Unterlagen zu Kapitel 4 der Vorlesung
"Technische Informatik 4"
von Martin B. Lehmann
im Sommersemester 20006

4 Nachrichtentechnische Grundlagen

4.1 Einige historische Meilensteine

4.2 Elektromagnetisches Spektrum

4.3 Fourieranalyse

4.4 Sätze von Nyquist und Shannon

4.5 Dämpfung

4.6 Modulation

4.7 Leitungscodierung

4.8 Richtwerte für typische Übertragungsmedien

4.9 Multiplexe

4.10 Pulscode-Modulation

Zur Geschichte der Datenübertragung:

1794	**Telegraphenlinie Paris – Lille in Betrieb**
1833	**Telegraphische Übertragung durch Gauß und Weber**
1837	**Erfindung des Morsetelegraphen**
1844	**Telegraphenlinie Washington – Baltimore**
1866	**Erstes funktionsfähiges Transatlantikkabel**
1872	**Zeitmultiplex (Émile Baudot)**
1875	**Baudot-Code (5 Bit Code)**
1876	**Telephonapparat (Alexander Graham Bell)**
1878	**Telephonnetz in New Haven, Connecticut**
1880	**30.000 Fernsprechteilnehmer in den USA**
1892	**Automatischer Drehwähler**
1897	**Drahtlose Telegraphie über mehrere km (Marconi)**
1915	**Richtfunkstrecke von Arlington, Virginia nach Paris**
1920	**Erster kommerzieller Rundfunk**

1933	Telexnetz in Deutschland
1935	Koaxialkabel
1942	Gewährung eines Patents zur Spreizband-Technik (Hedy Lamarr und George Antheil)
1956	Erstes transatlantisches Telefonkabel
1960	Nutzung von PCM-Systemen
1962	Telstar 1 (von 10.07.62 bis 21.02.63)
1964	Gründung von INTELSAT
1965	Intelsat I (geostationär)
1966	Glasfaser
1969	Paketnetze (ARPANET)
1973	Ethernet (Experimentalnetz bei Xerox)
1984	Token Ring (4 Mb/s, IBM)
1988	ISDN (bundesweite Einführung)
1999	Hohe Datenrate bei Nutzung von Wavelength Division Multiplex: 1,6 Tb/s über 400 km, 40 Kanäle zu je 40 Gb/s

Optischer Telegraph von Chappe:

Claude Chappe: 1763 – 1805

Aufbau des Telegraphen:

1 Regulator, 4 Stellungen — | \ /

2 Flügel, je 7 Stellungen zum Regulator,
45°, 90°, 135°, 180°, 225°, 270°, 315°;
dies ermöglicht die Darstellung von 4*7*7 = 196 Zeichen; in einem Fall wurden von diesen 196 Zeichen 92 Zeichen zur verläßlichen Übermittlung von Nachrichten ausgewählt, je zwei Zeichen kennzeichneten eine Seite und eine Zeile in einem Codebuch, so daß insgesamt 8464 Begriffe zur Abfassung von Nachrichten zur Verfügung standen.

Die Angaben über die Geschwindigkeit der Zeichenübertragung differieren zwischen den einzelnen Quellen stark.

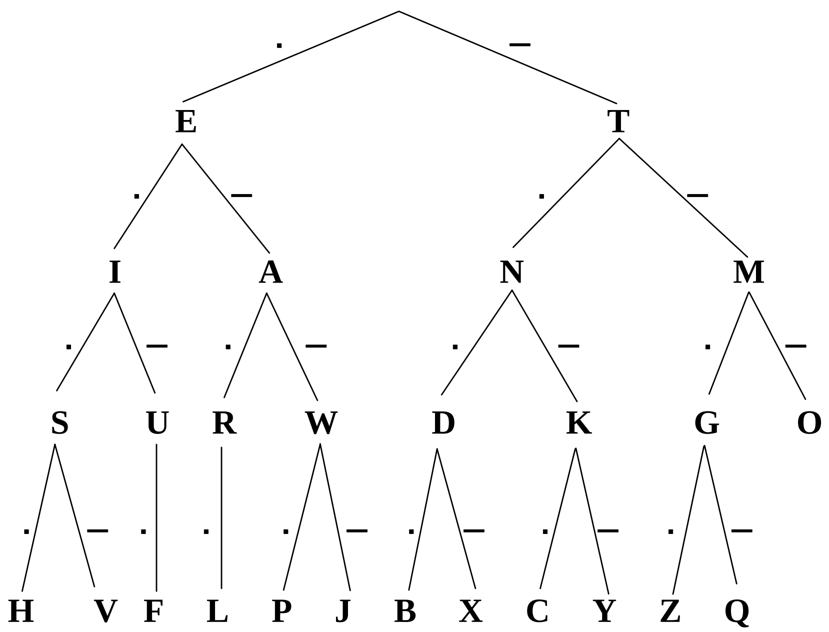
Angaben aus dem Brockhaus:

Linie Paris - Lille, 225 km, 22 Stationen,
Übertragungsdauer für ein Zeichen: 2 Minuten

Linie Paris - Calais, 255 km,
Übertragungsdauer für ein Zeichen: 4 Minuten

Erstes Telegramm von Lille nach Paris am 01. 09. 1794:
" CONDÉ RESTITUÉE A LA RÉPUBLIQUE.
LA REDDITION A EU LIEU CE MATIN
A 6 HEURES "

Teil des Morse-Codebaums:



Erste Nachricht über einen Morse-Telegraphen am 24. 05. 1844: "What hath God wrought?"

Nachricht als Binärcode, kaum entzifferbar:

.—— . . . . .——. . . . .——. . . .——.————. . . ——
.—.———. .——— . . . . .—. .——— . .

Nachricht als Ternärcode:

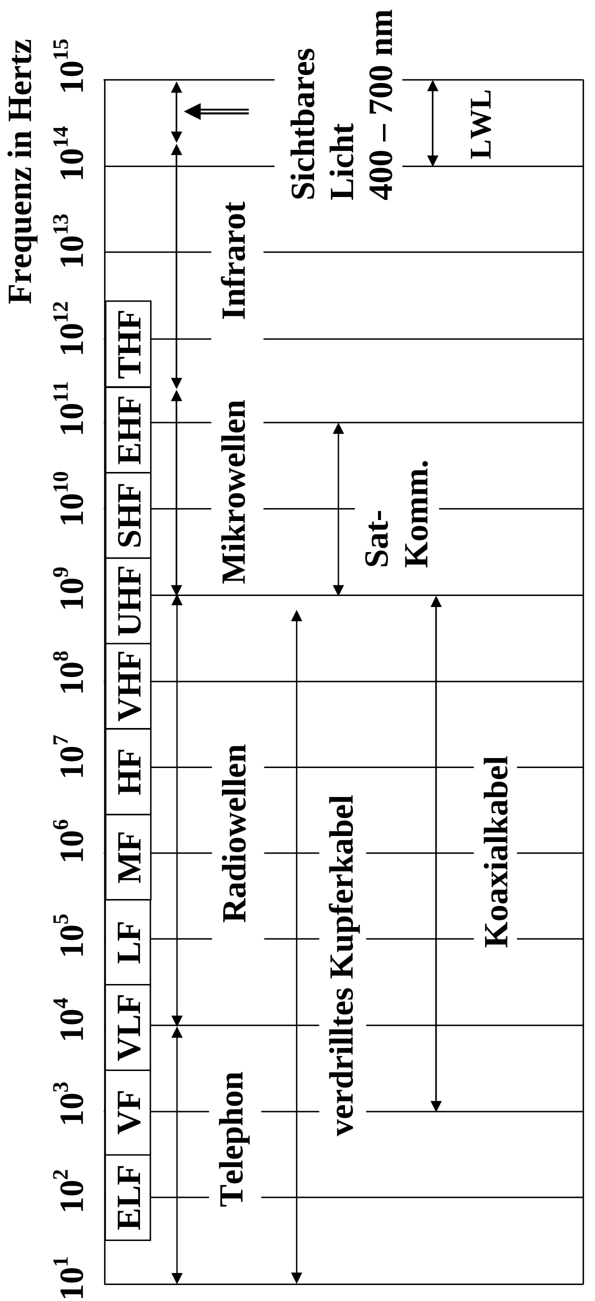
.——   . . . .   .—   —   . . . .   .—   —   . . . .
——.   ———   —. .   .——   .—.   ———   . .—
——.   . . . .   —   . .——. .

Häufigkeitsverteilung der Buchstaben im Englischen und ihre Nutzung im Morse-Alphabet:

Häuf.	Bu.	Zeiteinheiten	L	Gesamt
130	E	1000	4	520
92	T	111000	6	552
79	N	11101000	8	632
76	R	1011101000	10	760
75	O	11101110111000	14	1050
74	A	10111000	8	592
74	I	101000	6	444
61	S	10101000	8	488
42	D	1110101000	10	420
36	L	101110101000	12	432
34	H	1010101000	10	340
31	C	11101011101000	14	434
28	F	101011101000	12	336
27	P	10111011101000	14	378
26	U	1010111000	10	260
25	M	1110111000	10	250
19	Y	1110101110111000	16	304
16	G	111011101000	12	192
16	W	101110111000	12	192
15	V	101010111000	12	180
10	B	111010101000	12	120
5	X	11101010111000	14	70
3	Q	1110111010111000	16	48
3	K	111010111000	12	36
2	J	1011101110111000	16	32
1	Z	11101110101000	14	14
1000				9076

Bemerkung: 0 = kurze Pause, 000 = lange Pause, 1 = Punkt, 111 = Strich

Nutzung des elektromagnetischen Spektrums für die Telekommunikation:



Sat-Komm. = Satelliten-Kommunikation; LWL = Lichtwellenleiter

Bezeichnungen der Radio-Frequenzbänder:

unterhalb 300 Hz	ELF Extremely Low Frequency
300 Hz - 3 kHz	ILF Infra Low Frequency (VF = Voice Frequency)
3 kHz - 30 kHz	VLF Very Low Frequency
30 kHz - 300 kHz	LF Low Frequency
300 kHz - 3 MHz	MF Medium Frequency
3 MHz - 30 MHz	HF High Frequency
30 MHz - 300 MHz	VHF Very High Frequency
300 MHz - 3 GHz	UHF Ultra High Frequency
3 GHz - 30 GHz	SHF Super High Frequency
30 GHz - 300 GHz	EHF Extremely High Frequency
300 GHz - 3 THz	THF Tremendously High Frequency

Periodische Funktionen:

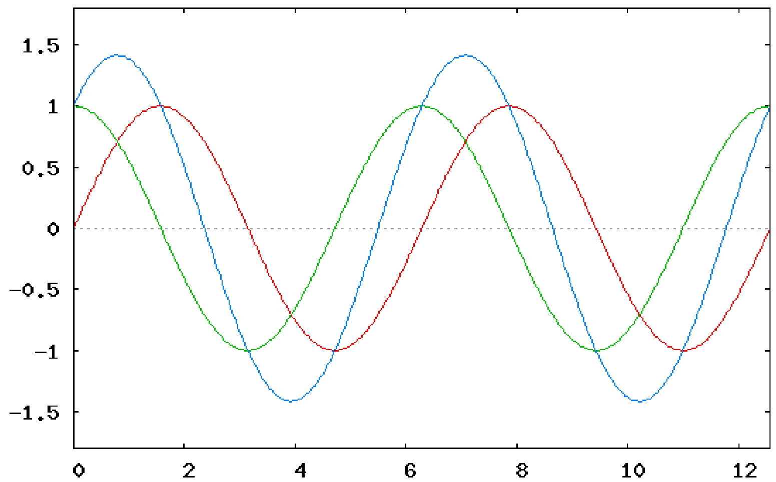


Bild der Funktionen Sinus, Kosinus, Sinus + Kosinus

Bemerkung: **Viele Funktionen lassen sich darstellen als Summen von Sinus- und Kosinus-funktionen.**

Beispiele sind:

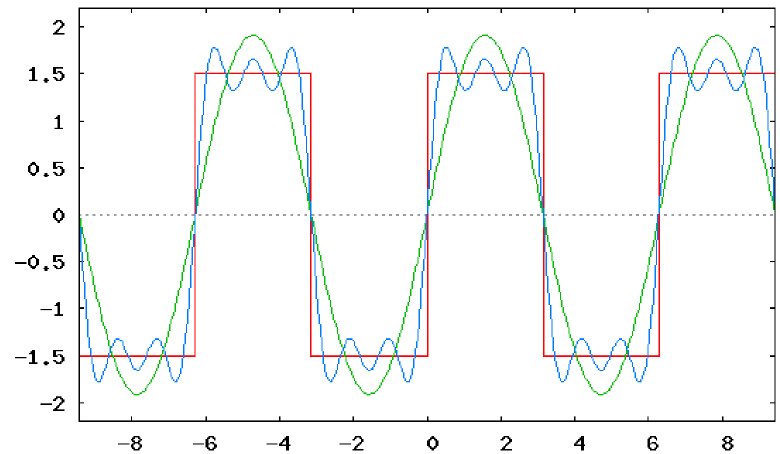
Rechteckkurve der Höhe 2*h:

$$f(x) = \frac{4*h}{\pi} * (\sin(x) + \frac{1}{3} * \sin(3*x) + \frac{1}{5} * \sin(5*x) + \ ...\ )$$

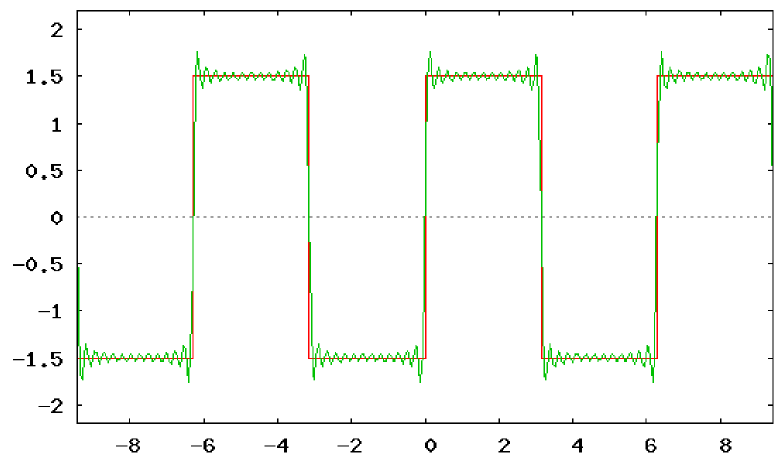
Sägezahnkurve der Höhe 2*h:

$$f(x) = -\frac{2*h}{\pi} * (\sin(x) + \frac{1}{2} * \sin(2*x) + \frac{1}{3} * \sin(3*x) + \ ...\ )$$

Rechteckkurve:

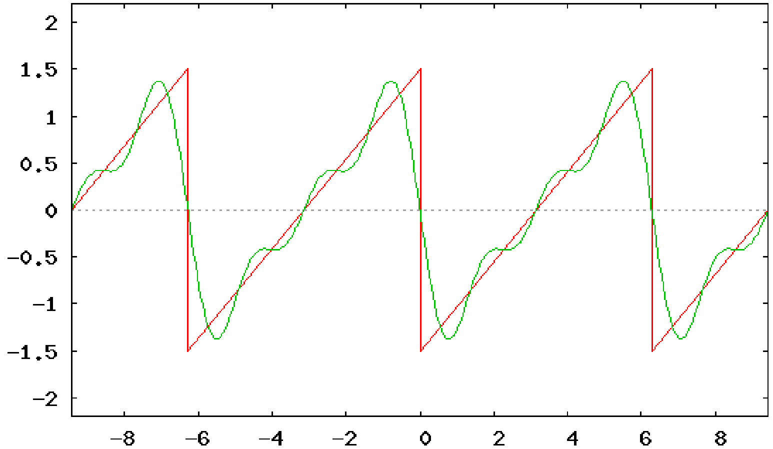


Dreigliedrige Näherung der Rechteckkurve

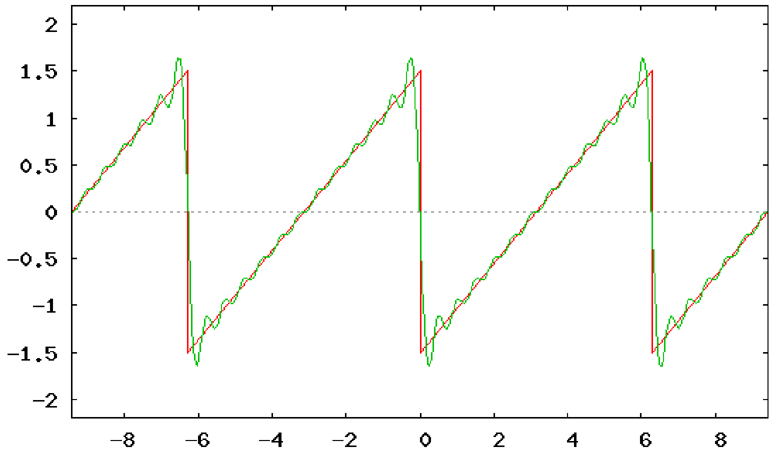


Dreizehngliedrige Näherung der Rechteckkurve, man erkennt gut das Gibbssche Phänomen.

Sägezahnkurve:



Dreigliedrige Näherung der Sägezahnkurve



Zwölfgliedrige Näherung der Sägezahnkurve

Fourierdarstellung periodischer Funktionen:

Jede hinreichend gutmütige periodische Funktion $f(x)$ der Periode T kann durch ihre Fourierreihe $g(x)$ dargestellt werden:

$$g(x) = \frac{1}{2} * c + \sum_{i=1}^{\infty} a_i * \sin(2\pi i f x) + \sum_{i=1}^{\infty} b_i * \cos(2\pi i f x)$$

wobei $f = 1/T$ die Grundfrequenz ist.

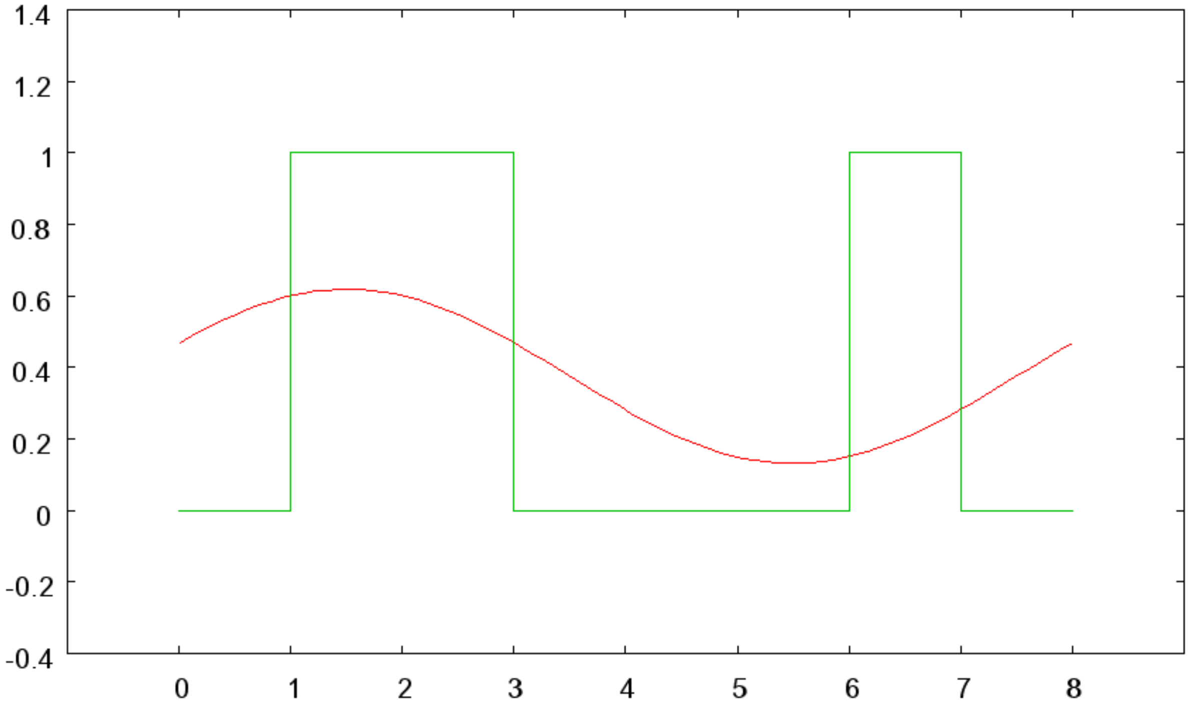
Die Fourier-Koeffizienten c, a_i, b_i $(i = 1, ..., \infty)$ berechnet man gemäß:

$$c = \frac{2}{T} * \int_0^T g(t)\,dt$$

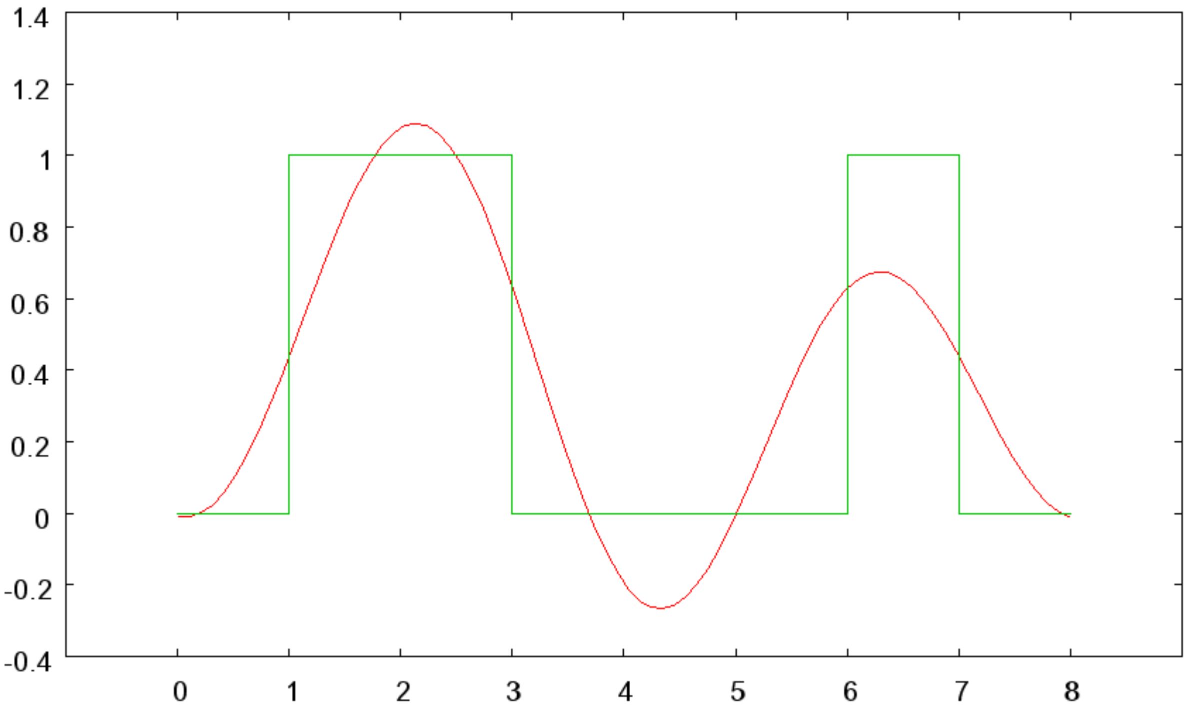
$$a_i = \frac{2}{T} * \int_0^T g(t) * \sin(2\pi i f t)\,dt \qquad (i = 1, 2, ..., \infty)$$

$$b_i = \frac{2}{T} * \int_0^T g(t) * \cos(2\pi i f t)\,dt \qquad (i = 1, 2, ..., \infty)$$

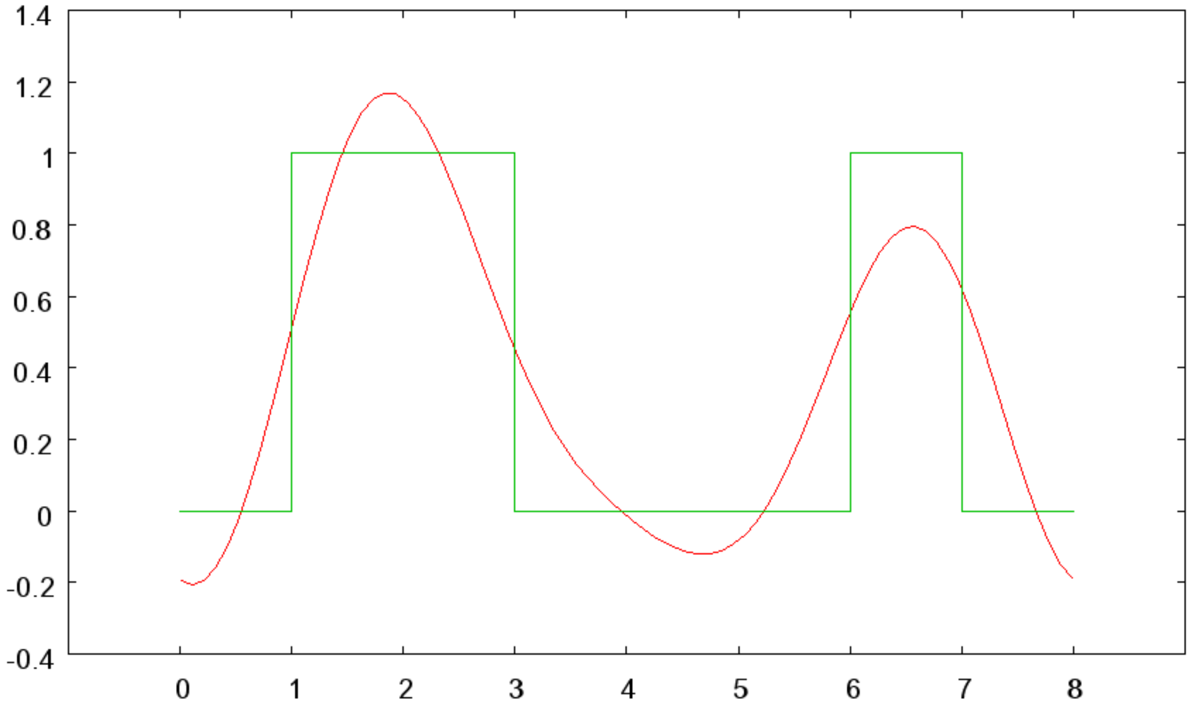
Fourier-Approximation von ASCII-b = 01100010 bis zur 1. Harmonischen:



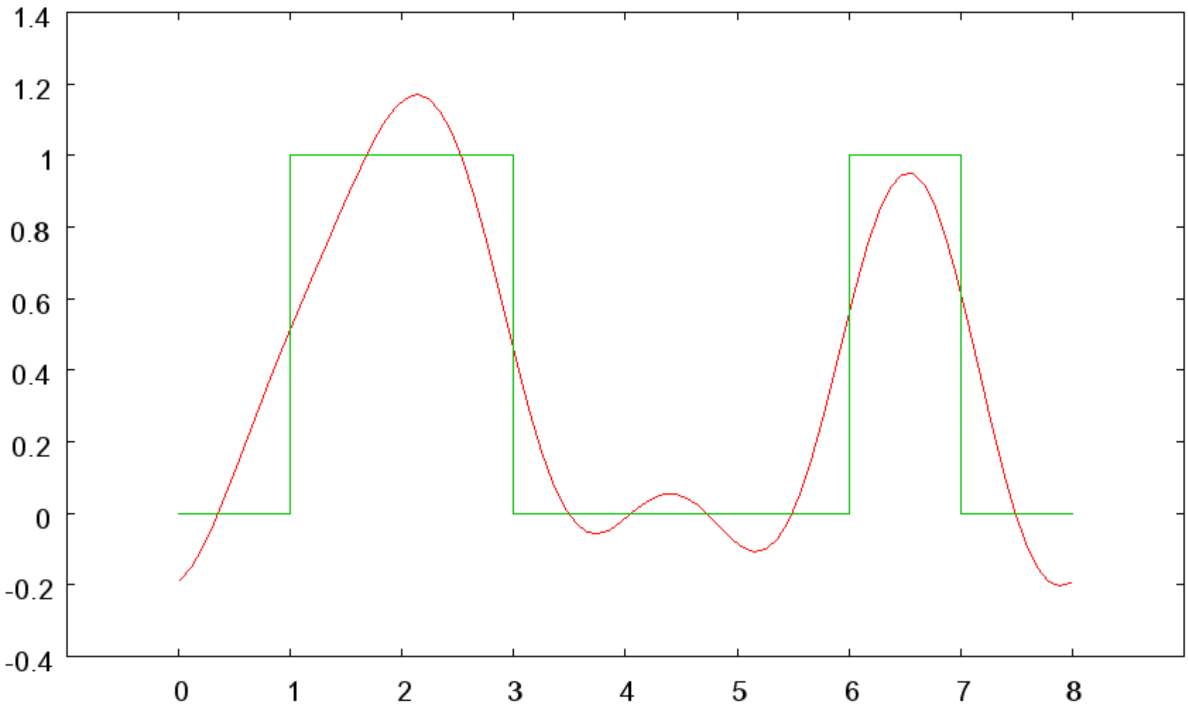
Fourier-Approximation von ASCII-b = 01100010 bis zur 2. Harmonischen:



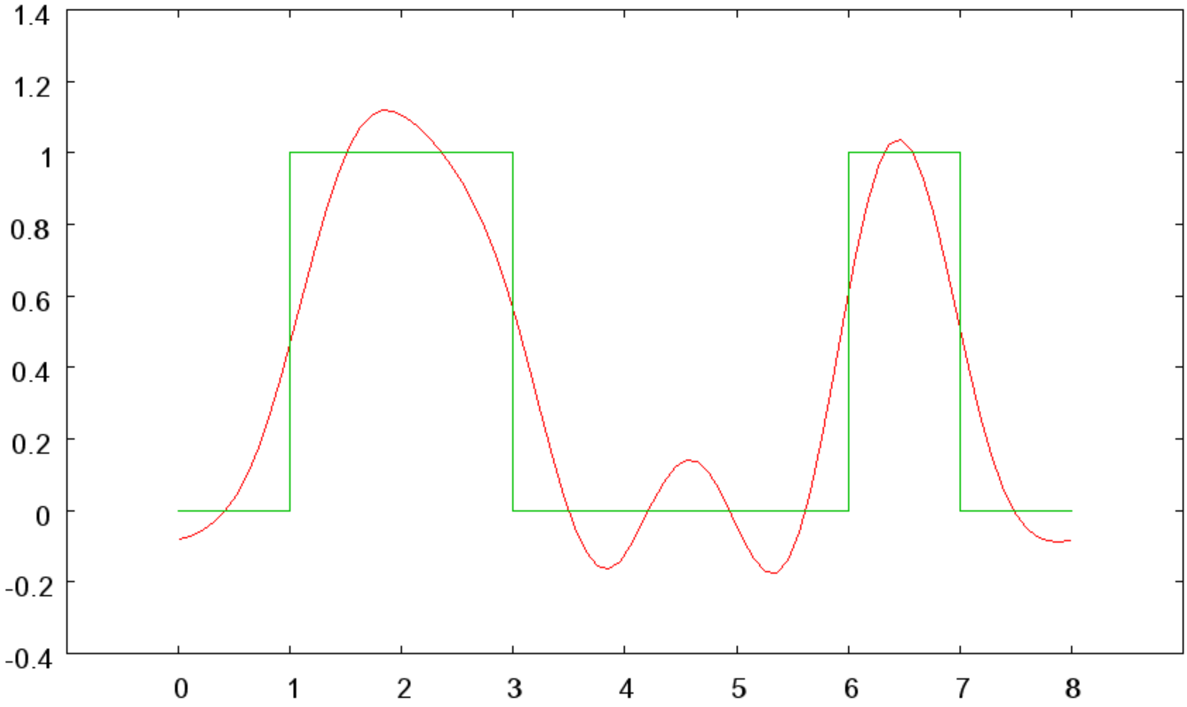
Fourier-Approximation von ASCII-b = 01100010 bis zur 3. Harmonischen:



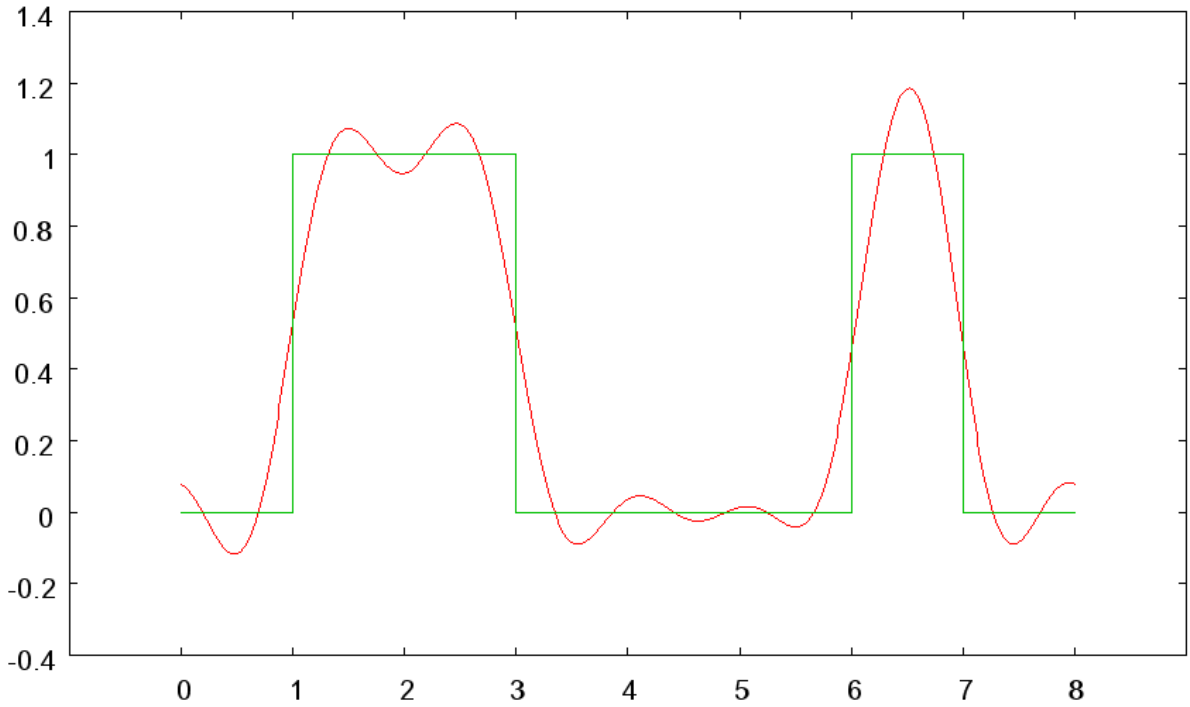
Fourier-Approximation von ASCII-b = 01100010 bis zur 4. Harmonischen:



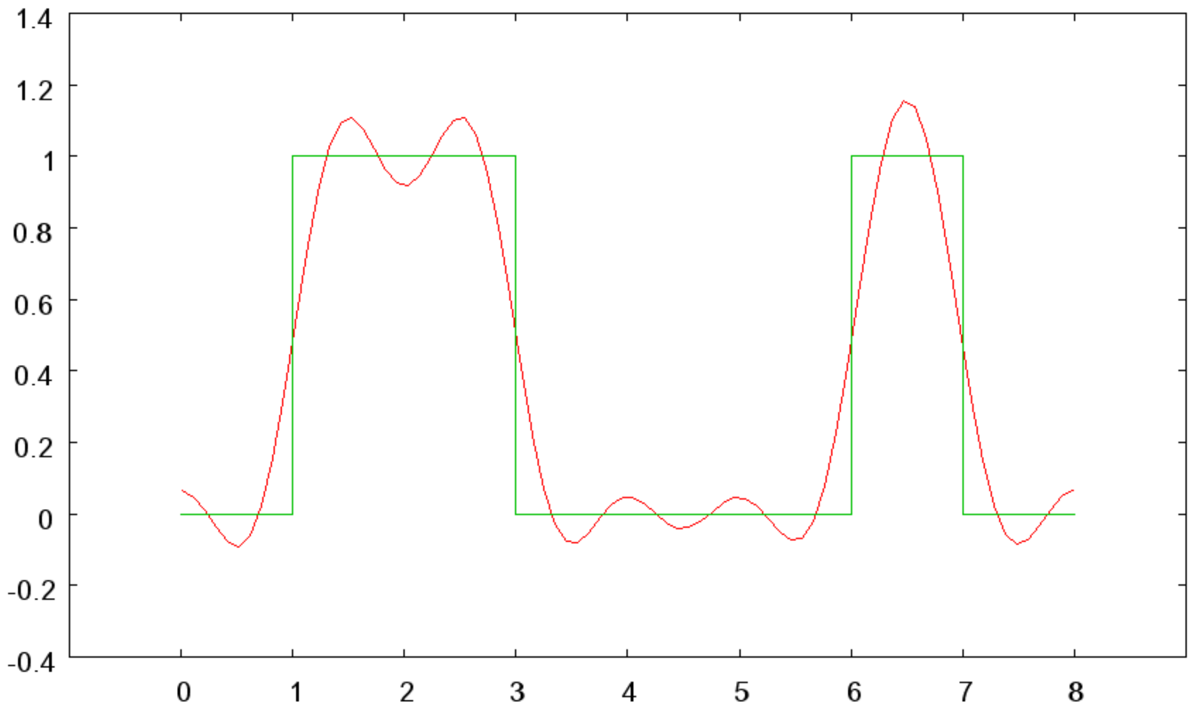
Fourier-Approximation von ASCII-b = 01100010 bis zur 5. Harmonischen:



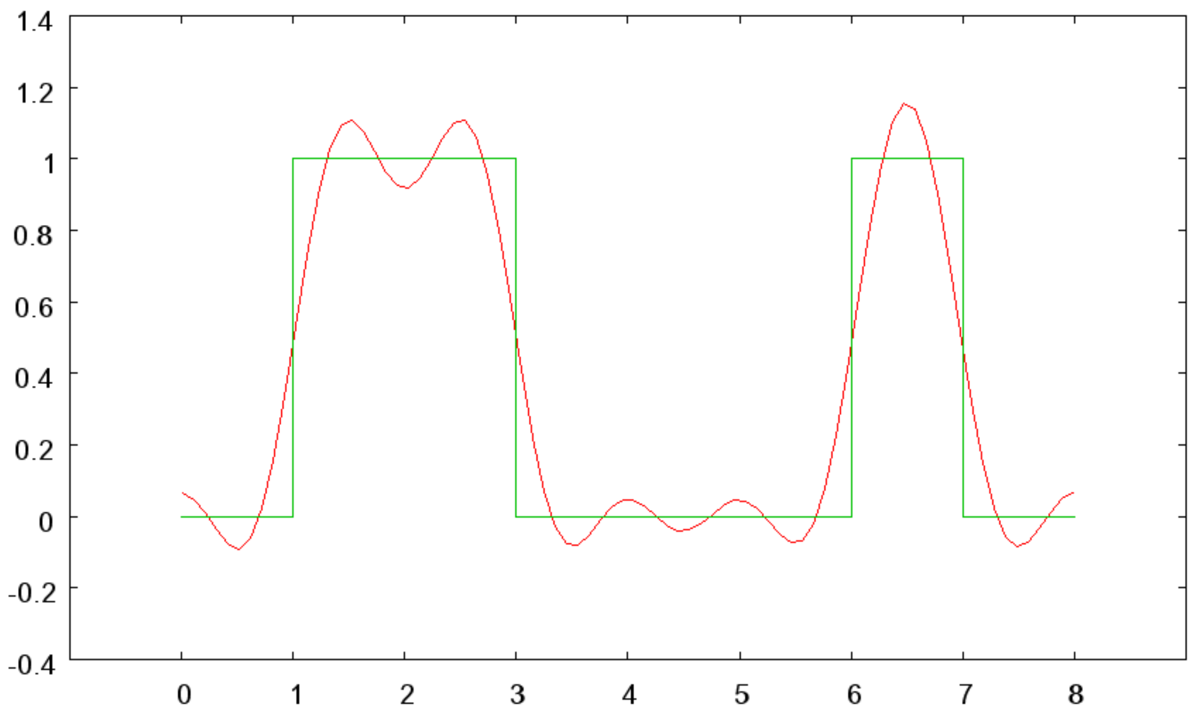
Fourier-Approximation von ASCII-b = 01100010 bis zur 6. Harmonischen:



Fourier-Approximation von ASCII-b = 01100010 bis zur 7. Harmonischen:



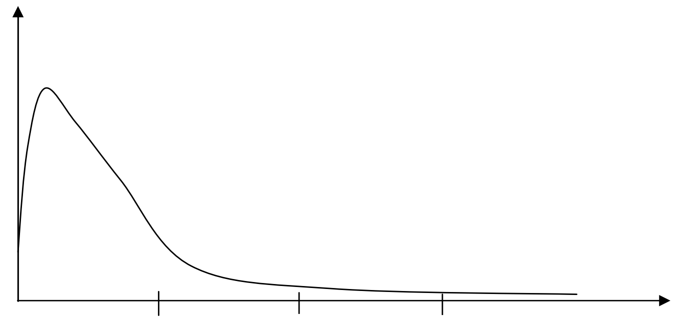
Fourier-Approximation von ASCII-b = 01100010 bis zur 8. Harmonischen:



Bandbreite eines Kanals:

Man mißt die Bandbreite eines Übertragungskanals in Hertz.

Beispiel: Sprachkanal: 20 Hz – 20.000 Hz



Energieverteilung der menschlichen Stimme

Bemerkung: **Es ist üblich, bei der Übermittlung menschlicher Stimmlaute den Frequenzbereich auf 300 Hz bis 3700 Hz einzuschränken. Ein Telephonkanal hat die nominelle Bandbreite von 4000 Hz.**

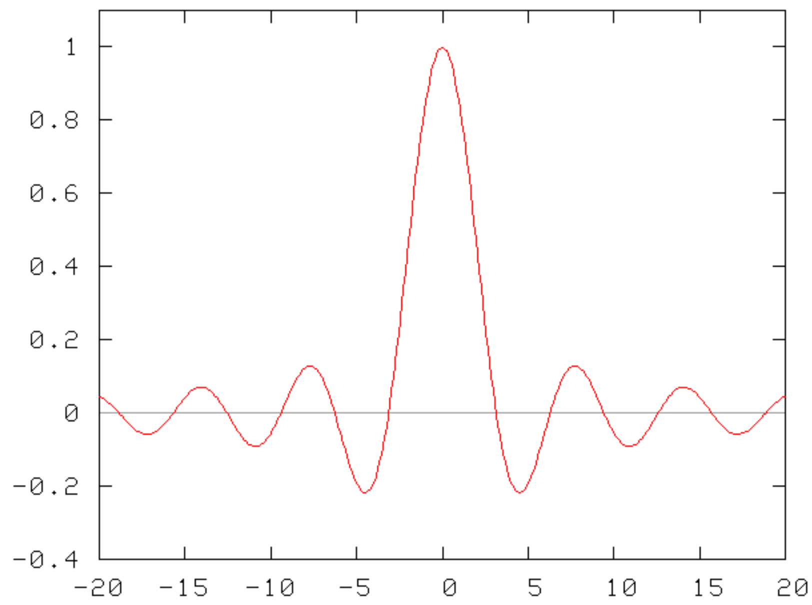
Nyquist-Theorem:

Sei f eine Funktion der Form

$$f(t) = \int_0^g (a(v) * \cos(2 * \pi * v * t) + b(v) * \sin(2 * \pi * v * t))dv.$$

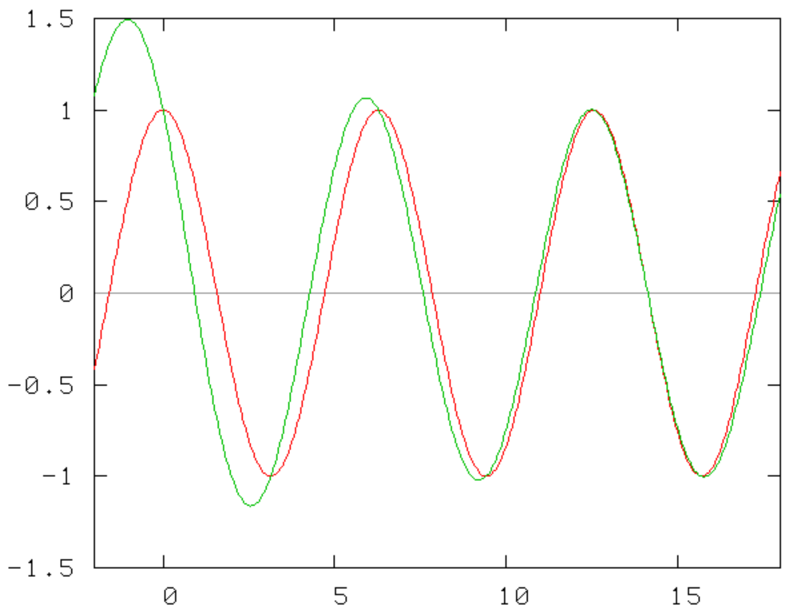
Sei s ≤ 1 / (2*g), dann ist f(t) darstellbar in der Form

$$f(t) = \sum_n f(n * s) * \frac{\sin(\frac{\pi * t}{s} - n * \pi)}{\frac{\pi * t}{s} - n * \pi}$$



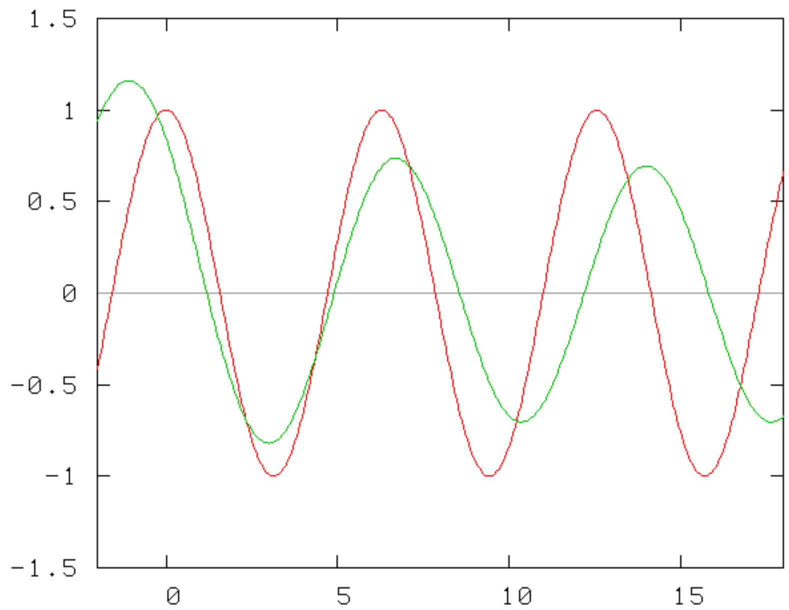
Graph der Funktion sin(x)/x

Demonstration der Nyquist-Formel: Approximation der Funktion Kosinus:



Verwendet wurden 10 Stützstellen, cos (0,0), cos (π), cos(2*π), cos(3*π), cos(4*π), cos(5*π), cos(6*π), cos(7*π), cos(8*π), cos(9*π); der Approximationsfehler rührt daher, daß die Summenbildung nur über zehn Terme erfolgte.

Demonstration des Aliaseffekts bei zu geringer Abtast-rate; statt der Abtastperiode π wurde die Abtastperiode 1,1*π verwendet.



Zur Approximation von cos(x) wurden zehn Stützstellen verwendet, cos (0,0), cos (1,1*π), cos(2,2*π), cos(3,3*π), cos(4,4*π), cos(5,5*π), cos(6,6*π), cos(7,7*π), cos(8,8*π), cos(9,9*π); man sieht deutlich den Approximationsfehler.

Bemerkung: **Man erhält Aliaseffekte, falls die Abtastfrequenz kleiner als die doppelte Grenzfrequenz ist .**

Eine Anwendung des Nyquist-Theorems:
das Abtasttheorem:

Maximale Datenrate eines rauschfreien Kanals der Bandbreite B

$$= 2 * B * \log_2 (V) \quad b/s.$$

Bezeichnung: V = Zahl der Quantisierungsstufen

Bemerkungen:

(i) Die Bandbreite eines Telephonkanals ist 4000 Hz; in der Sprachübertragung wird davon üblicher-weise nur ein Unterbereich, z. B. nach ITU-Empfehlung nur der Bereich von 300 Hz bis 3100 Hz, verwendet. PCM nutzt eine Abtastrate von 8.000 mit einer Auflösung von 256. Eine höhere Abtastrate bringt nicht mehr Information, eine niedrigere Abtastrate führt evtl. zu Abtastfehlern.

(ii) Betrachtet man einen Kanal der Breite 4000 Hz, dann lassen sich über ihn
8.000 b/s bei Verwendung 2-stufiger Signale,
16.000 b/s bei Verwendung 4-stufiger Signale,
32.000 b/s bei Verwendung 16-stufiger Signale,
64.000 b/s bei Verwendung 256-stufiger Signale
⋮
übermitteln.

Kapazitätssatz von Shannon:

Maximale Datenrate $= B * \log_2 (1 + S/N)$ **b/s.**

Bezeichnung: S/N = Signal-Rausch-Abstand

Bemerkung: Das Shannonsche Theorem gibt eine absolute Obergrenze für die Nutzung eines verrauschten Kanals.

Beispiel: Telefonkanal

Typischer Signal-Rausch-Abstand: 35 dB,
maximale Datenrate bei 4000 Hz: 46.511 b/s
maximale Datenrate bei 3400 Hz: 39.534 b/s
Signal-Rausch-Abstand: 40 dB
maximale Datenrate bei 4000 Hz : 47.865 b/s
maximale Datenrate bei 3400 Hz: 40.685 b/s

Bemerkung: Datenraten bei Test eines 56K Modems:
40.000 b/s in 18% der Fälle,
40.000 – 50.000 b/s in 80% der Fälle,
über 50.000 b/s in 2% der Fälle.

Beispiel: Satelliten-Fernseh-Kanal:

Bandbreite: 10 MHz
Signal-Rausch-Abstand: 20 dB
maximale Datenrate: $10.000.000 * \log_2(101)$
$\approx$ 66 Mb/s.

Kennzeichen jeden Kanals:

die Abschwächung

Es ist üblich, den Leistungsverlust eines Signals in Bel, genauer in Dezibel, anzugeben.

Formel:

$$\text{Verlust oder Gewinn} \quad = \quad 10 * \log_{10} \frac{\text{Leistung 1}}{\text{Leistung 2}} \quad \text{dB}$$

Bemerkungen:

(i) **Dezibel sind logarithmische Verhältniszahlen, sie beziehen sich auf irgendwelche Grundeinheiten.**

(ii) **1 B = 10 dB**

(iii) $\log_{10} 2 \; = \; 0{,}30103 \; \approx \; 0{,}3$

(iv) **Beispiele für Dämpfungsgrößen:**

Cat 5 Kabel höchstens 6,5 dB / 100 m
bei 10 MHz
62,5 µm Glasfaser höchstens 3,75 dB / km
Einmoden-Glasfaser höchstens 0,5 dB / km

Beispiel:

Ein Sender strahlt eine Leistung von 1 Watt ab; die Sendestrecke erfährt eine Dämpfung von 120 dB. Wie groß ist die Leistung am Empfangsort?

Rechnung:

$$10 * \log_{10}\left(\frac{1}{L}\right) = 120$$

$$\log_{10}\left(\frac{1}{L}\right) = 12$$

$$\frac{1}{L} = 10^{12}$$

$$L = 10^{-12}$$

Die Empfangsleistung beträgt 1 pW.

Bemerkung: **Die Angaben dBm und dBW bezeichnen absolute Leistungsmaße, wobei sich dBm auf ein Milliwatt und dBW auf ein Watt beziehen.**

Zur Modulation:

Eine allgemeine Sinusschwingung S (t) läßt sich durch drei Parameter beschreiben:

$$S(t) = A * \sin(2*\pi*f * t + \varphi)$$

mit
- t = **Zeit,**
- A = **Amplitude,**
- f = **Frequenz,**
- φ = **Phasenwinkel.**

Entsprechend kennt man drei Grundarten der Modulation:
- **Amplitudenmodulation,**
- **Frequenzmodulation,**
- **Phasenmodulation.**

Bemerkung: **Modems nutzen gleichzeitig Amplituden- und Phasenmodulation. Unter QAM (= Quadrature Amplitude Modulation) faßt man auch gemeinsame Amplituden- und Phasenmodulationen zusammen.**

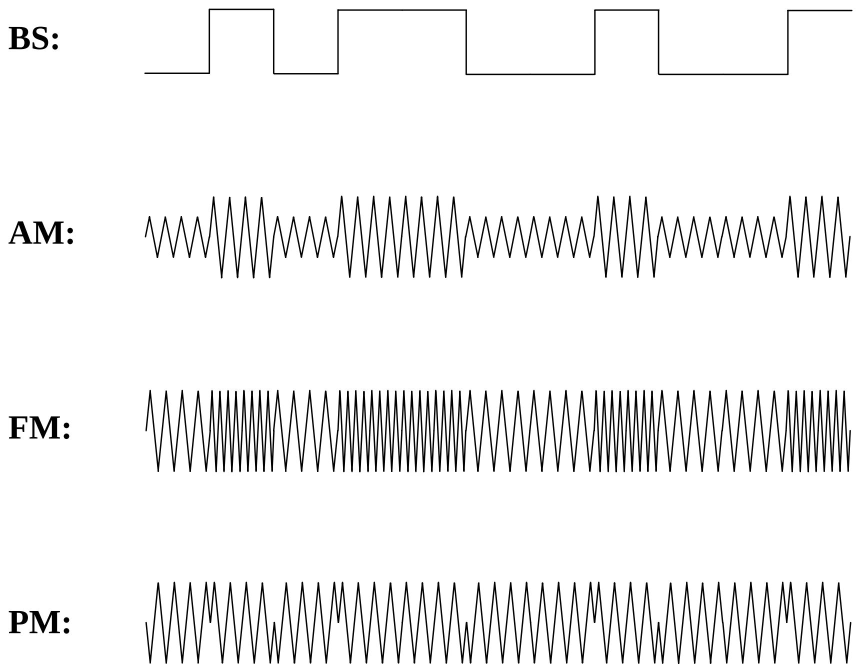
Beispiele:

CCITT V.22 bis: **2400 b/s; dies entspricht 16 Symbolen bei 600 baud.**

CCITT V.34: **u. a. 28.800 b/s; dies entspricht 512 Symbolen bei 3200 baud.**

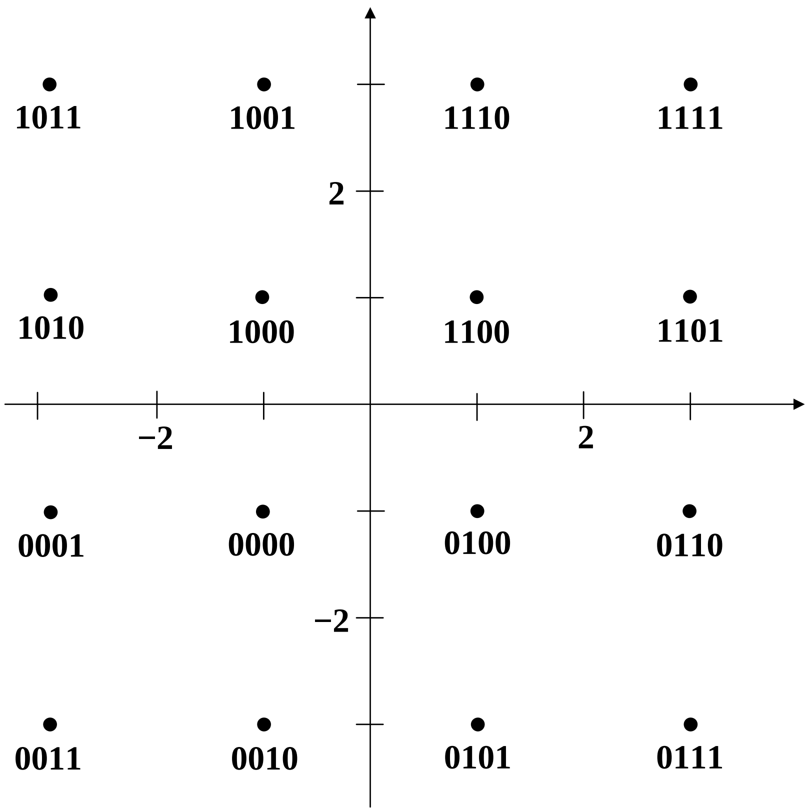
Beispiel zu Modulationsarten:

Bitkette: 0 1 0 1 1 0 0 1 0 0 1



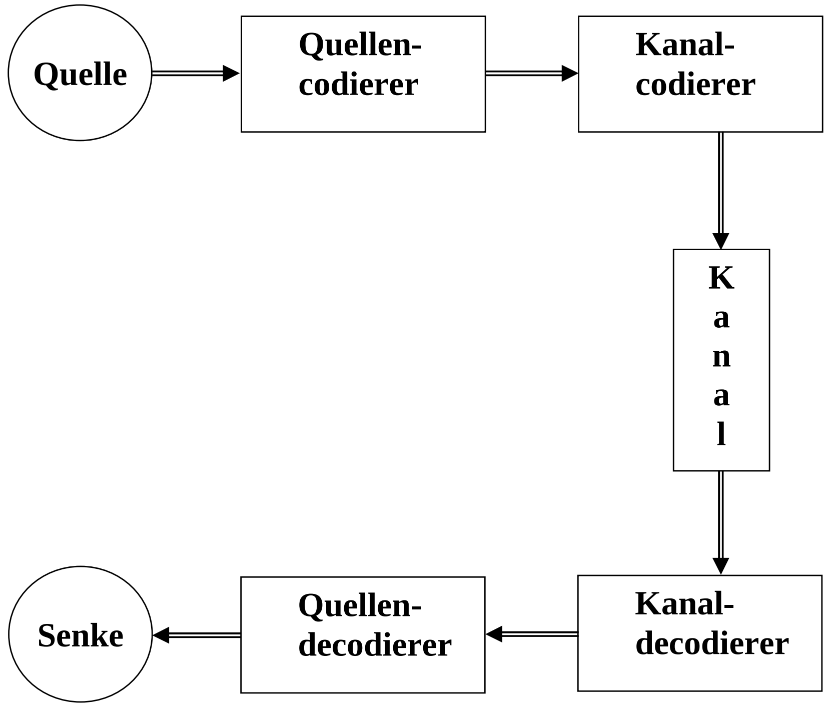
Legende:
- **BS = Binärsignal**
- **AM = Amplitudenmodulation**
- **FM = Frequenzmodulation**
- **PM = Phasenmodulation**

Signalstruktur bei nichtredundanter Codierung bei Übertragung von 9600 Bit/s nach ITU-T V.32:



Bemerkung: **Bei redundanter Übertragung von 9600 Bit/s verwendet man 32 Signalelemente.**

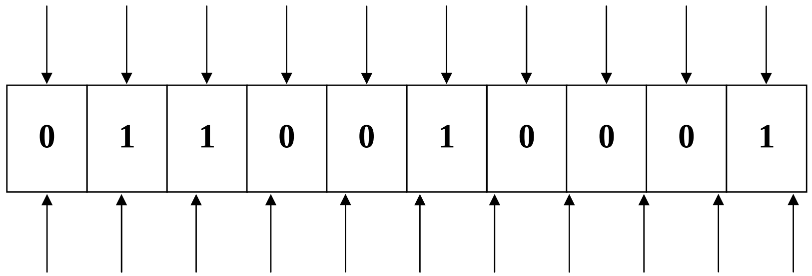
Schaubild zur Datenübertragung:



Aufgabe des Kanalcodierers: **Die vom Quellencodierer gelieferten Symbole so darzustellen, daß sie mit hoher Wahrscheinlichkeit "unbeschädigt" über den unsicheren Kanal transportiert werden können.**

Beispiel zum Uhrabgleich:

Uhr des Senders: **Der Zeittakt ist ausgerichtet auf die Mitte einer Bitzelle.**

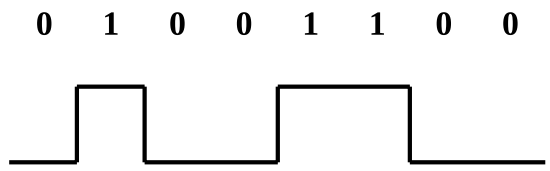


Uhr des Empfänger: **Der Zeittakt differiert im Beispiel um 6,7% gegenüber dem Zeittakt des Senders, daher kommt es zu Fehlabtastungen der Bitwerte.**

gesendete Bitfolge: 0 1 1 0 0 1 0 0 0 1
empfangene Bitfolge: 0 1 1 0 0 1 0 0 0 0 1

Problem des Uhrengleichlaufs:

Bild einer idealisierten Übertragung einer Bitkette:

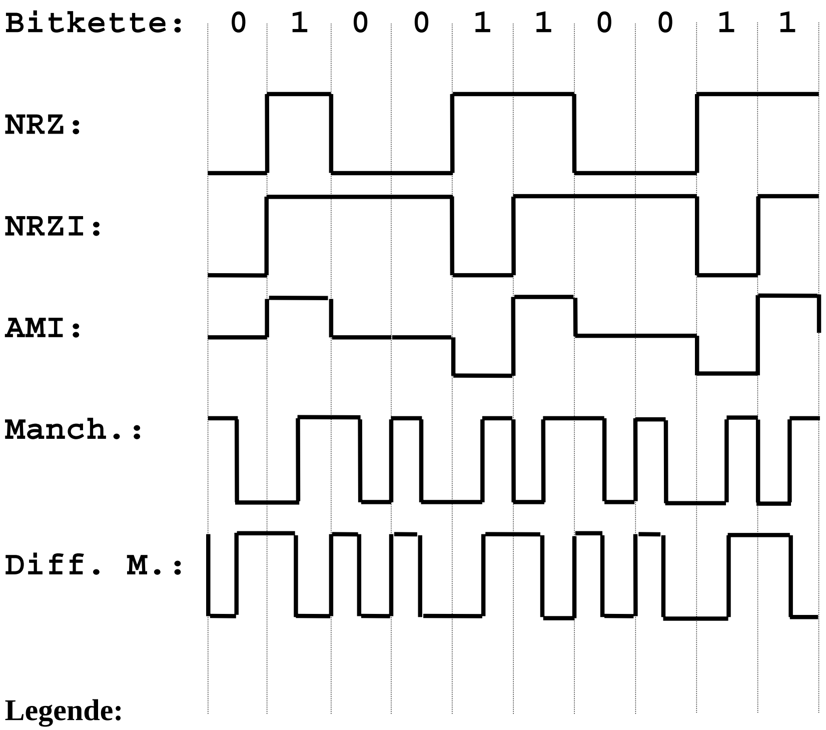


Das Zeitraster für die Übertragung von Bit wird durch den Sender vorgegeben. Damit der Empfänger das Zeitraster des Senders erkennt, muß ihm dieses durch den Sender mitgeteilt werden. Hierzu könnte ein Hilfskanal dienen oder die Zeitinformation muß aus dem Muster der übertragenen Daten rekonstruiert werden. Bei zeichenorientierten Leitungsprotokollen wird jedes Zeichen in Synchronisierinformation eingefaßt, üblich ist das Muster

Startschritt Startschritt ··· Daten ··· Stoppschritt.

Bei bitorientierten Protokollen kann der Empfänger aus den Zustandswechseln von 0-Bit zu 1-Bit und umgekehrt die Synchronisierinformation herleiten. Dies bedingt, daß Zustandswechsel häufig genug stattfinden. Man erreicht dies durch das Verbot, lange 0-Bitketten oder 1-Bitketten zu übertragen oder durch sonstige Garantien, zum Beispiel durch Codierungen des einzelnen Bit durch Zustandswechsel.

Beispiele verschiedener Kanalcodes:

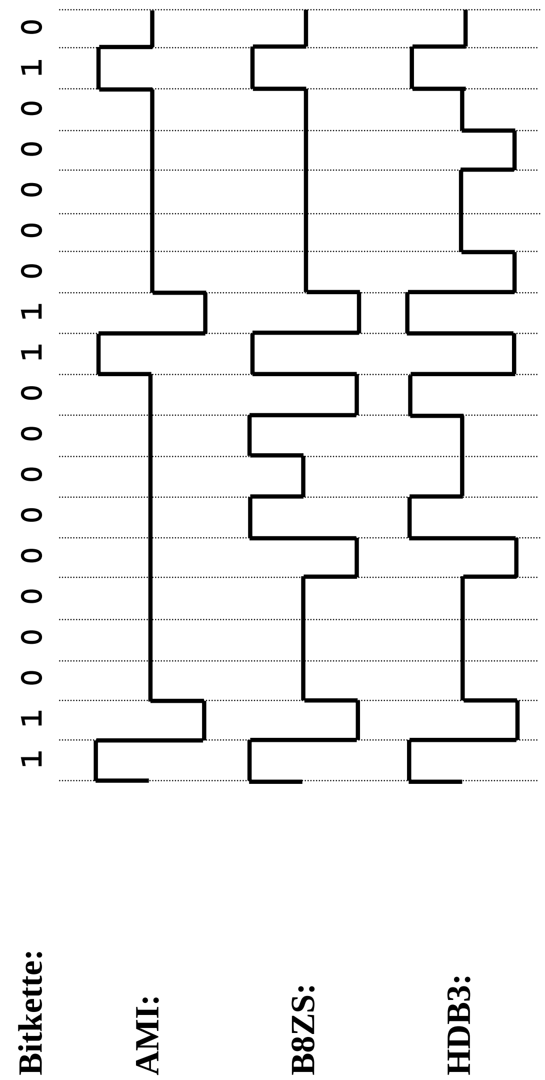


Legende:

NRZ	=	**Nonreturn to zero**
NRZI	=	**Nonreturn to zero, invert on ones**
AMI	=	**Alternate mark inversion**
Manch.	=	**Manchester encoding**
Diff. M.	=	**Differential Manchester encoding**

Codierungsregel für Differential Manchester:
Immer ein Wechsel in der Mitte des Signalintervalls,
zusätzlich: Bit 0: Wechsel zu Beginn des Signalintervalls,
Bit 1: Kein Wechsel zu Beginn des Signalintervalls.

Leitungscodes, AMI und Ableitungen:



Abkürzungen:

AMI	=	**Alternate mark inversion,**
B8ZS	=	**Bipolar with eight zero substitution,**
HDB3	=	**High density bipolar of order 3**

Die Codierungen B8ZS und HDB3 sind Erweiterungen der AMI-Codierung. Eine ersetzte Gruppe von Nullen wird durch Verletzungen der AMI-Codierregel angezeigt.

Codierregel für HDB3 (nach CCITT G.703):

Eine Folge von vier Nullen 0000 wird ersetzt durch eine Folge A00V, wobei A ein Ausgleichspuls und V immer ein die AMI-Regel verletzender Puls ist. Aufeinanderfolgende Verletzungen sind von wechselnder Polarität. Das Einfügen von Ausgleichspulsen A dient der Erhaltung der Gleichstromfreiheit. Mit anderen Worten, die Zahl der normalen AMI-Pulse zwischen zwei V-Pulsen ist immer ungerade.

Codierregel für B8ZS (nach CCITT G.703):

Ein Nulloktett 00000000 wird ersetzt gemäß Muster 000VA0VA; V steht wieder für eine Verletzung der Codierregel. V und A sind entgegengesetzte Pulse, V ist positiv, falls der letzte Puls vor dem Nulloktett positiv ist, sonst ist V negativ. Jedes Nulloktett wird durch zwei Verletzungen der AMI-Regel angezeigt.

4b/5b-Codierung:

Codierbedingung: Durch die Auswahl der Fünfbitcodes soll garantiert werden, daß niemals mehr als drei Nullbit nebeneinander stehen, auch nicht über Symbolgrenzen hinweg. Man erreicht dies, indem man nur solche Fünfbitgruppen auswählt, die mit höchstens einem Nullbit beginnen und mit höchstens zwei Nullbit enden.

Codiertafel:

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

Sonderzeichen:

Symbol	Code	Bedeutung
Q	00000	Quiet
I	11111	Idle
H	00100	Halt (Forced Break), Transmit error
J	11000	Start of stream delimiter, part 1
K	10001	Start of stream delimiter, part 2
T	01101	End of stream delimeter, part 1
R	00111	End of stream delimiter, part 2, Logical zero, Reset
S	11001	Logical one, Set

Bemerkung: Die restlichen 5-Bit-Codierungen stellen ungültige Codes dar. Die 4b/5b-Codierung wird in lokalen Netzen vom Typ Fiber Distributed Data Interface und Fast Ethernet genutzt.

Einteilung der Übertragungsmedien:

A) leitungsgebunden

a) Stromleiter

verdrillte Kupferdoppelader,
Koaxialkabel.

b) Lichtwellenleiter

B) nicht leitungsgebunden

a) ungerichtet

Rundfunk,
Mobilfunk,
Satellitenrundfunk.

b) gerichtet

Mikrowelle,
Richtfunk,
Satellitenfunk.

Bemerkung: Die im folgenden angegeben technischen Werte für die einzelnen Übertragungs-medien sind nur Richtwerte. Die Werte spezieller Produkte können hiervon erheb-lich abweichen.

Kupfer – Doppeladern:

- **billigstes Übertragungsmedium**
- **Leiterdurchmesser: 0,4 - 0,9 mm**
- **Bandbreite: zur Zeit bis zu 600 MHz**
- **Datenrate: zur Zeit bis zu 1000 Mb/s**
- **Dämpfung: frequenzabhängig, 1 dB/km im Sprachbereich**

Dämpfungserfordernisse in Dezibel pro 100 m nach dem Standard EIA-568-A (1995):

Frequenz	Cat3 UTP	Cat5 UTP	150 Ω STP
1 MHz	2,6	2,0	1,1
4 MHz	5,6	4,1	2,2
16 MHz	13,1	8,2	4,4
25 MHz	–	10,4	6,2
100 MHz	–	22,0	12,3
300 MHz	–	–	21,4

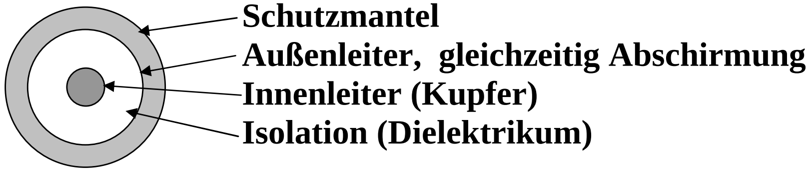
Abkürzungen:

UTP = Unshielded Twisted Pair
STP = Shielded Twisted Pair

Koaxialkabel:

- **Bandbreite: bis 900 MHz**
- **Datenrate: ~ 500 Mb/s**
- **Verstärker/ Regeneratoren: 1 - 10 km**
- **Klassifizierung nach Verhältnis Innenleiter - Außenleiter**
- **Alternativen: Twisted Pair, Glasfaser**

Querschnitt eines Koaxialkabels:



Einsatz:

Fernsprechnetze, ein Koaxialkabel kann 10.000 Sprechkanäle zur Verfügung stellen,
Lokale Netze, 10 Mb/s Ethernet nutzt 50 Ω Koaxialkabel,
Kabelnetze für Fernsehempfang.

Lichtwellenleiter:

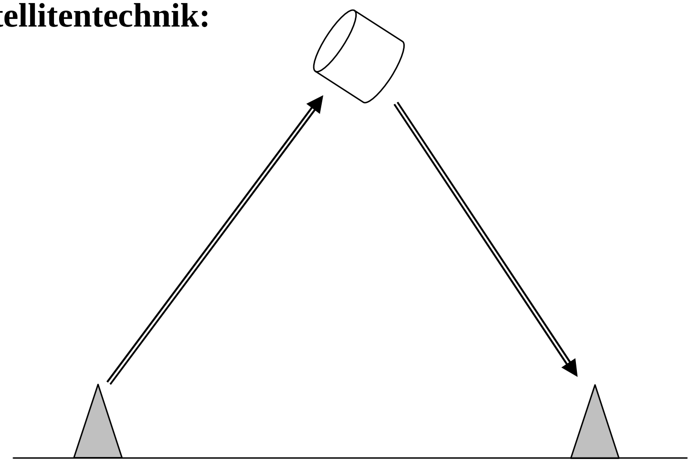
- **Frequenzbereich:** 10^{14} bis 10^{15} Hz
- **Hohe Datenrate:** > 100*40 Gb/s
- **Geringes Gewicht**
- **Unempfindlich gegen elektrische Störungen**
- **Regeneratoren-Abstand:** 10 - 100 km

Einige typische Werte:

Einmodenfaser:	Kerndurchmesser	= 5 µm
	∅ Ummantelung	= 125 µm
	Dämpfung bei 850 nm:	2,3 dB/km
	Dämpfung bei 1300 nm:	0,5 dB/km
	Dämpfung bei 1500 nm:	0,25 dB/km

Gradientenfaser:	Kerndurchmesser	= 62,5 µm
	∅ Ummantelung	= 125 µm
	Dämpfung bei 850 nm:	3,0 dB/km
	Dämpfung bei 1300 nm:	0,7 dB/km
	Dämpfung bei 1500 nm:	0,3 dB/km

Satellitentechnik:



Erdstationen

Frequenzbänder für Kommunikation Erde – Satellit:

5,925 - 6,425 GHz
7,900 - 8,400 GHz (militärische Nutzung)
14,0 - 14,5 GHz
27,5 - 30,0 GHz

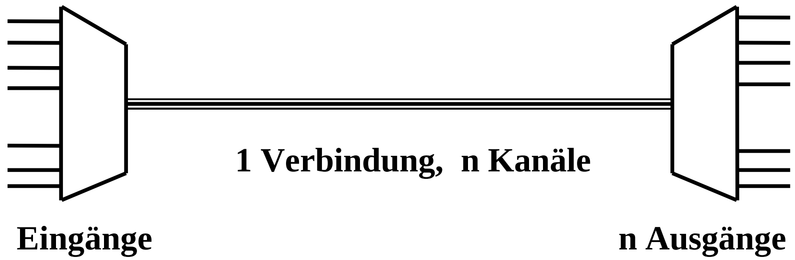
Frequenzbänder für Kommunikation Satellit – Erde:

3,700 - 4,200 GHz
7,250 - 7,750 GHz (militärische Nutzung)
10,95 - 11,2 GHz
11,45 - 12,2 GHz
17,7 - 20,2 GHz

Bemerkung: Die ITU empfiehlt für eine Fernsprechverbindung eine maximale Signallaufzeit von 400 ms, daher sollte in Ferngesprächen nur eine Satellitenstrecke durchlaufen werden.

Multiplexing:

Schaubild:

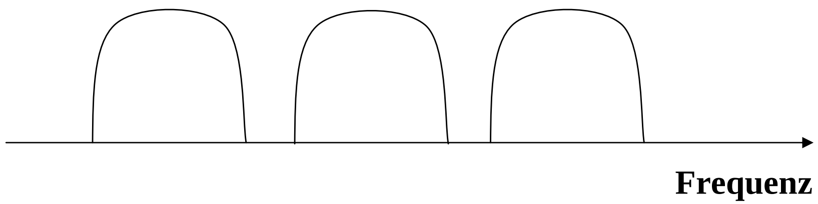


Arten des Multiplexing:

Raummultiplexing,
Frequenzmultiplexing, Wellenlägenmultiplexing,
Zeitmultiplexing (feste Zuordnung,
statistische Zuordnung),
Codemultiplexing.

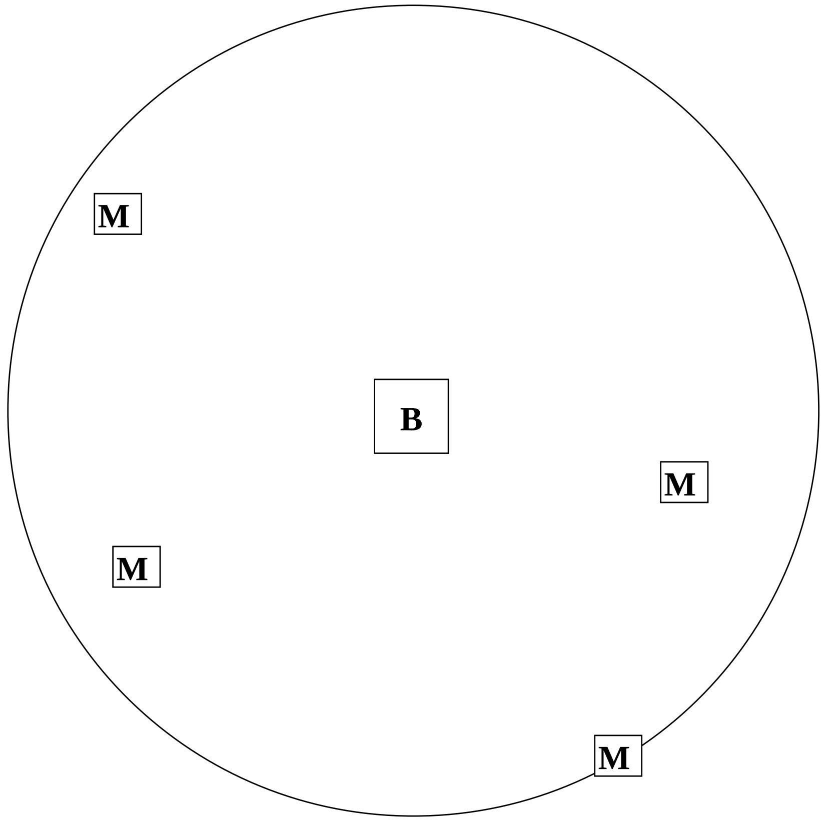
Beispiel zum Frequenzmultiplexing:

Drei getrennte Frequenzbänder



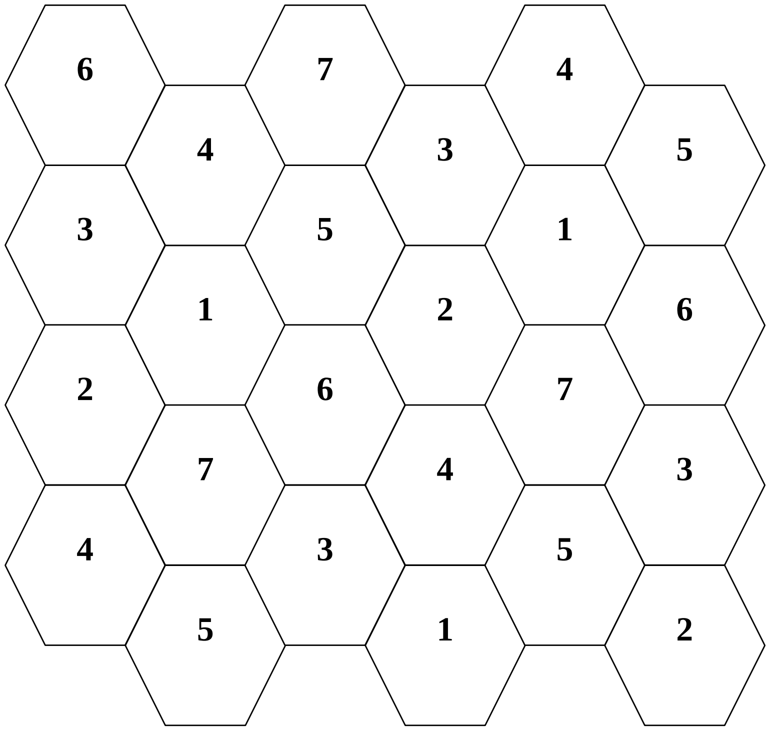
Basisstation und Mobile Stationen:

B = Basisstation
M = Mobile Station



Mögliche Zugriffsverfahren in einer Zelle sind:
FDMA = Frequency Division Multiple Access,
TDMA = Time Division Multiple Access,
CDMA = Code Division Multiple Access.

Mögliche Zuordnung von Frequenzbändern bei einem zellulären Kommunikationssystem, hier sieben verschiedene Frequenzbänder:



Prinzip des Codemultiplexing:

Vervielfältigung der Datenrate, statt D Signalelemente werden k*D Signalelemente übertragen für großes k, z.B. k = 100.

Beispiel (k = 6):

Jedem Nutzer wird zum Senden eines Bit eine Bitfolge zugeordnet, hier in bipolarer Darstellung, z.B.

Nutzer A:	**Bit 1**	**= (+1,–1,–1,+1,–1,+1),**
	Bit 0	**= (–1,+1,+1,–1,+1,–1),**
Nutzer B:	**Bit 1**	**= (+1,+1,–1,–1,+1,+1),**
	Bit 0	**= (–1,–1,+1,+1,–1,–1),**
Nutzer C:	**Bit 1**	**= (+1,+1,–1,+1,+1,–1),**
	Bit 0	**= (–1,–1,+1,–1,–1,+1).**

Bemerkung: **Die den einzelnen Nutzern zugeordneten Bitfolgen sollten ein orthogonales System bezüglich des inneren Produkts bilden, im Beispiel ist dies nicht der Fall.**

Bildliche Darstellung:

A: (+1,−1,−1,+1,−1,+1)

B: (+1,+1,−1,−1,+1,+1)

C: (+1,+1,−1,+1,+1,−1)

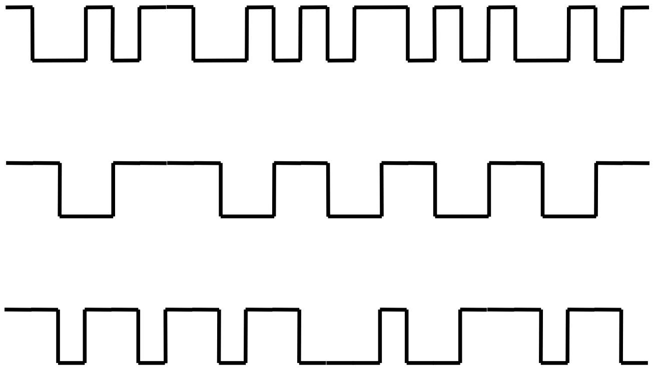
Beispiel zur Codierung einer Nachricht 1101:

1 1 0 1

Nutzer A:

Nutzer B:

Nutzer C:



Ein Empfänger, der Nachrichten von A erwartet, legt As Muster über die empfangene Bitfolge f_i, er berechnet:

a1 * f1 + a2 * f2 + a3 * f3 + a4 * f4 + a5 * f5 + a6 * f6 =
(+1)*(+1) + (−1)*(−1) + (−1)*(−1) + (+1)*(+1) + (−1)*(−1) + (+1)*(+1) = 6;

hätte er Bs Muster für die 0-Nachricht empfangen, dann hätte er berechnet:

(+1)*(−1) + (−1)*(−1) + (−1)*(+1) + (+1)*(+1) + (−1)*(−1) + (+1)*(−1) = 0;

hätte er Cs Muster für die 1-Nachricht empfangen, dann hätte er berechnet:

(+1)*(+1) + (−1)*(+1) + (−1)*(−1) + (+1)*(+1) + (−1)*(+1) + (+1)*(−1) = 0.

Ein zweites Beispiel:

A sendet: `+1 −1 −1 +1 −1 +1 +1 −1 −1 +1 −1 +1`
B sendet: `−1 −1 +1 +1 −1 −1 +1 +1 −1 −1 +1 +1`

überlagert: `0 −2 0 +2 −2 0 +2 0 −2 0 0 +2`

A' empfängt: `0 −1 0 +1 −1 0 +1 0 −1 +0 0 +1`
und berechnet: `0 +1 +0 +1 +1 +0 +1 +0 +1 +0 +0 +1`

= 3 entspr. Bit +1 **= 3 entspr. Bit +1**

B' empfängt: `0 −1 0 +1 −1 0 +1 0 −1 +0 0 +1`
und berechnet: `0 -1 +0 -1 -1 +0 +1 +0 +1 +0 +0 +1`

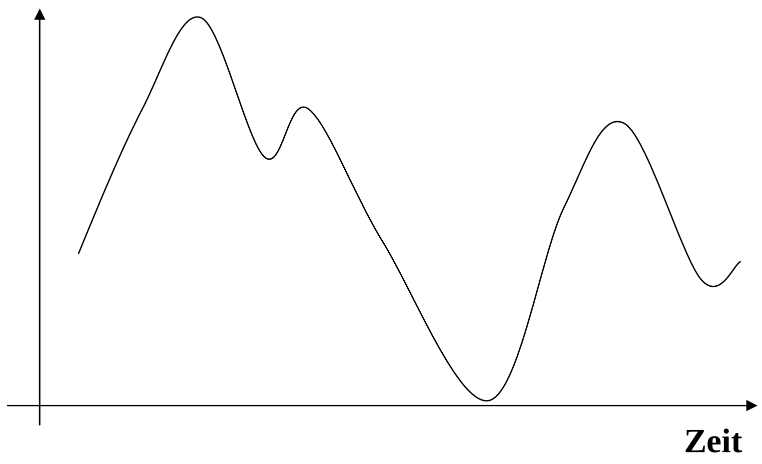
= −3 entspr. Bit −1 **= 3 entspr. Bit +1**

C' empfängt: `0 −1 0 +1 −1 0 +1 0 −1 +0 0 +1`
und berechnet: `0 -1 +0 +1 -1 +0 +1 +0 +1 +0 +0 -1`

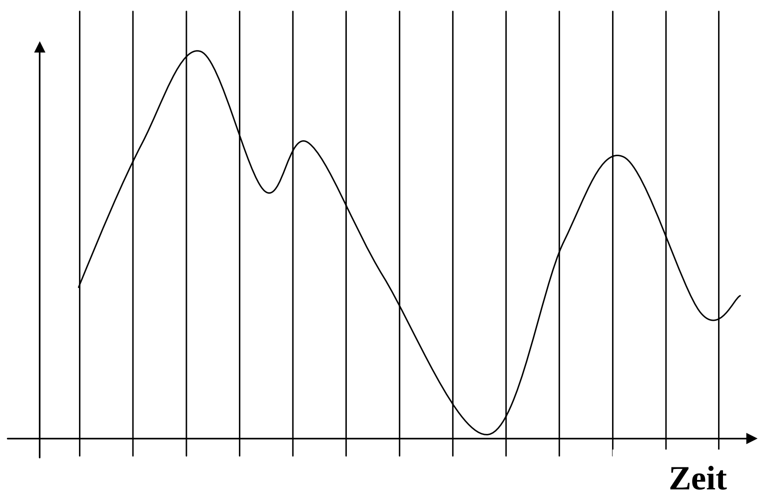
= −1 entspr. nichts **= 1 entspr. nichts**

Zur Pulscode-Modulation:

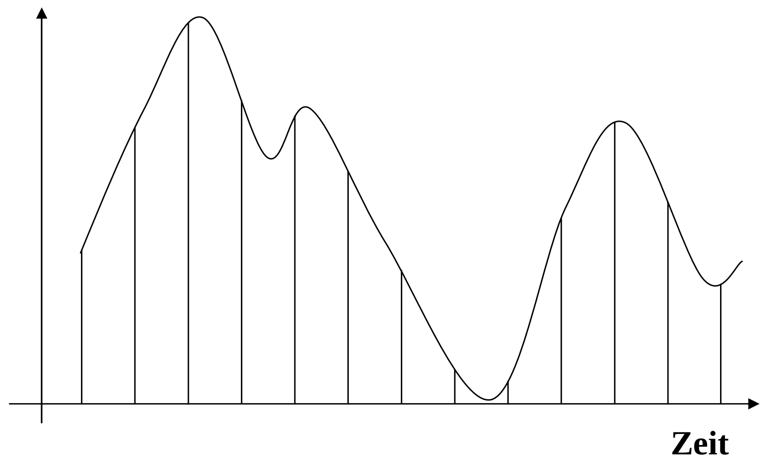
Beispiel eines wert- und zeitkontinuierlichen Signals:

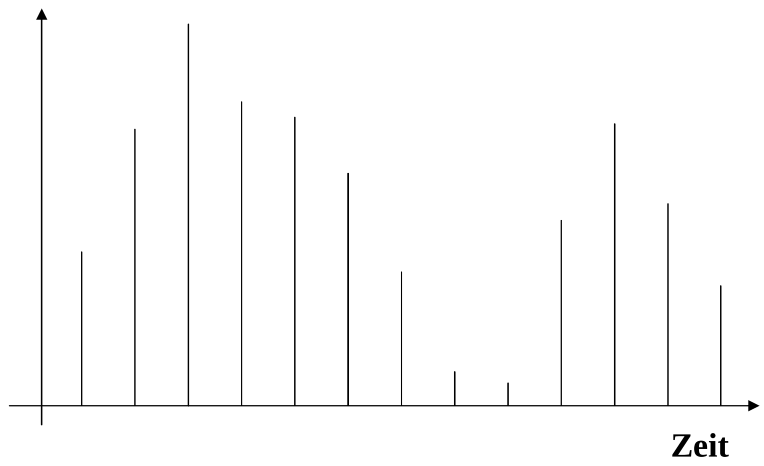


Überlagerung eines äquidistanten Zeitrasters:

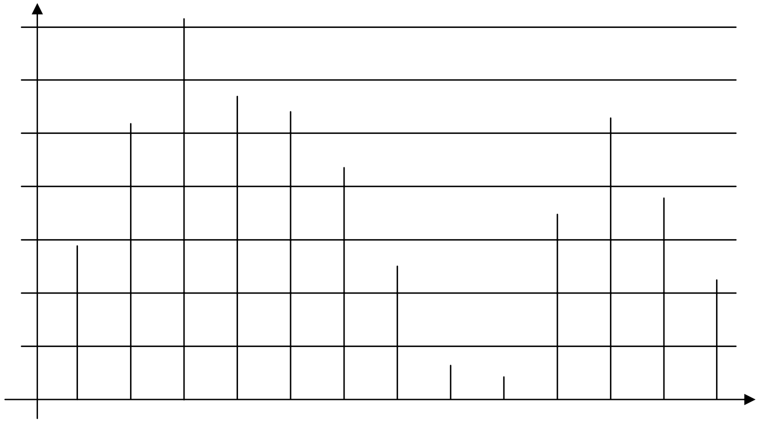


Durch Pulsamplituden-Modulation erhält man ein wert-kontinuierliches und zeitdiskretes Signal:

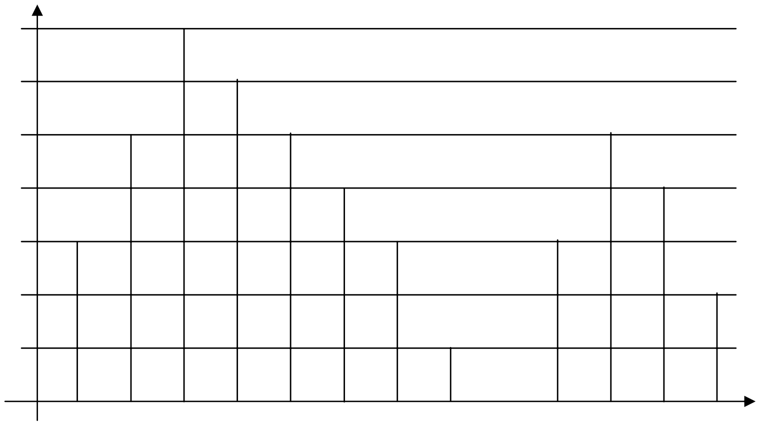




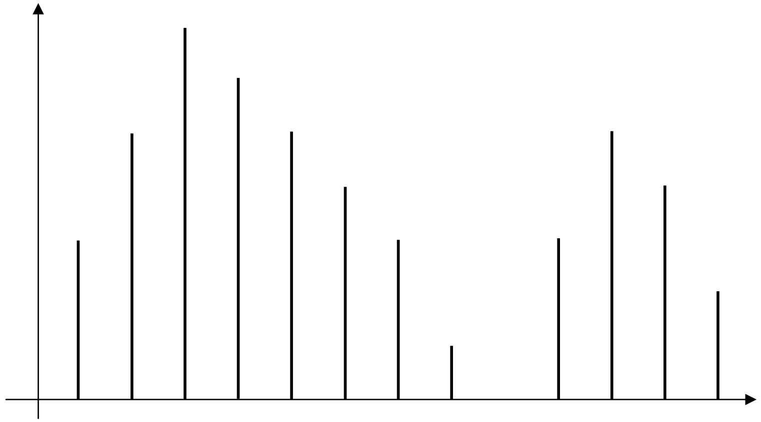
Quantisierung der Amplitudenwerte ergibt ein wert- und zeitdiskretes Signal:



Äquidistante Quantisierung auf acht Werte:



Durch Pulsecode-Modulation erhaltenes wert- und zeit-diskretes Signal:



Bemerkungen:

(i) **Bei der Zeitdiskretisierung sollte man auf die Einhaltung des Nyquist-Kriteriums achten, sonst erhält man Aliaseffekte.**

(ii) **Die Quantisierung führt zu einem Quantisierungsfehler.**

(iii) **Zu einer ersten Abschätzung des Quantisierungsrauschens QR:**

Repräsentieren die Amplitudenwerte Energien oder Leistungen, dann gilt bei 2^n Linearstufen:

$$QR \approx 10 * \log_{10} (1/2^n) = 10 * \log_{10} (2^{-n})$$
$$= - 10 * n \log_{10} 2 \approx - 3 * n \ \text{dB}$$

Pulscode-Modulation im Zusammenhang mit menschlichem Hören und Telephonie:

Man schätzt, daß die kleinste Bestrahlungsstärke, die der Mensch noch wahrnimmt, $2*10^{-12}$ Watt/m^2 beträgt. Die größte "noch ertragbare" Bestrahlungsstärke ist etwa um den Faktor 10^{12} größer. Ein Telephonkanal stellt einen maximalen Frequenzbereich von 4.000 Hz zur Verfügung. Das Abtasttheorem fordert eine Mindestabtastrate von 8.000 Abtastungen pro Sekunde, damit erfolgt alle 125 µs eine Amplitudenbestimmung. Es bleibt die Festlegung der Zahl der Quantisierungsstufen.

Fordert man für die Quantisierung einen minimalen Signal-Rausch-Abstand von 65 dB, dann gilt:

$$65 = 20 * \log_{10} x$$
$$x = 10^{3,25} \approx 1778$$

(Bemerkung: Man verwendet den Faktor 20, weil man auf Telephonleitungen Spannungen oder Stromstärken mißt und nicht Energien oder Leistungen.)

Die Unterscheidung von 1778 Werten erfordert bei einer Bitcodierung 11 Bit. Im Telephonsystem verwendet man nur 8 Bit, indem man kleine Amplitudenwerte relativ genauer als große Amplitudenwerte darstellt. Es sind zwei Kompandierungsfunktionen weit verbreitet, in Europa die A-Kennlinie und in den USA und Japan die µ-Kennlinie.

A-Kennlinie:

Seien A = 87,56 und B = 1 + ln(A).

$$y = \begin{cases} (1 + \ln(Ax)) / B & \text{für } 1/A \le x \le 1 \\ A*x / B & \text{für } -1/A \le x \le 1/A \\ (1 + \ln(-Ax)) / B & \text{für } -1 \le x \le -1/A \end{cases}$$

µ-Kennlinie:

$$y = \operatorname{sgn}(x) * \ln(1+\mu|x|) / \ln(1+\mu) \quad \text{für } -1 \le x \le 1$$
mit $\mu = 255$.

Bemerkung: Den Argumentbereich teilt man bei beiden Kompandierungen in einzelne Segmente auf, innerhalb deren man jeweils linear interpoliert. Beide Codierungsvorschriften sind in der ITU-Empfehlung G.711 festgeschrieben.

Format eines PCM-Codeworts:

a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7
Vorzeichen, + = 1, − = 0	Segmentangabe			lineare Codierung			

Intervalleinteilung für positiven Teil der A-Kennlinie:

	x = 1	y = 1
Segment +7		
	x = 1/2	y = 0,873336
Segment +6		
	x = 1/4	y = 0,746672
Segment +5		
	x = 1/8	y = 0,620008
Segment +4		
	x = 1/16	y = 0,493343
Segment +3		
	x = 1/32	y = 0,366679
Segment +2		
	x = 1/64	y = 0,240015
Segment +1b		
	x = 1/128	y = 0,125004
Segment +1a		
	x = 0	y = 0

Bemerkung: **Innerhalb der einzelnen Segmente interpoliert man linear.**

Bemerkung: **8.000 Werte pro Sekunde je zu 8 Bit ergibt einen Telephonkanal von 64 kb/s.**

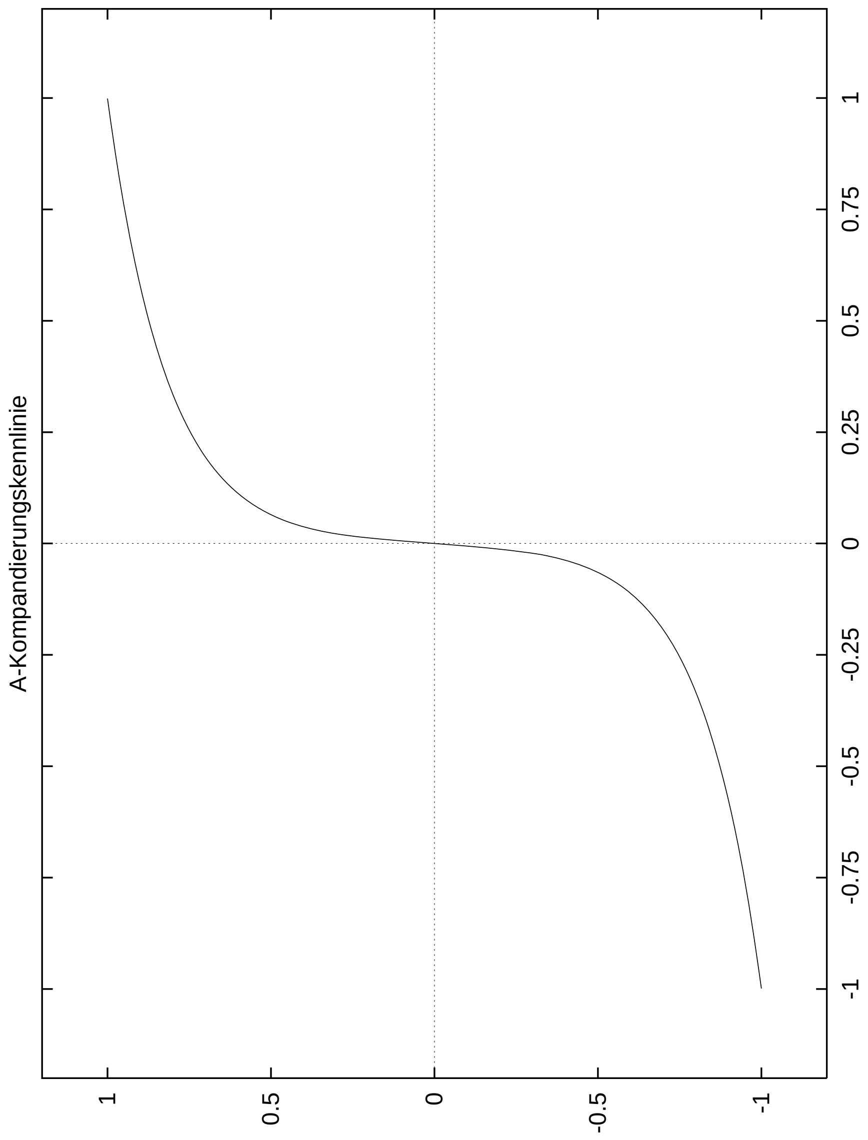
Die Umkehrfunktionen:

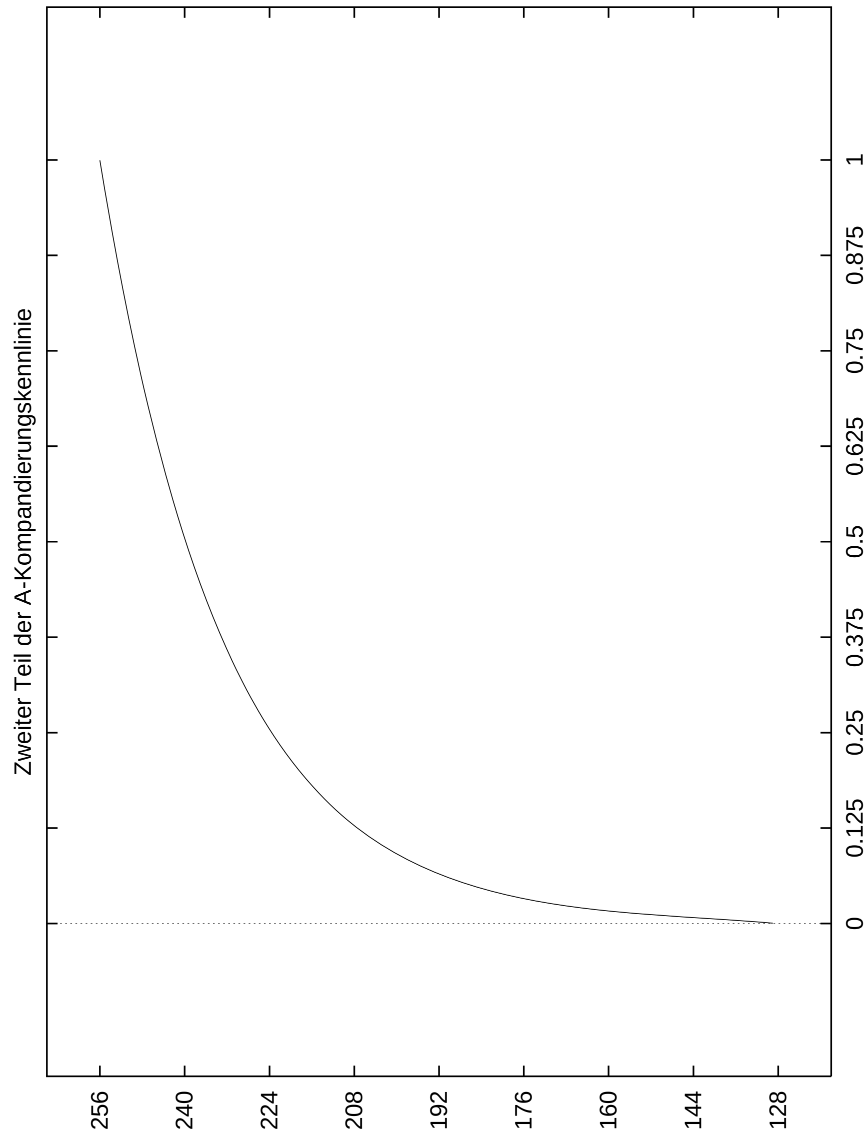
für das A-Gesetz: $F^{-1}(x) =$

$$\operatorname{sgn}(x) * |x| * (1 + \ln(A)) / A \quad \text{für } 0 \le |x| \le 1/(1+\ln(A))$$

$$\operatorname{sgn}(x) * \exp(|x|*(1+\ln(A)) - 1) / A \quad \text{für } 1 / (1+\ln(A)) \le |x| \le 1$$

für das µ-Gesetz: $F^{-1}(x) = \operatorname{sgn}(x) * ((1+\mu)^{|x|} - 1) / \mu$





Reduzierung von 11-Bit-Werten auf 8-Bit-Werte mittels μ-Gesetz, hier nur nichtnegative Werte:

0/1024	**--**	**0**
1/1024	**--**	**5**
2/1024	**--**	**9**
3/1024	**--**	**13**
4/1024	**--**	**16**
5/1024	**--**	**19**
6/1024	**--**	**21**
7/1024	**--**	**23**
8/1024	**--**	**25**
	⋮	
256/1024	**--**	**96**
257/1024	**--**	**96**
258/1024	**--**	**96**
259/1024	**--**	**97**
	⋮	
512/1024	**--**	**112**
513/1024	**--**	**112**
514/1024	**--**	**112**
515/1024	**--**	**112**
	⋮	
1000/1024	**--**	**127**
1001/1024	**--**	**127**
1002/1024	**--**	**127**
1003/1024	**--**	**127**

Bemerkung: **Bei der Rücktransformation von 8-Bit-Werten zu 11-Bit-Werten tritt ein Informationsverlust auf. Man sieht schön den Nutzen der linearen Approximation.**