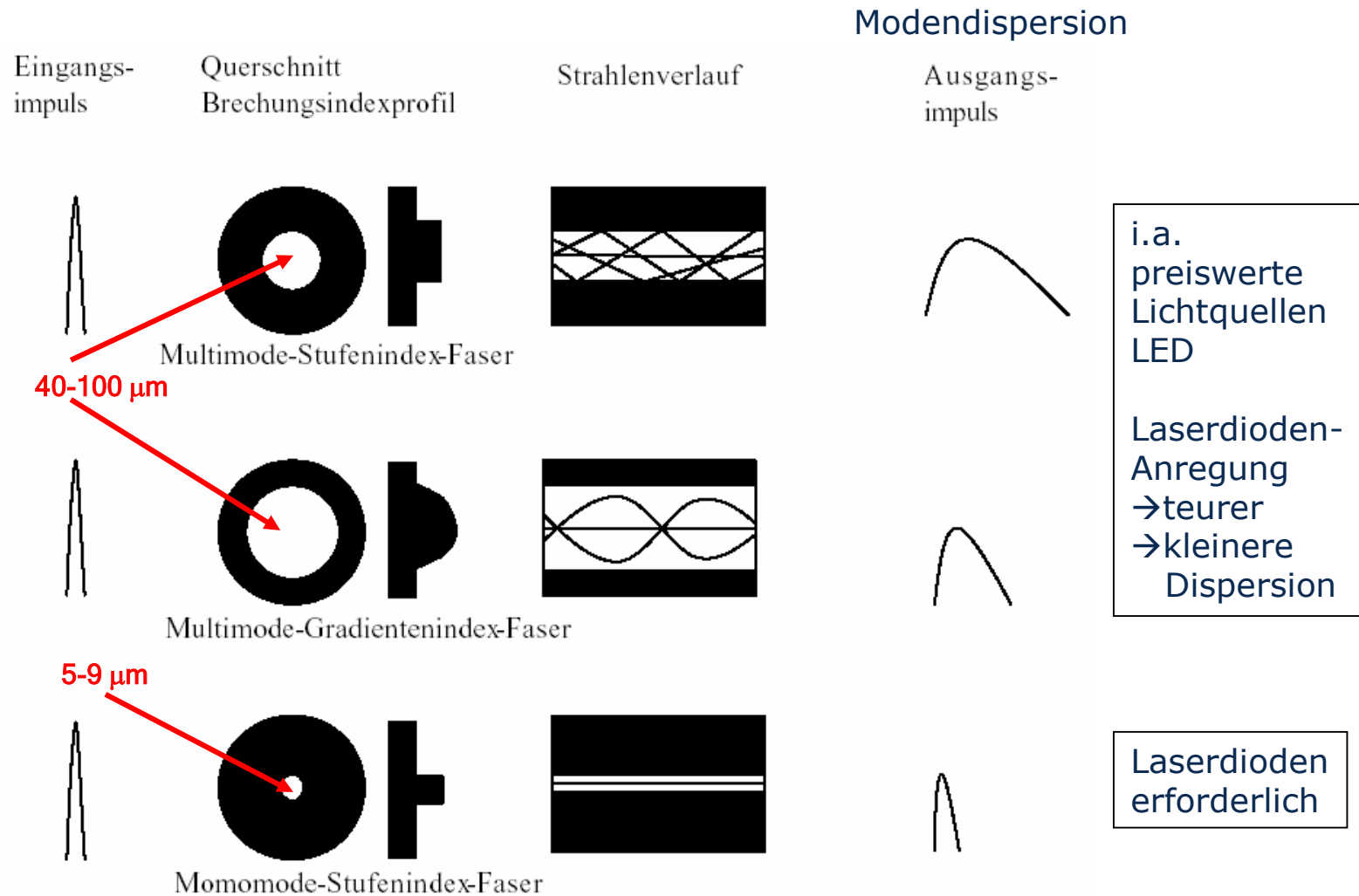
Monomodefaser 5-10 μm ,
nur eine ausbreitungsfähige Wellenform
(keine Interferenz - leistungsfähig, teuer)

Multimodefaser 62.5/125 μm , 50/125 μm
verschiedene ausbreitungsfähige Wellenformen;
(geringere Datenraten, aber preiswerter)

Gradientenfaser schrittweise Änderung des Brechungsindex



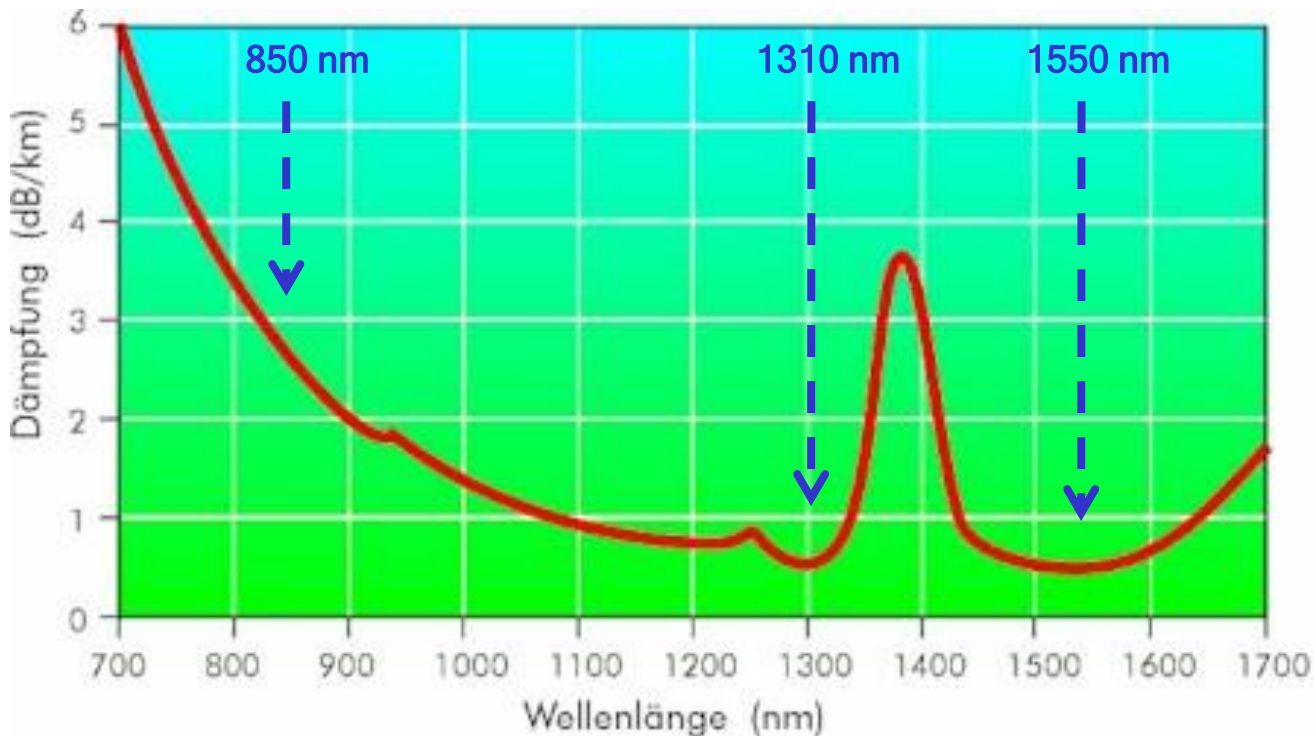
Lichtwellenleiter



Lichtwellenleiter

Sendefenster

Niedrige Dämpfung in Glas / geeignete Sende-Dioden verfügbar

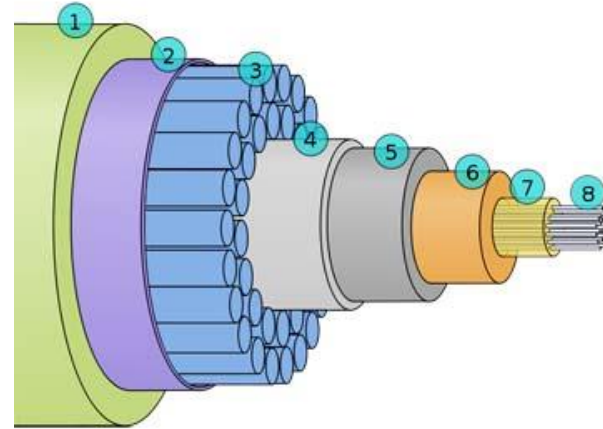


Zitat: www.daetwyler.net

Lichtwellenleiter

Aufbau eines modernen Seekabels

1. Polyethylen
2. Mylar
3. verdrehte Stahlseile
4. Aluminium-Wasserbarriere
5. Polycarbonat
6. Kupfer- oder Aluminiumrohr
7. Paraffin
8. Lichtwellenleiter (Glasfasern)



Zitat: <http://www.scinexx.de/>

z.B. **TAT-14** (Trans Atlantic Telephonecable Number 14)

2001 Glasfaserring (4 Faserpaare) zwischen USA und Europa
640 Gbit/s
13500 km, alle 50 bis 70 km Zwischenverstärkung
1,4 Milliarden Dollar

Übertragung digitaler Information im Basisband

Übertragungskanal besitzt gesamte Kanalbandbreite

Leitungskodierung

Festlegung der Informationsdarstellung für ein konkretes Übertragungssystem

Signalbildung durch unterschiedliche Signalwerte und Phasensprünge

Ziele

Einfache technische und preiswerte Realisierung

Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Bandbreite

Hohe Übertragungszuverlässigkeit.

Leitungskodes - Anforderungen

weitgehende Gleichstromfreiheit
(Vermeidung langandauernder Folgen von Signalen gleicher Größe)

Zuverlässige Signalerkennung beim Empfänger
(signifikante Unterschiede der Signalwerte)

Signalsynchronisation
(zuverlässige Erkennung Signalanfang und -ende)

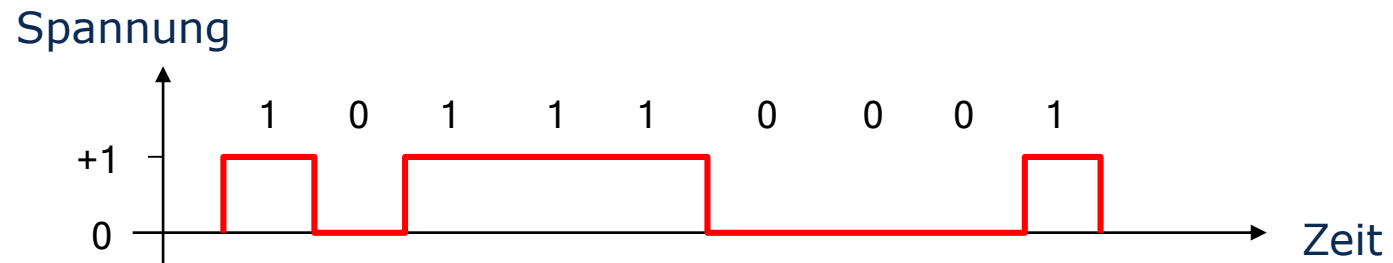
erreichbar durch

- synchron laufende Uhren bei Sender und Empfänger
(extreme Ganggenauigkeitsanforderungen)
- Taktsignale auf zusätzlichem Übertragungskanal
(Außenbandsignalisierung)
- Integration Taktinformation in Übertragungssignale
(Innenbandsignalisierung, bevorzugte Variante in Rechnernetzen)

NRZ-Binärkodes (non Return to zero)

NRZ

„0“ – niedriger Pegel
„1“ – hoher Pegel



NRZ-I (NRZ Inverse)

„0“ – kein Pegelwechsel
„1“ – Pegelwechsel

NRZ-S (NRZ Space)

„0“ – Pegelwechsel
„1“ – kein Pegelwechsel

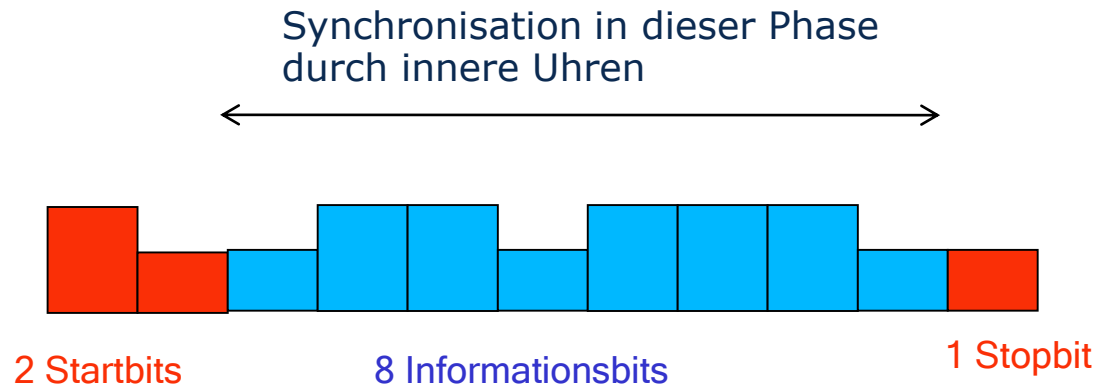
NRZ - asynchrones Verfahren

innerhalb der informationstragenden Signale keine Taktinformation

keine Garantie der Gleichstromfreiheit !
problematische Takterkennung !

→ Nutzung nur für langsame Übertragungen und kurze Bitfolgen möglich
Synchronisation durch Start-/Stopbits

Beispiel

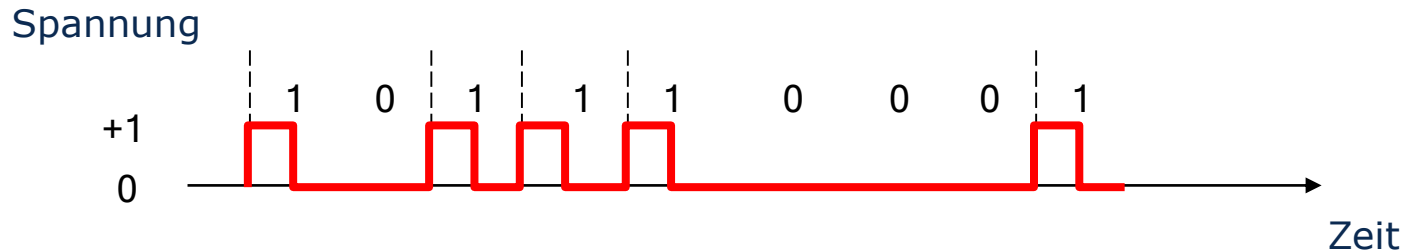


RZ – Binärkodes (Return to Zero)

RZ

„0“ – niedriger Pegel

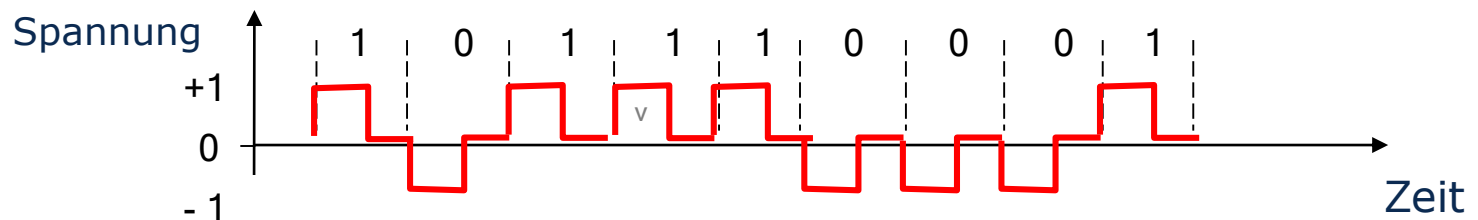
„1“ – zunächst hoher Pegel, danach Pegelabfall



schlechtere Bandbreitenausnutzung (Schrittrate doppelt so hoch wie Bitrate)

Gleichstromfreiheit	besser als NRZ	Probleme bei langen "0"-Folgen
Takterkennung	besser als NRZ	Probleme bei langen "0"-Folgen

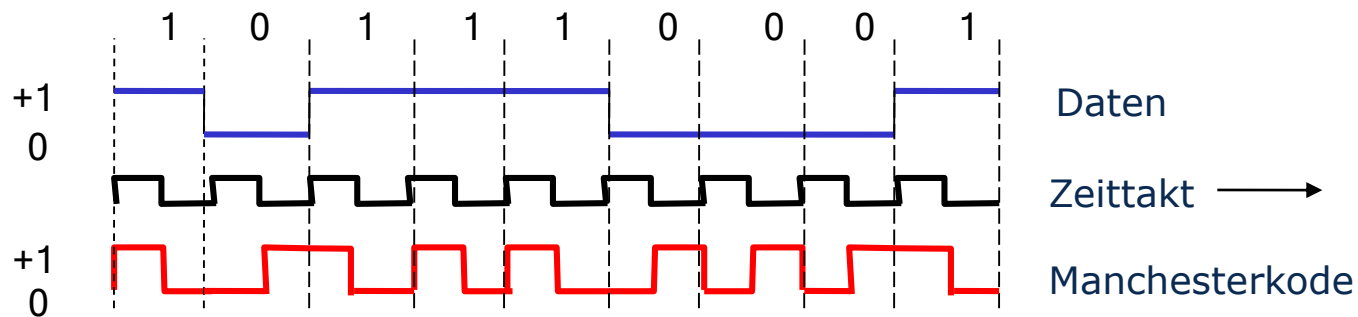
In elektrischen Medien deshalb auch 3-Pegel-RZ ("0" mit neg. Impuls)



Manchesterkodierung

Leitungskode, ähnlich RZ mit besserer Selbsttaktung

Manchesterkodesymbole = Datenbits *XOR* Zeittakt (RZ)



Bits dargestellt durch zwei Rechteckimpulse unterschiedlicher Größe
→ schlechte Bandbreitenausnutzung, gute Synchronisationseigenschaften

- Darstellung "0" : kleinerer Impuls, gefolgt von größerem
- Darstellung "1" : größerer Impuls, gefolgt von kleinerem

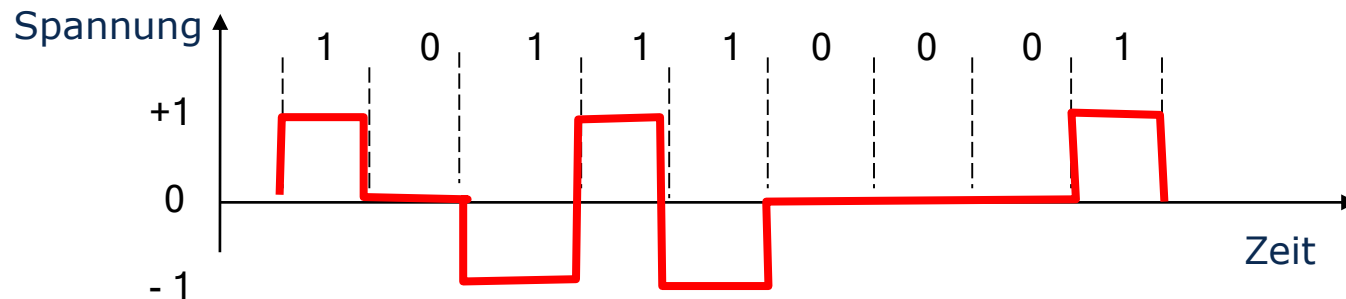
Differentielle Manchesterkodierung (Darstellungswechsel bei „0“, nicht bei „1“)
besitzt ähnliche Eigenschaften, Anwendung z.B. bei IEEE 802.5

AMI-Kode (Alternate Mark Inversion)

Verwendung von Ternärsymbolen (Werte -1, 0 und +1)

- Darstellung "0" als 0
- Darstellung „1“ abwechselnd als 1 bzw -1

Nutzung z.B. in modifizierter Form beim ISDN-S0-Bus

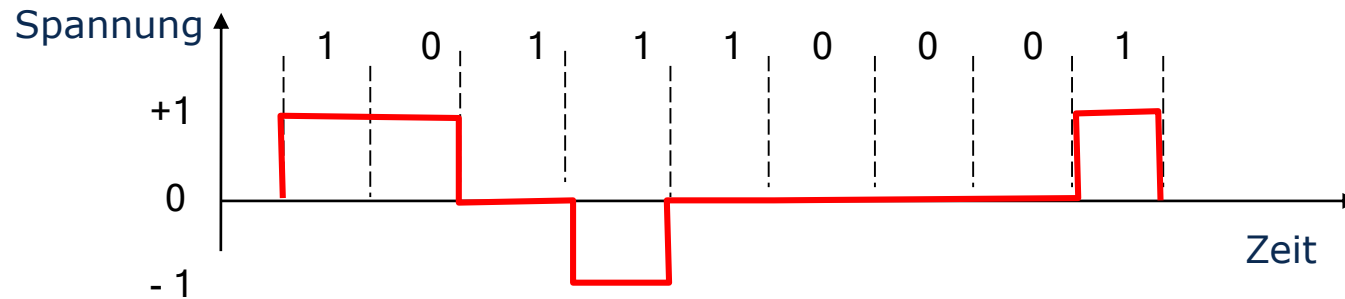


Vergleich mit Manchester-Kode

- Bessere Ausnutzung der Bandbreite
- Geringere Gleichstromfreiheit und Taktsynchronisation (nur bei Auftreten des „1“-Signales)

MLT-3 Kode (Multi Level Transmission)

Weiterentwicklung des AMI-Kodes,
benötigt bei gleicher Qualität weniger Bandbreite



Verwendung von Ternärsymbolen (Werte -1, 0 und +1)

- Darstellung "0" Pegel bleibt Startwert 1
- Darstellung „1“ Pegel sinkt um 1 bis -1 erreicht, dann Anstieg um 1 bis 1 erreicht, ...

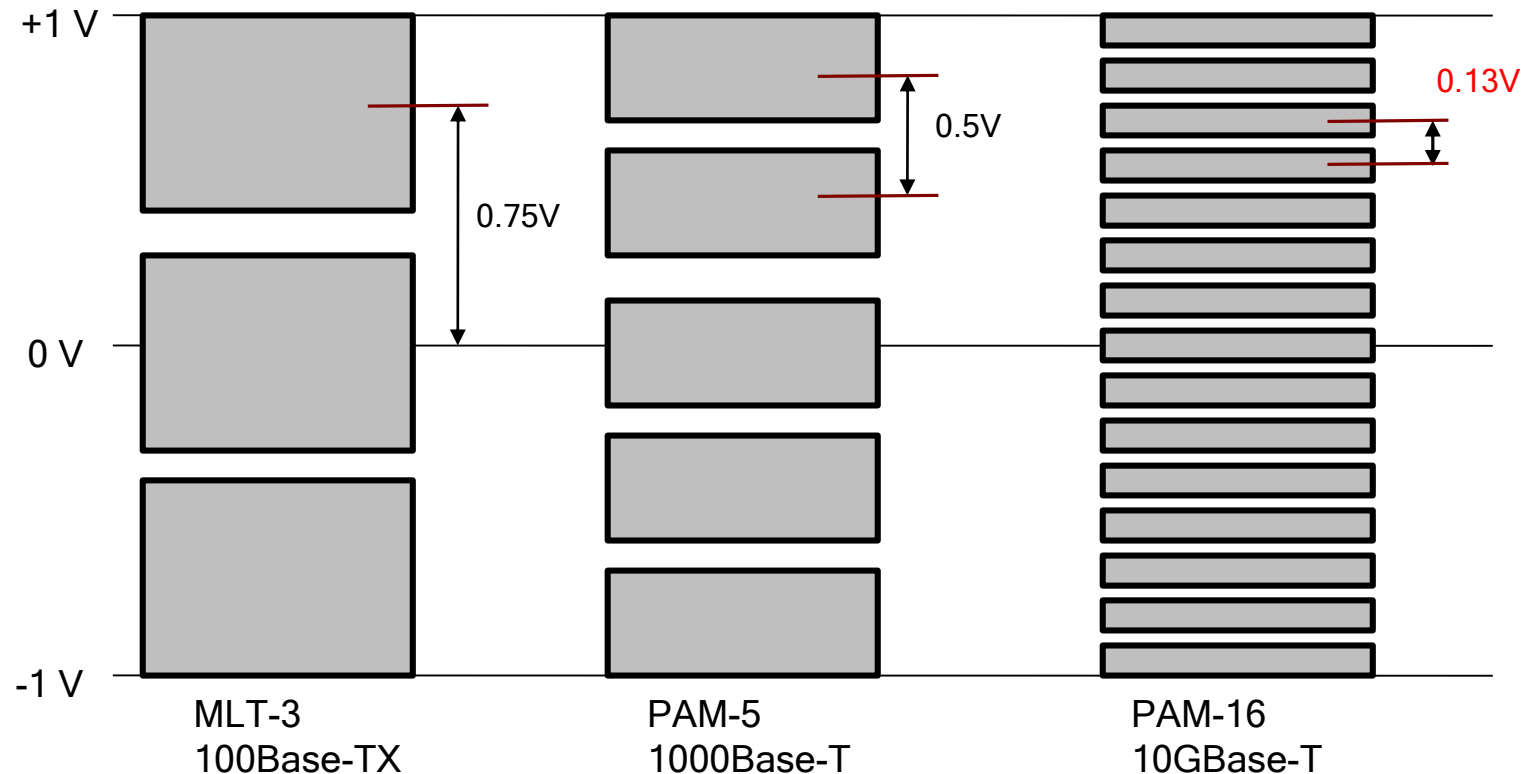
Nutzung z.B. bei

Fast Ethernet 100Base-TX

PAM Pulse Amplitude Modulation

Mehrstufige Signale

- höherer Informationsgehalt, z.B. 4 bit bei PAM-16
- bessere Bandbreitenausnutzung
- ungünstigerer Signal-Rauschabstand



Block-Leitungskodes

Notation $m B n S$

Gruppen von m bits darstellen als Folge von n Signalen mit Stufung S

Beispiele

4B3T (jeweils 4 bit in 3 Ternärsignalen)
ISDN-Leitungskode zwischen Ortsvermittlung und Teilnehmer

4B5B (jeweils 4 bit in 5 Binärsignalen)
FDDI, 100Base-FX, 100Base-TX

8B10B (jeweils 8 bit in 10 Binärsignalen)
1000Base-LX, 1000Base-CX

4B5B-Kodierung

Umwandlung 4 bit in 5-Bit-Blöcke,

- insgesamt 32 Blöcke möglich,
- für Information nur 16 erforderlich
- 5 Steuercodes
- Rest Reserve zur Taktgewinnung (max. 3 Nullen hintereinander)

4-bit	5-bit
0000	11110
0001	01001
0010	10100
0011	10101
0100	01010
0101	01011
0110	01110
0111	01111
1000	10010
1001	10011
1010	10110
1011	10111
1100	11010
1101	11011
1110	11100
1111	11101

8B10B-Kodierung

- ebenfalls 25% Overhead
- wesentlich komplexer
Zusammenfassung 5B6B- und 3B4B-Kode
- sehr gute Fehlererkennung

geforderte Übertragungsrate $100 * 10^6 \text{ bit/s}$

4B/5B-Kodierung $125 * 10^6 \text{ bit/s Brutto}$

Verwürfelung (Scrambling)

pseudozufällige Vertauschung der Bitpositionen
verbessert Kodeeigenschaften (Gleichstrom, Takt, ...)

MLT-3 $125 * 10^6 \text{ Signale/s}$

8 ns/Signal

→ **Bandbreitenbedarf**

62,5 MHz

geforderte Übertragungsrate

$1000 * 10^6 \text{ bit/s}$

Parallelübertragung
(4 Adernpaare, duplex)

$250 * 10^6 \text{ bit/s}$

pro Paar

keine 8B/10B-Kodierung

Verwürfelung (Scrambling)

pseudozufällige Vertauschung der Bitpositionen
verbessert Kodeeigenschaften (Gleichstrom, Takt, ...)

PAM-5 (theor. 2,32 bit/Signal)

2 bit/Signal

Rest für Kodeverbesserung

$125 * 10^6 \text{ Signale/s}$

8 ns/Signal

→ **Bandbreitenbedarf**

62,5 MHz

10GBase-T Leitungskodierung

geforderte Übertragungsrate $10000 * 10^6 \text{ bit/s}$

Parallelübertragung
(4 Adernpaare, duplex) $2500 * 10^6 \text{ bit/s}$ pro Paar

keine 8B/10B-Kodierung
Verwürfelung (Scrambling)

pseudozufällige Vertauschung der Bitpositionen
verbessert Kodeeigenschaften (Gleichstrom, Takt, ...)

PAM-16 (theor. 4 bit/Signal)
3,125 bit/Signal $800 * 10^6 \text{ Signale/s}$
Rest für Kodeverbesserung
 $1,25 \text{ ns/Signal}$

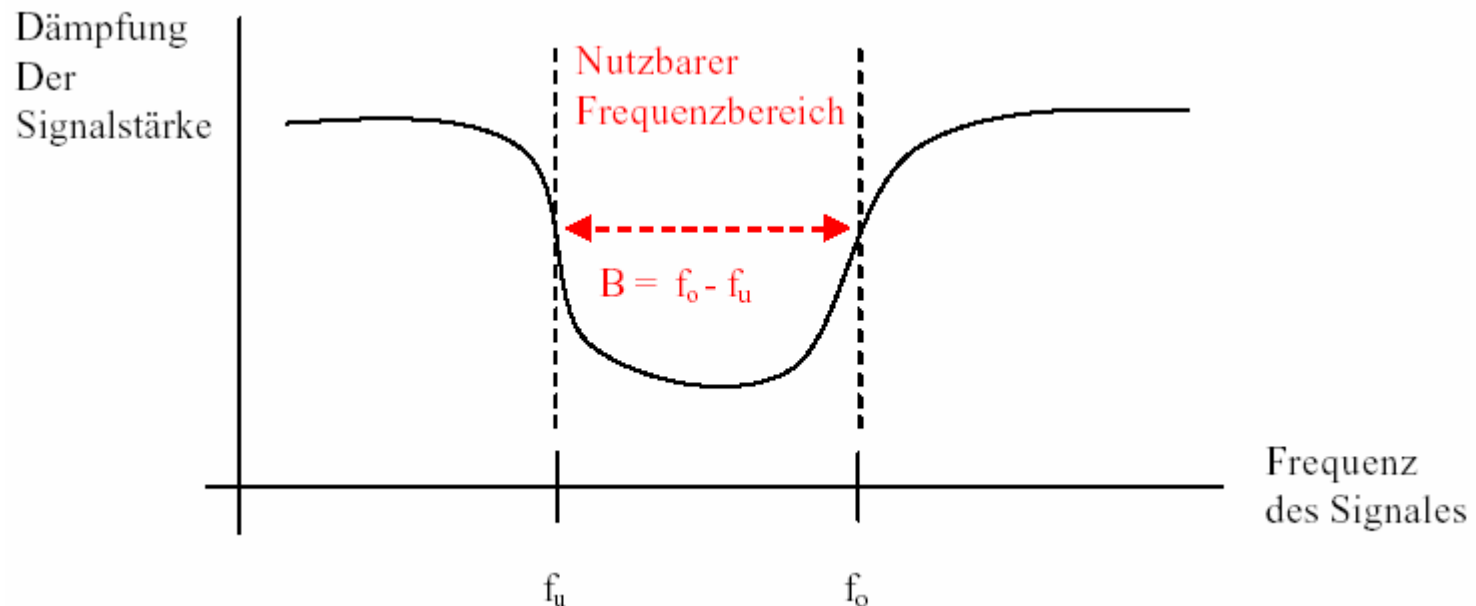
→ **Bandbreitenbedarf**

400 MHz

Modulation

Basisbandübertragung technisch nicht immer realisierbar
(z.B. wegen eines ungünstigen Frequenzganges des Nachrichtenkanals)

Nutzbare Frequenzbereiche niedriger Signaldämpfung mit Bandbreite B
(Differenz zwischen oberer Grenzfrequenz f_o und unterer Grenzfrequenz f_u)



für analoge Fernsprechverbindungen z.B. $f_u = 300$ Hz und $f_o = 3500$ Hz

modulierte Informationsübertragung

Trägersignal (harmonische Schwingung) mit günstiger Frequenz

Trägersignal ohne Information!

Information steckt in Abweichungen von der Idealform

Kenngrößen
zeitabhängig
steuern

belegte Bandbreite

- Trägerfrequenz
- Seitenbänder

$$U = A * \sin(\omega * t + \varphi)$$

Amplituden-
modulation



1 0 1 0

z.B.
Amplitude bei
"1" groß
"0" klein

Frequenz-
modulation



1 0 1 0

z.B.
Frequenz
bei
"1" hoch
"0" gering

Phasen-
modulation



1 0 1 0

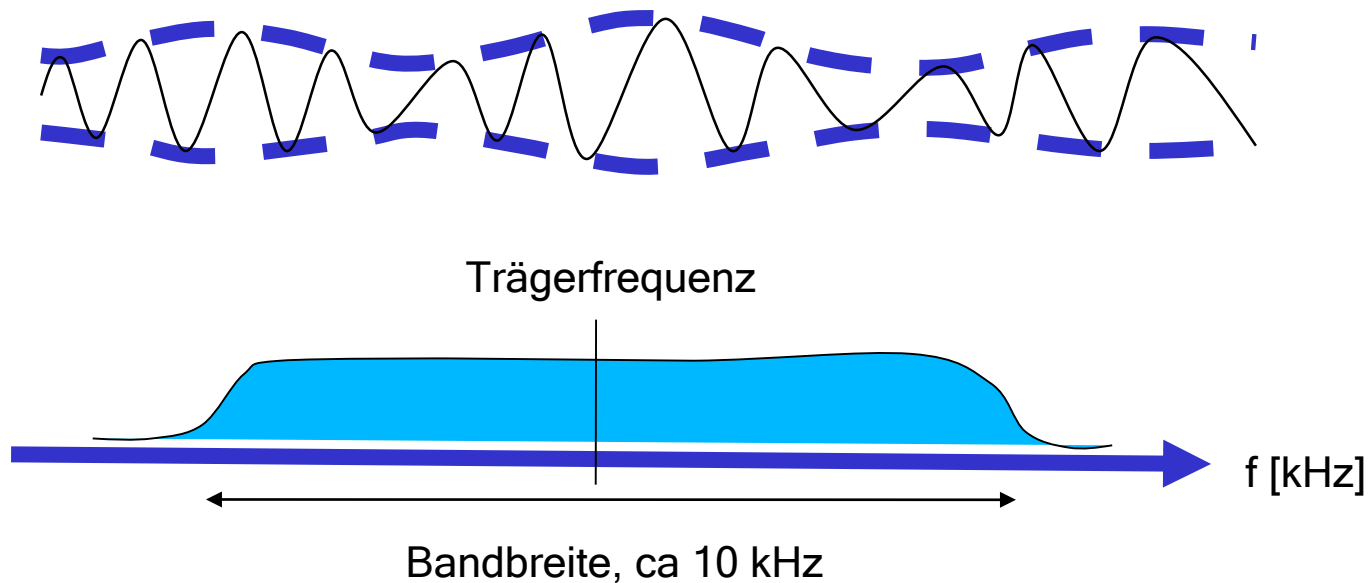
z.B.
Phasensprung
bei
"1" 0°
"0" 180°

modulierte Informationsübertragung

Generell gilt, daß
Modulation einer Grundschiwingung (1 Frequenz, Bandbreite 0)
zu einer Aufspreizung führt (Frequenzbereich um Trägerfrequenz)

z.B.

Mittelwellenrundfunk: hochfrequente Trägerschwingung, ca. 1000 kHz
moduliert durch Tonsignal, ca. 10 kHz



PSK – Phase Shift Keying

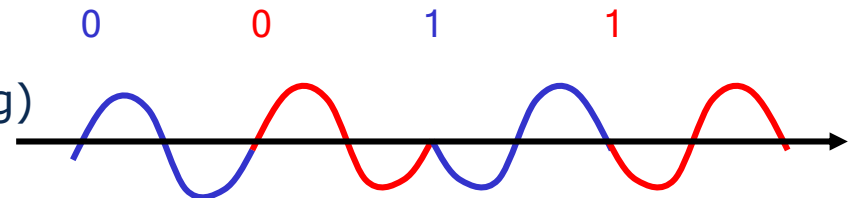
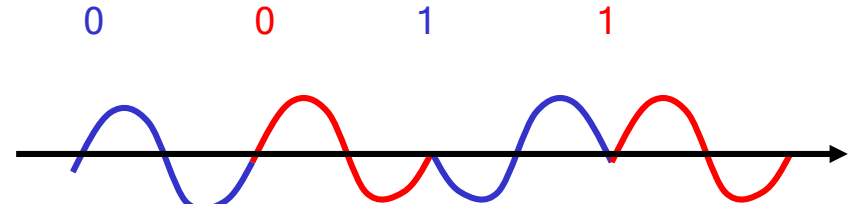
Phasenmodulationsverfahren

Einfachste Form **BPSK** (Binary Phase Shift Keying)

Phasenverschiebung um 180° je nach Binärwert
(entspricht Umschaltung auf negierte Schwingung)

Informations- symbol	Phasen- verschiebung
0	0
1	180°

z.B.



DPSK (Different Phase Shift Keying)

Phasenverschiebungen
nicht auf Informationswert bezogen, sondern auf Wertänderungen

PSK – Darstellung

Schwingungen können anschaulich in komplexer Form dargestellt werden

$$Z = R \times e^{i(\omega t - \varphi)}$$

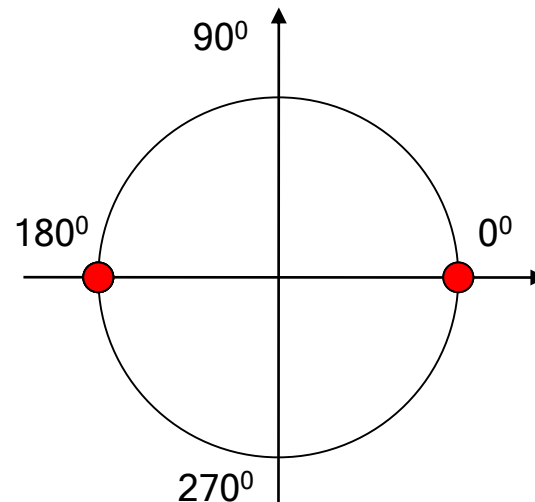
PSK arbeitet mit zwei Schwingungen: gleiche Amplitude
Phasendifferenz von 180°

Realisierung z.B. durch

$$\pm \sin(\omega t)$$

Beispiel

Übertragung Bitfolge "1101"



QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), auch QAM 4

zwei orthogonale Schwingungen z.B. $\sin(\omega t)$ und $\cos(\omega t)$

werden amplitudenmoduliert (+1 oder -1) und danach addiert

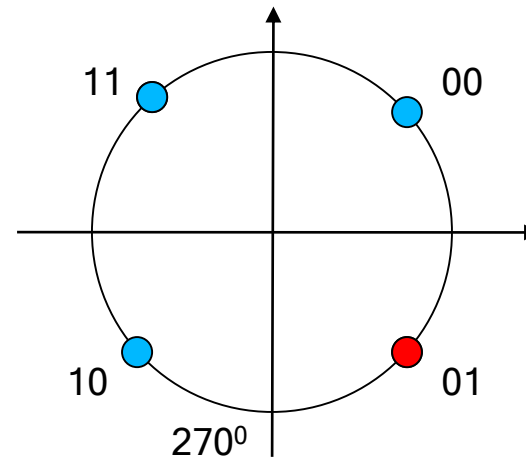
→ 1 Amplitude, 4 Winkel

→ Signalinformationsgehalt = 2 bit

$$\begin{array}{llll} \sin(\omega t) + \cos(\omega t) & = & \cos(\pi/4) * \sin(\omega t + 1\pi/4) & \rightarrow \text{„00“} \\ \sin(\omega t) - \cos(\omega t) & = & \cos(\pi/4) * \sin(\omega t + 7\pi/4) & \rightarrow \text{„01“} \\ -\sin(\omega t) - \cos(\omega t) & = & \cos(\pi/4) * \sin(\omega t + 5\pi/4) & \rightarrow \text{„10“} \\ -\sin(\omega t) + \cos(\omega t) & = & \cos(\pi/4) * \sin(\omega t + 3\pi/4) & \rightarrow \text{„11“} \end{array}$$

Beispiel

Übertragung Bitfolge "1101"



QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

zwei orthogonale Schwingungen

z.B

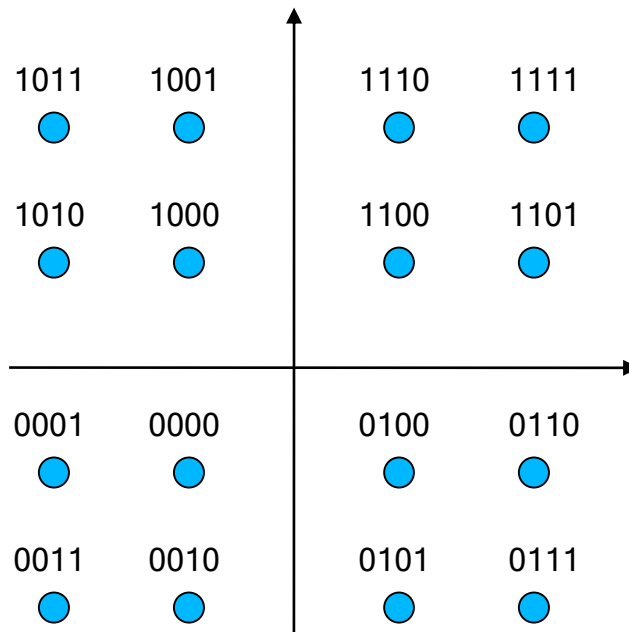
$\sin(\omega t)$ und $\cos(\omega t)$

werden amplitudenmoduliert und danach addiert
→ mehrere Amplituden, mehrere Winkel

Beispiel:

QAM 16 (4 Amplituden, 4 Winkel)

→ Signalinformationsgehalt = 4 bit



Trend
zu höheren QAM-Stufungen
(z.B. QAM 256 bei DVB-C)

Begrenzung durch

- Bandbreite
- Rauschen

Nachrichtenkanäle

Simplexkanal

Halbduplexkanal

Duplexkanal; Echokompensation

Kanalbündelung

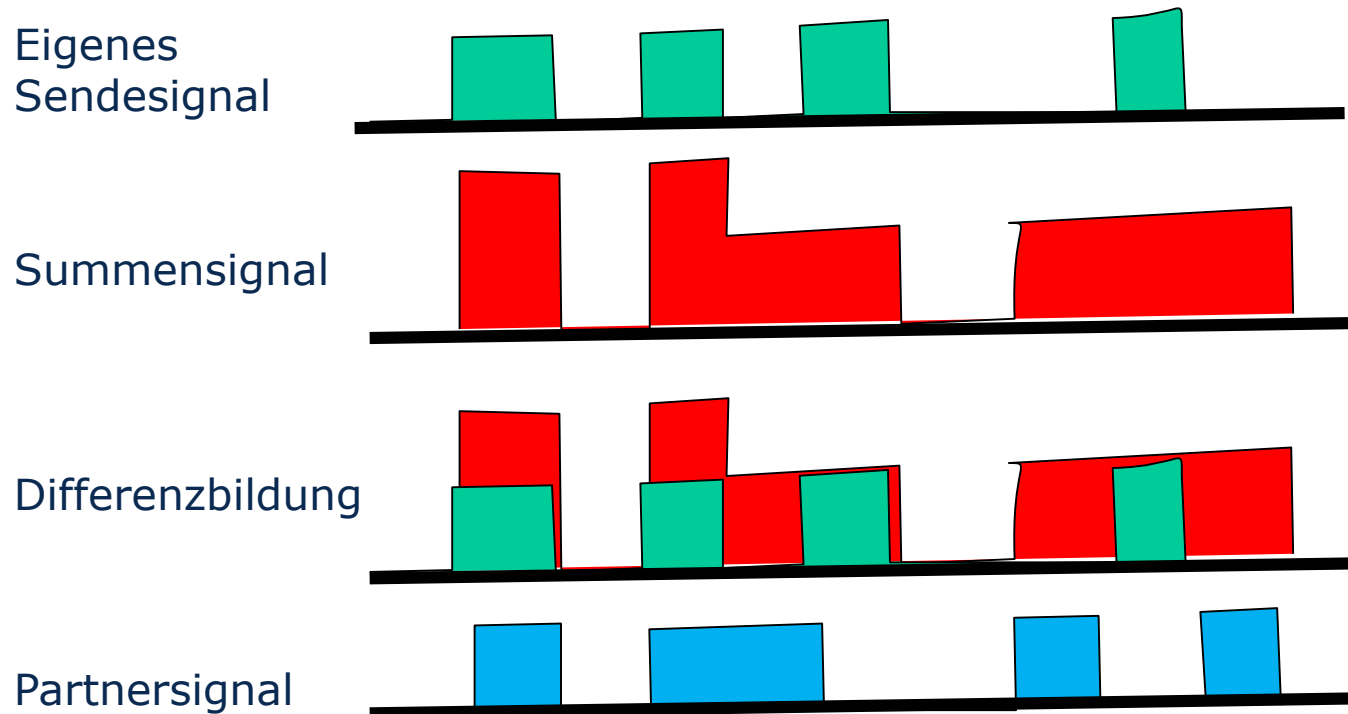
Mehrfachnutzung (Multiplexing) von Kanälen

- | | | | |
|--------|--|-----|-------------|
| • SDMA | Raummultiplex | z.B | Richtfunk |
| • FDMA | Frequenzmultiplex | | xDSL |
| • TDMA | Zeitmultiplex
statistisches Zeitmultiplex | | ISDN
ATM |
| • CDMA | Kodemultiplex | | UMTS |

Echokompensation (EC Echo Cancellation)

Vollduplex auf einer Leitung

Vereinfachte Darstellung unter Vernachlässigung der Signaldämpfung



SDMA (Space Division Multiple Access)

Raummultiplex Unterteilung
des zur Verfügung stehenden Raumes
für Kommunikationskanäle und Zuteilung an Nutzer

- Parallele Übertragung über mehrere Kabel
z.B. Telefonnetz "letzte Meile"
- Richtfunk z.B. Satellitentelefon
- Zellularfunk z.B. Rundfunk, Mobilfunk

Probleme:

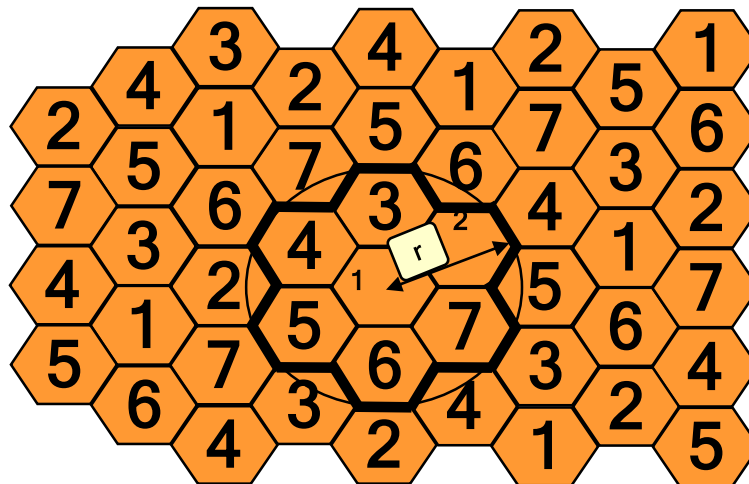
- Schutzabstand
- Interferenzen bzw. Nebensprechen
- investitionsintensiv

Zellularfunk

Aufteilung eines geographischen Bereichs in Funkzellen mit unterschiedlichen Frequenzbändern

Beispiele: GSM (Global System for Mobile Communication)
UMTS (Universal Mobile Telecommunication System)

Problem: nach bestimmtem Abstand
müssen Frequenzbänder wieder genutzt werden können
→ Begrenzung der Sendeleistung

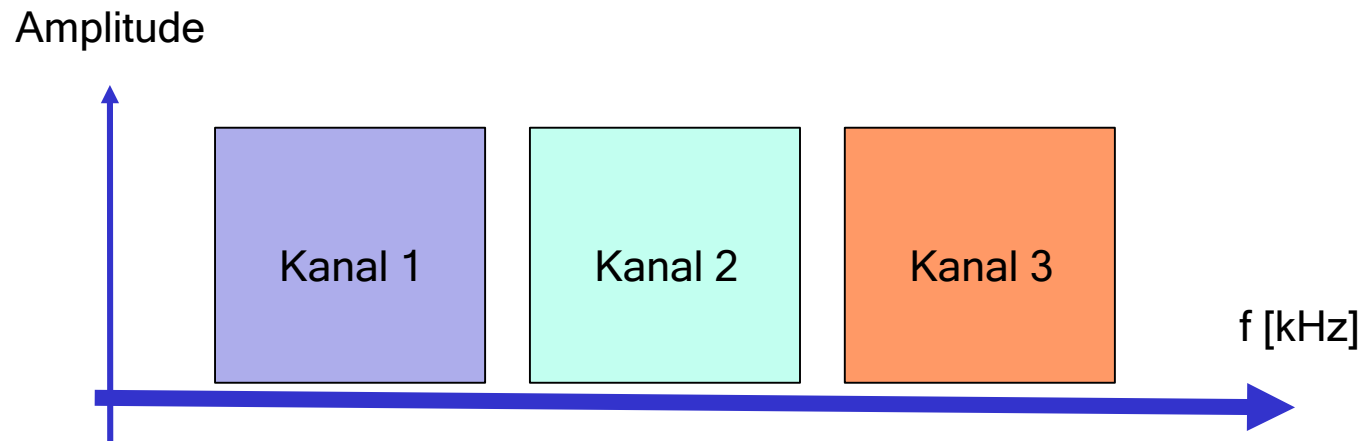


FDMA (Frequency Division Multiple Access)

Frequenzmultiplex

Getrennte Frequenzbänder
und zwischengeschaltete Sperrbänder

Anwendung z.B. bei xDSL-Techniken

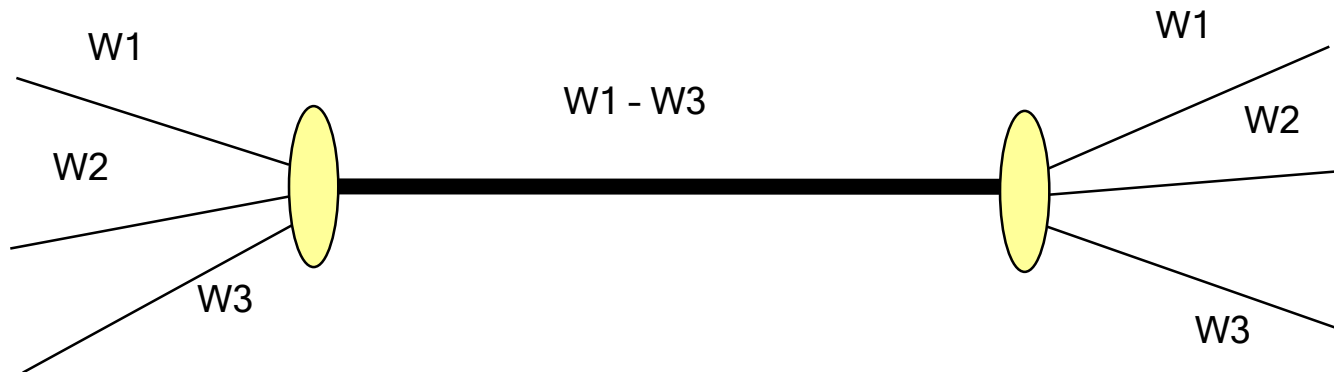


Wellenlängenmultiplex

Variation von Frequenzmultiplex,

indem direkte optische Einkopplung mehrerer Lichtwellen
(mit unterschiedlichen Wellenlängen)

in einen besonders leistungsfähigen Lichtwellenleiter erfolgt;
entsprechende Wiederauskopplung im Zielsystem



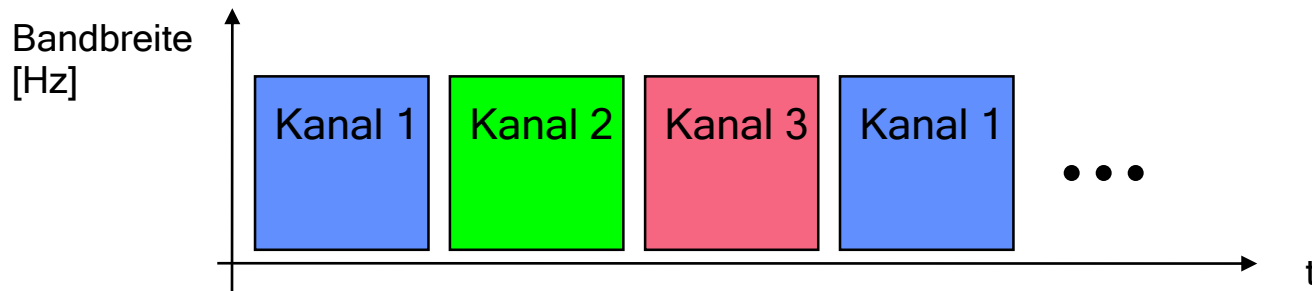
TDMA (Time Division Multiple Access)

Zeitmultiplex

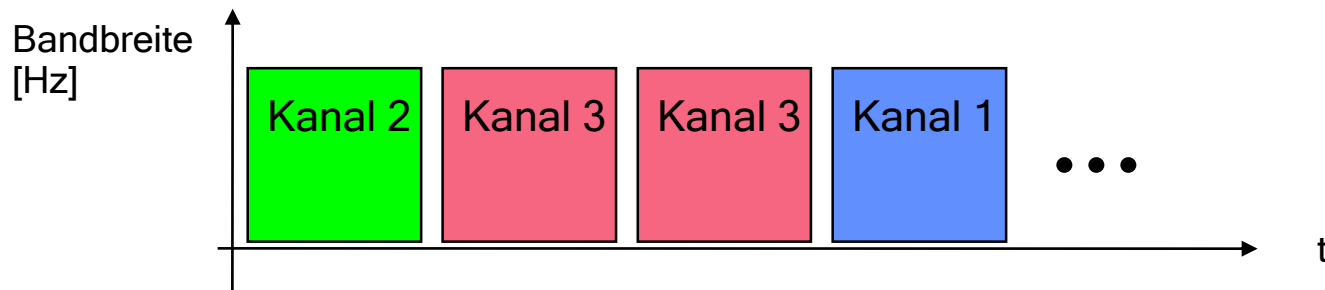
Anwendung z.B. bei ISDN, ATM

Zeitmultiplex:

Zyklische Kanalzuteilung



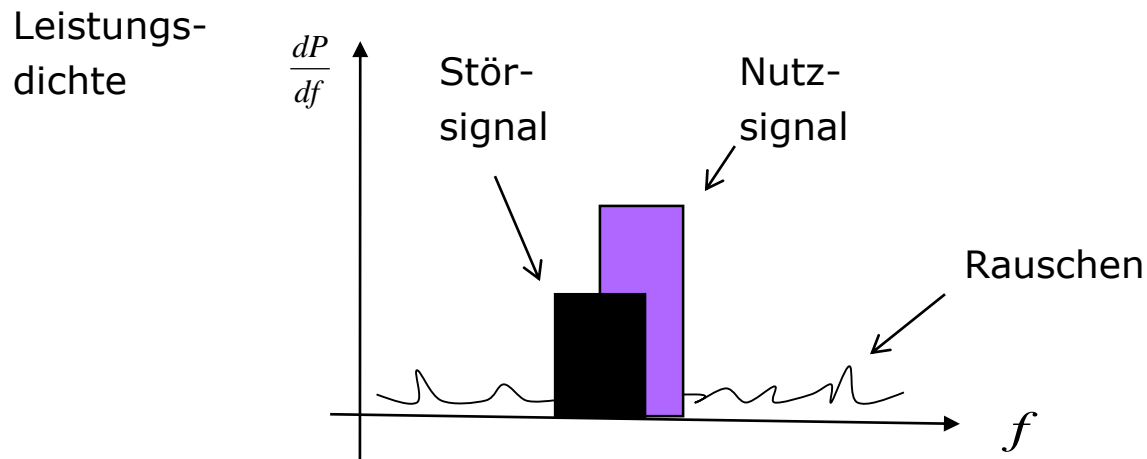
Statistisches Zeitmultiplex: Zuteilung nach Bedarf flexibler



Störungen schmalbandiger Signale

Nutzsignale traditionell
mit hoher Leistungsdichte in schmalen Frequenzbereich

Störsignale in der Praxis meist schmalbandig

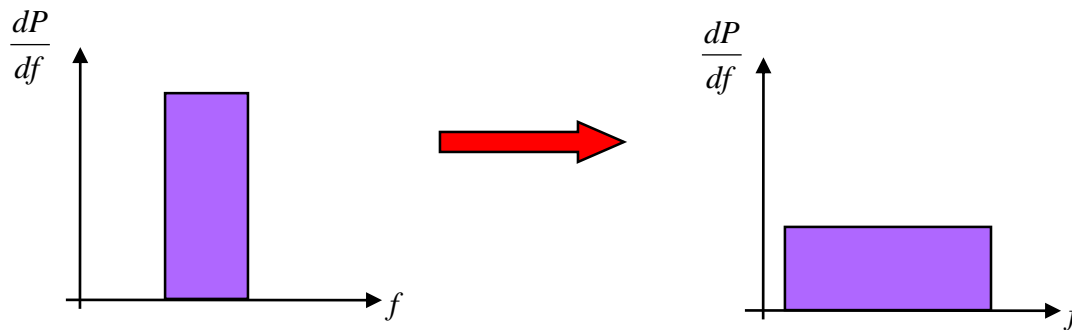


→ Nichterkennbarkeit bei Störungen wahrscheinlich

Bandspreizverfahren

Signal wird durch den Sender vor der Übertragung gespreizt

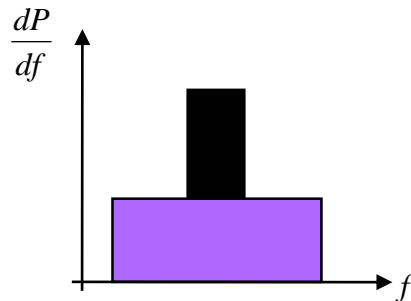
- geringe Leistungsdichte über großen Frequenzbereich
Energie bleibt erhalten



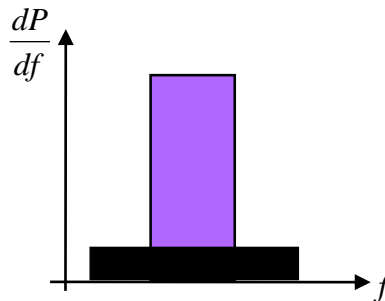
- Erhöhung der Robustheit gegenüber schmalbandigen Störungen
- Abhörsicherheit
(Leistungsdichte Spreizsignal u.U. geringer als Rauschleistungsdichte)

Bandspreizverfahren und schmalbandige Störungen

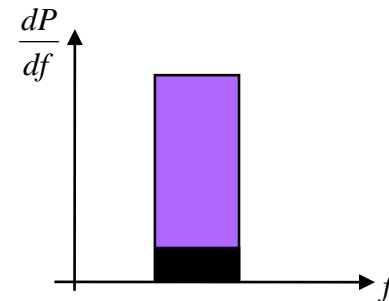
Schmalbandige Störung
eines
breitbandigen Signales



Entspreizung
durch
Empfänger



Entfernen
Überflüssiger
Frequenzanteile
durch Bandpaß



→ geringerer Einfluß schmalbandiger Störungen

FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum)

Bandspreizverfahren

Nutzsignal wird auf sprunghaft wechselnde Trägerfrequenzen moduliert

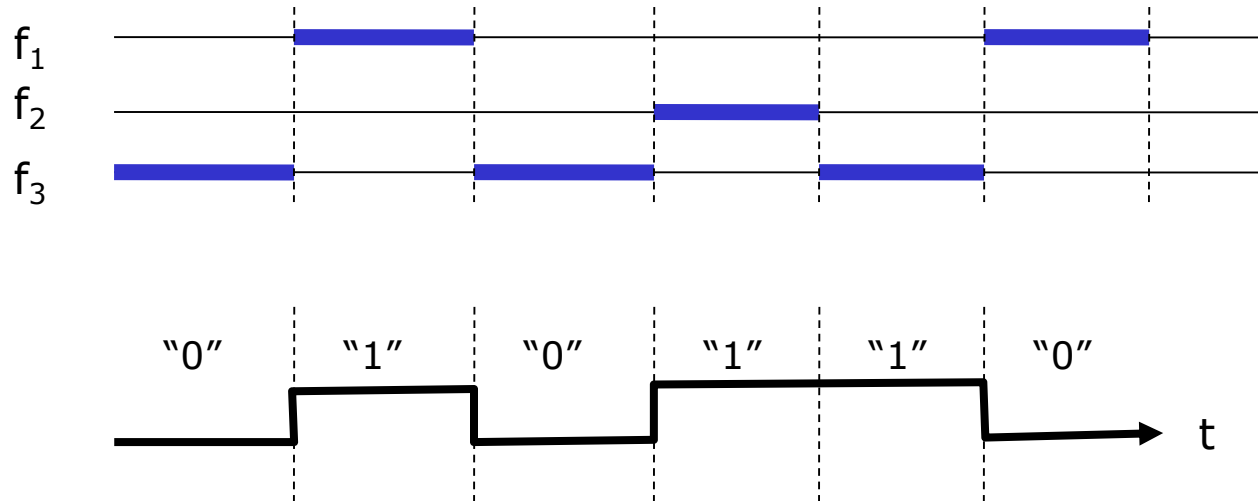
- Frequenzwechsel in vorbestimmter Reihenfolge (pseudozufällig)
- Vereinbarung der Reihenfolge der Frequenzwechsels bei Verbindungsaufnahme der Kommunikationspartner
- Nutzung z.B. bei WLAN IEEE 802.11

79 Kanäle im 2,4 GHz-Bereich
mindestens 20 Sprünge pro Sekunde
Sprungweite mindestens 6 Kanäle

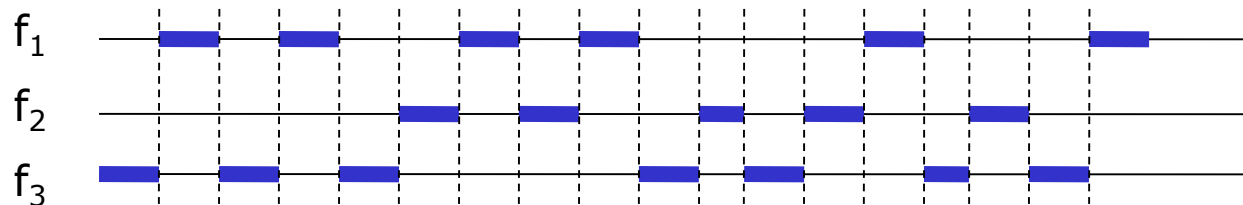
- Slow Hopping höchstens 1 Sprung pro bit
Fast Hopping mehrere Sprünge pro bit

FHSS – Hopping

Slow Hopping (1 hop/bit)



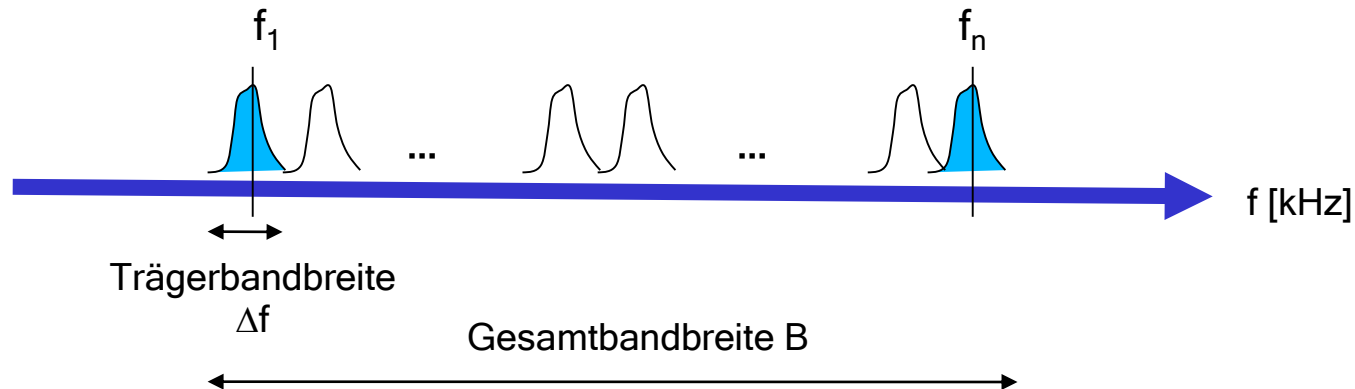
Fast Hopping (3 hop/bit)



Multiträgerverfahren - FDM

Prinzip

Ein Signalstrom wird in mehrere Teilströme aufgeteilt ,
die gleichzeitig(!) über mehrere Trägerfrequenzen übertragen werden.



Vorteil geringere Auswirkungen schmalbandiger Störungen

Nachteil schwierige Synchronisation der Einzelströme

Multiträgerverfahren

Die Aufteilung in n Subträger führt dazu, daß

- n Übertragungen parallel durchgeführt werden
- in jedem Teilband aber die Bandbreite Δf geringer als B ist
(bei einfachem FDM ist $\Delta f = B/n$)

Nach dem Nyquist-Theorem sinkt dadurch die erzielbare Schrittrate,
(bzw. längerer Signaldauer).

$$SR < 2 * B/n$$

$$t_{\text{Signal}} = 1/SR > n/(2*B)$$

über die Gesamtbandbreite B laufen also

- n mahl mehr Signale pro Zeiteinheit
- aber mit n -fach längerer Signaldauer

Vorteil längerer Signale - Robustheit gegen Echos und Reflexionen

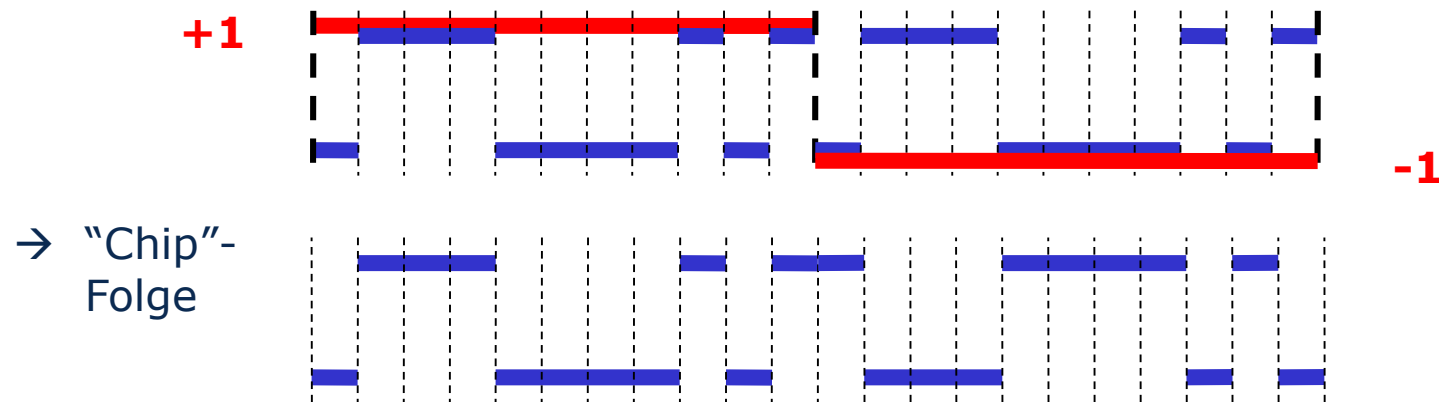
DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum)

Bandspreizverfahren stammt aus militärischem Bereich (Radar)

Ziel: Verbergen der Nutzsignale im Hintergrundrauschen

Bitfolge wird mit **Spreizkode** multipliziert (je länger, desto größere Spreizung)

z.B. -1 +1 +1 +1 -1 -1 -1 -1 +1 -1 +1



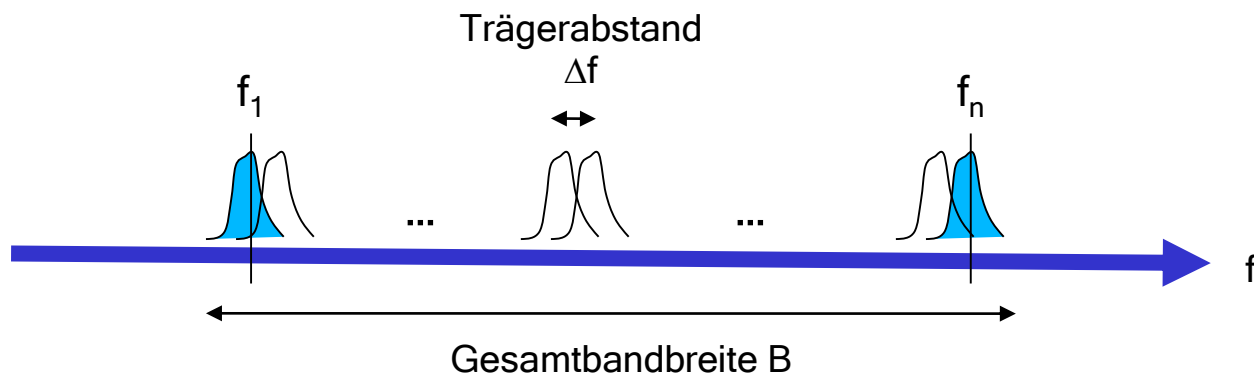
Entspreizung im Empfänger
durch Multiplikation der Chipfolge mit Spreizkode

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex)

Frequenzmultiplex-Technik, Nutzung z.B. bei WLAN 802.11g, VDSL, DVB-T

Prinzip

Ein Signalstrom wird in mehrere Teilströme aufgeteilt , deren (Teil-)Frequenzbänder sich überlappen.



Überlappung der Teilbänder
nur möglich bei orthogonalen Trägerfrequenzen

→ **hohe Spektraleffizienz** (gemessen in bit/Hz)

OFDM - Eigenschaften

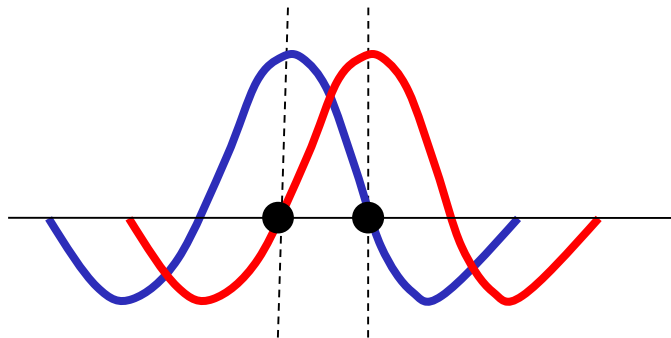
Orthogonalität zweier Träger bei OFDM besteht genau dann, wenn gilt:

$$\frac{1}{T} \int_0^T e^{j\omega_v t} * e^{-j\omega_w t} dt = \begin{cases} 1 & v = w \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Berechnung der OFDM-Signale nach Fouriertransformation (schnelle Schaltkreise)

Trägerabstand bei Orthogonalität so, daß jeweils Maxima der Sendestärke mit Nulldurchgang der Nachbarträger zusammenfallen

→ trotz Überlappung keine gegenseitigen Störungen



CDMA (Code Division Multiple Access)

Bandspreizverfahren, aktuell z.B. bei UMTS

DSSS-Variante mit individuellen Spreizcodes für jeden Teilnehmer

- Gesamtkanal wird unterteilt in Subfrequenzbänder fester Bandbreite.
- Übertragungen erfolgen bitweise nacheinander
- Teilnehmer senden gleichzeitig über mehrere Frequenzen
- Jedem Teilnehmer wird ein individueller Code zugewiesen, der die Sendestärkenverhältnisse regelt
- Codes müssen sich signifikant unterscheiden (Orthogonalität, Schutzabstand)
- Auf jeder Frequenz senden i.a. mehrere Teilnehmer (→Summensignale)

Bewertung

- gute Abhörsicherheit , geringe Störempfindlichkeit
- exakte Synchronisation/Signaltrennung erforderlich
- Anzahl der Kanäle darf nicht zu hoch sein

CDMA am Beispiel erklärt

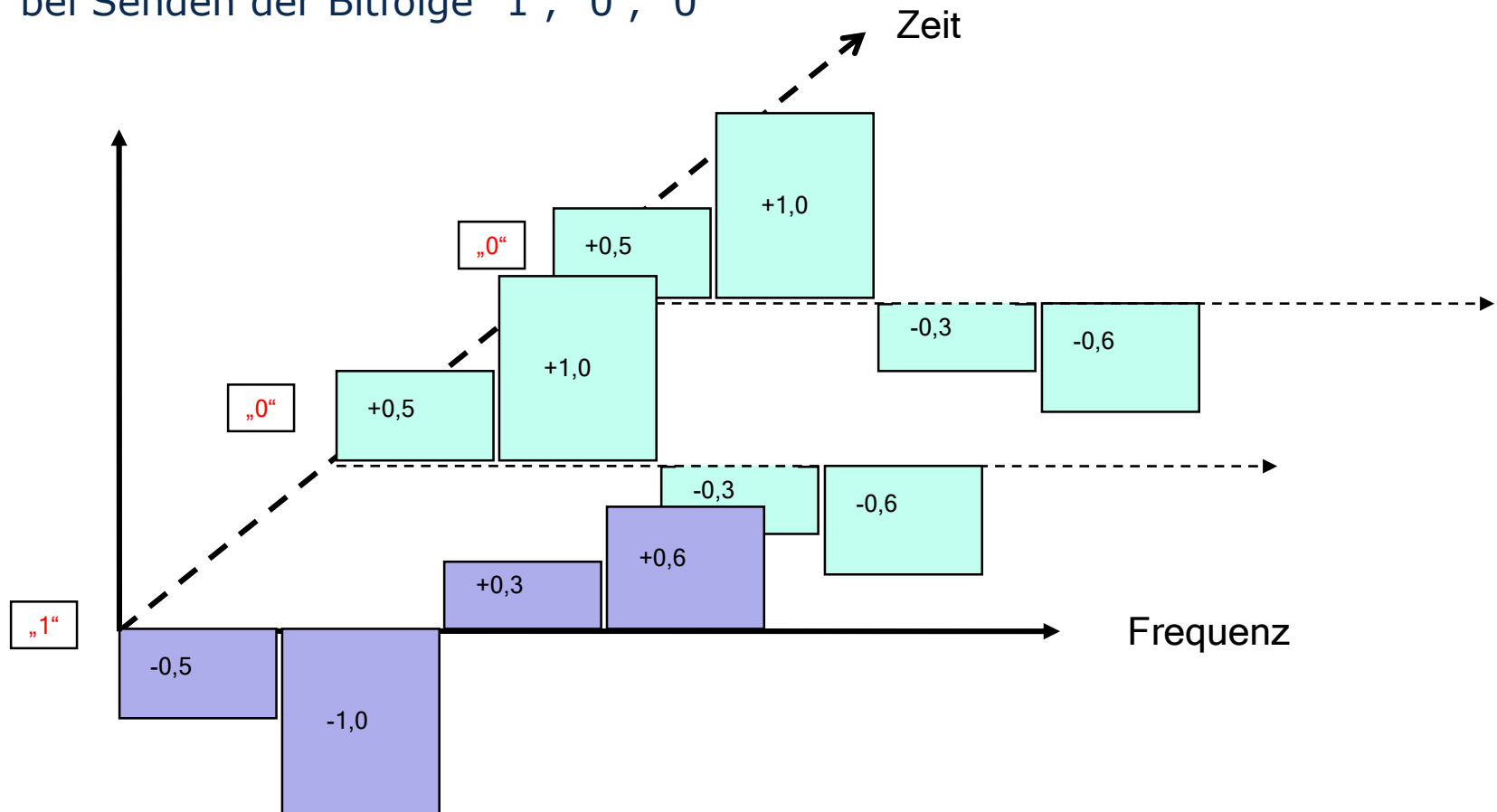
Internationale Party - Small talk

- Gäste sprechen in verschiedenen Sprachen
- Schallüberlagerung → scheinbar unverständliches Gesamtschallsignal
Gäste können zwar hören, aber nichts verstehen
- stellen sich Gesprächspartner gegenseitig auf eine Sprache (Kode) ein
→ Verständigung möglich
alle anderen Gespräche nur noch Hintergrundrauschen
- Wollen sich 2 Gäste vertraulich unterhalten,
so verwenden sie eine geheime Sprache (Code)

mögliches Problem Schutzabstand zu gering
Interferenzen (z.B. Polnisch und Tschechisch)

CDMA

Sendestärke
für einen speziellen Teilnehmer
bei Senden der Bitfolge "1", "0", "0"



CDMA

Die Codeworte C_i legen für jeden Teilnehmer die Signalstärke in den einzelnen Bändern beim Senden eines Bitwertes „1“ fest.

Die Darstellung erfolgt als Vektor.

$$\vec{C}_i = \begin{pmatrix} \text{Signalstärke Band1} \\ \text{Signalstärke Band2} \\ \text{Signalstärke Band3} \\ \dots \end{pmatrix}$$

Der Bitwert "0" wird mit der negativen Signalstärke gesendet.

Soll kein Bit übertragen werden, wird nicht gesendet.

Die einzelnen Codeworte müssen orthogonal sein, d.h. die Skalarprodukte der Codewort-Vektoren müssen folgender Formel genügen.

$$\vec{C}_i \cdot \vec{C}_j = \begin{cases} 1 & \text{für } i=j \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

CDMA

Laufen mehrere Nachrichtenübertragungen gleichzeitig, entsteht ein **rauschähnliches Summensignal**,

das durch einen Empfänger nur bei Kenntnis des Sendercodewortes entschlüsselt werden kann.

$$\begin{array}{c} \rightarrow \quad \rightarrow \\ C_i * \text{Summe} = \left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ Sender } i \text{ sendete "1"} \\ -1 \text{ Sender } i \text{ sendete "0"} \\ 0 \text{ Sender } i \text{ sendete nicht} \end{array} \right. \end{array}$$

CDMA besitzt eine geringe Störanfälligkeit.

Wenn in einem Frequenzband eine Störung auftritt, ergibt sich nur eine geringe korrigierbare Abweichung vom exakten Wert des Skalarproduktes.

Eingesetzt wird CDMA vor allem beim Mobilfunksystem UMTS.

CDMA (Beispiel)

Gegeben seien die orthogonalen Codeworte für die Sender S1, S2 und S3

$$\vec{C_1} = 0,5 \times \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \sqrt{2} \end{pmatrix}$$

$$\vec{C_2} = 0,5 \times \begin{pmatrix} -\sqrt{2} \\ +\sqrt{2} \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$\vec{C_3} = 0,5 \times \begin{pmatrix} -1 \\ -1 \\ \sqrt{2} \end{pmatrix}$$

Zeitpunkt x: S1 sendet "1", S2 sendet "0" und S3 sendet nicht,
dann

$$\vec{\text{Summe}} = 0,5 \times \begin{pmatrix} 1 + \sqrt{2} \\ 1 - \sqrt{2} \\ \sqrt{2} \end{pmatrix}$$

Der Empfänger bildet die
Skalarprodukte des Summensignals mit den Codeworten
und kann die gesendeten Informationen ermitteln.

$$\vec{C_1} \times \vec{\text{Summe}} = 1$$

Kanal 1: Bitwert "1"

$$\vec{C_2} \times \vec{\text{Summe}} = -1$$

Kanal 2: Bitwert "0"

$$\vec{C_3} \times \vec{\text{Summe}} = 0$$

Kanal 3: kein Bitwert