4. Störungen und Signal-Rausch-Abstand

(Übergang von Fremdsignalen in den Übertragungsweg)

4.1 Intermodulation

= Übertragung der Modulation (d.h. Information) von einem modulierten Trägersignal auf ein anderes Trägersignal infolge Aussteuerung einer nicht (ausreichend) linearen Kennlinie mit mehreren Signalen gleichzeitig.

- hat Bedeutung für analoge und digitale Signale bei breitbandigen, mehrkanaligen Trägerfrequenz-Übertragungsstrecken (TDMA)
  >>> mehrere modulierte Trägersignale gleichzeitig vorhanden

- hat keine Bedeutung für digitale Signale bei Zeitmultiplexbetrieb (TDMA)
  >>> Signale nie gleichzeitig vorhanden

4.2 Nebensprechen

= Übergang eines Signalanteils von einem Übertagungskanal auf einen anderen

Definitionen: Nah- und Fernnebensprechen

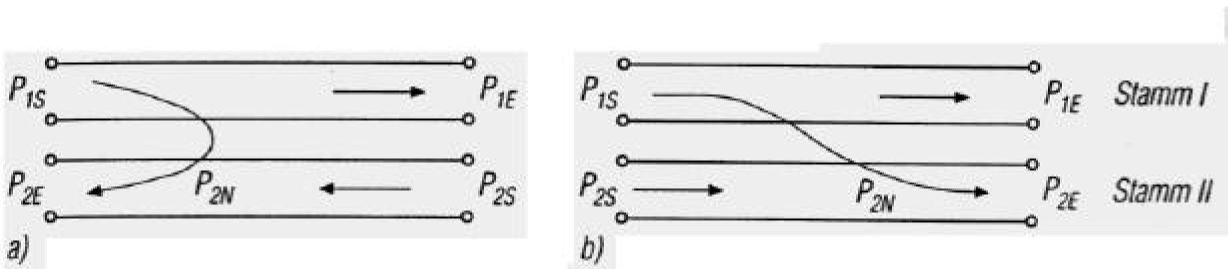
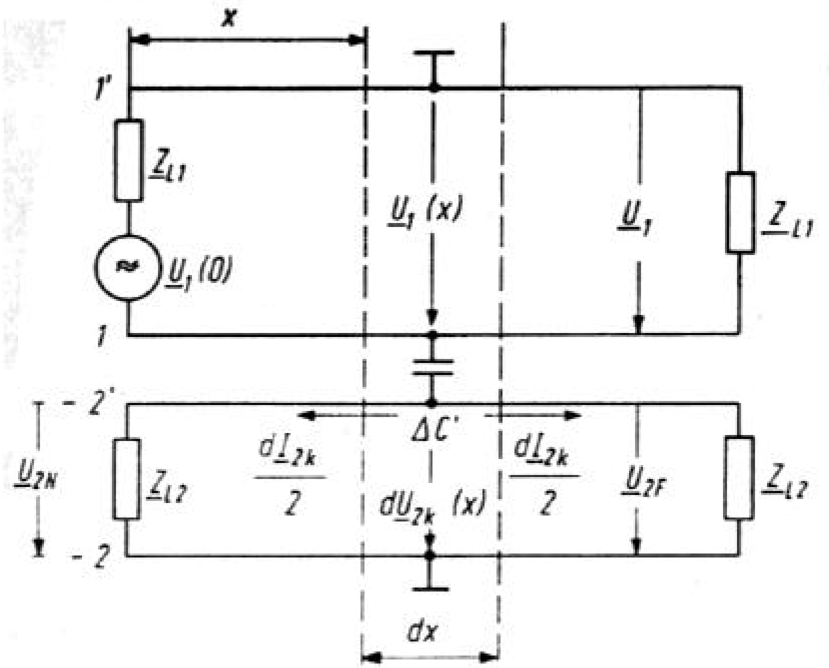


Bild 4.2-1 Zum Nahnebensprechen (a) und Fernnebensprechen (b)

Ursachen:
- Kapazitive Kopplungen
- Induktive Kopplungen
- Phantomkreise (im Fernsprechnetz)
- Intersymbolinterferenz bei Zeitvielfachsystemen (TDMA)

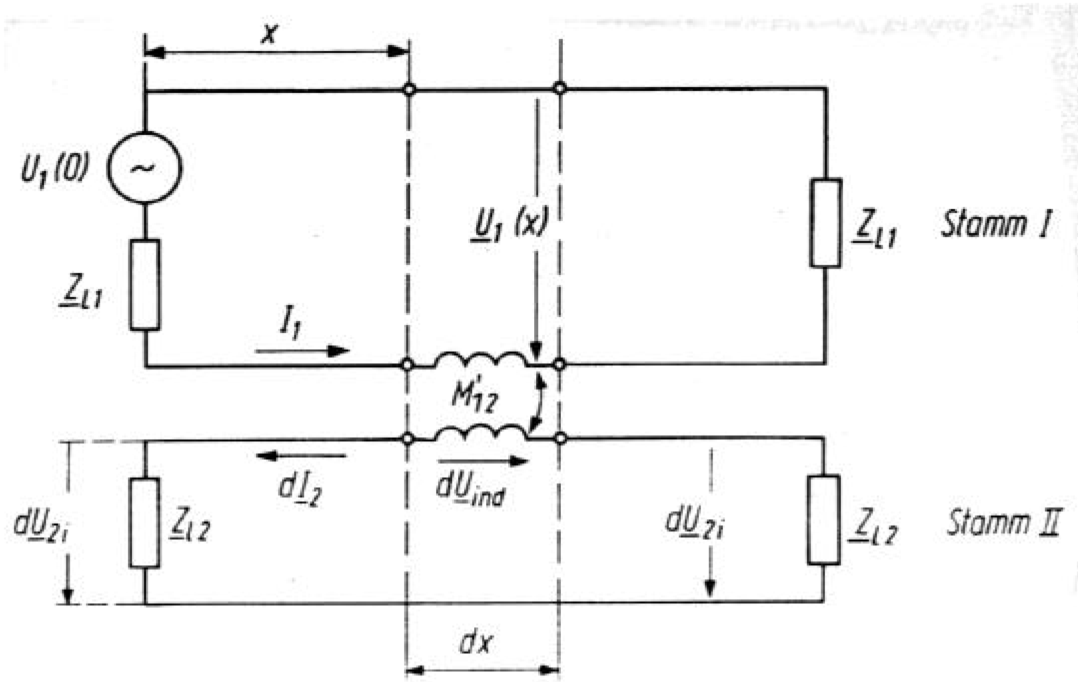
Prinzip des Nah- und Fernnebensprechens durch kapazitive Kopplung

Bild 4.2-2



Prinzip des Nah- und Fernnebensprechens durch induktive Kopplung

Bild 4.2-3



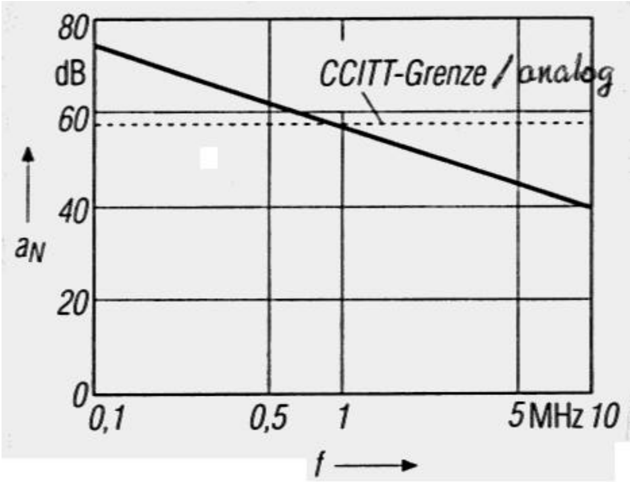
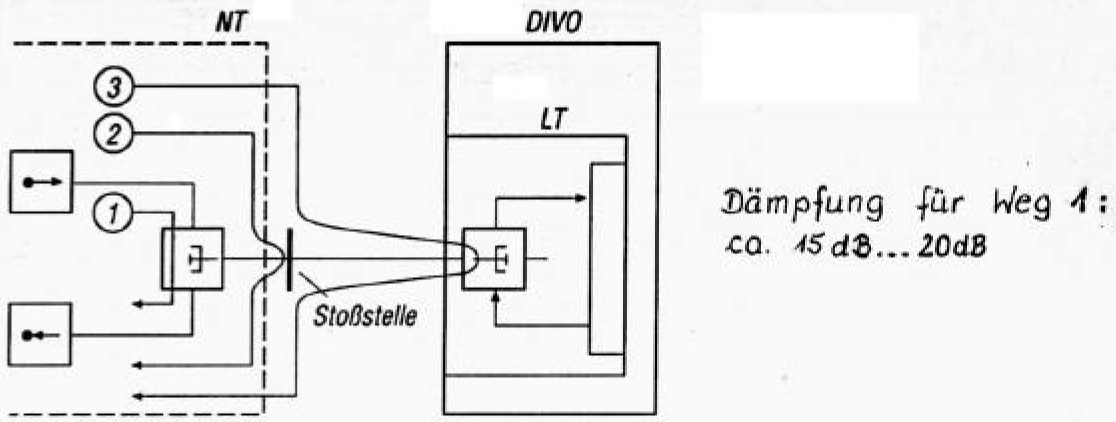


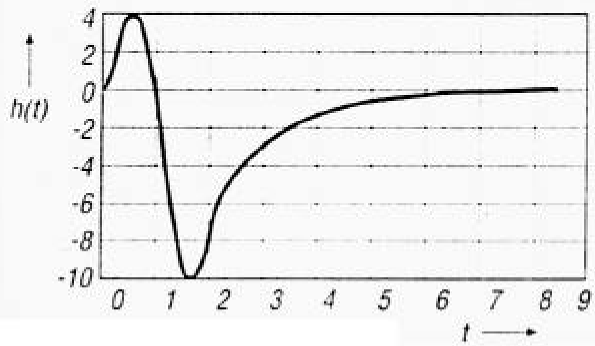
Bild 4.2-4 Nahnebensprechdämpfung bei symmetrischen NF-Kabeln als Funktion der Frequenz

Bei Koaxialkabeln ist das Nebensprechen zwischen eng benachbarten, parallelenKabeln nur bei niedrigen Frequenzen kritisch; Abschirmwirkung steigt mit Einsetzen des Skineffekts oberhalb 1 Mhz.
Bei höheren Frequenzen ist das Nebensprechen viel geringer als bei symmetrischen Zweidrahtleitungen; Minimalwerte der Dämpfung liegen hier bei ca. 85 dB. Dies ist ein Hauptgrund, warum Koaxialkabel für analoge Übertragung bis 60 MHz und für Digital-Systeme bis über 1 GHz einsetzbar sind.

Beispiel: Echo bei Datenübertragung auf Fernsprechanschlussleitungen
Das Echo überlagert sich den regulären Empfangsimpulsen.



Laufwege der 3 Echoanteile. 1) Nahecho; 2) Stoßstelle auf der ASL; 3) Reflexion an der DIVO-Gabel



Verlauf des Echoschweifs (Impulsantwort auf einen cos²-Impuls)

4.3 Rauschen und Störungen

Entstehungsort und Ursachen

- in der Quelle << vernachlässigbar
- auf dem Übertragungsweg
  - Einkoppeln von Störungen in Kabel / vernachlässigbar bei LWL
  - Aufnahme von Störsignalen und Rauschen durch Empfangsantennen
  - Eigenrauschen von Verstärkern (Kabel und LWL)
- im Empfänger << Eigenrauschen

Rauschen von Empfängern und Verstärkern

Ursachen:
- thermisches Rauschen von Widerständen und Halbleitern
- Stromrauschen von Halbleitern

Beispiel: Widerstandsrauschen

Rauschleistung $P_N = 4k \cdot T \cdot B$;

$k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Ws/K (Boltzmann-Konstante)
T = absolute Temperatur
B = Bandbreite des Rauschsignals

Verteilung der Rauschleistung gleichmäßig über der Frequenz (bis ca. 10^{12} Hz)
= „Weißes Rauschen“

Auftreten (Wahrscheinlichkeitsdichte) der Signalwerte nach Gaußverteilung

Für andere Rauschquellen gelten andere Spektralverteilungen.
Rauschleistungen mehrerer Quellen addieren sich (bei statistischer Unabhängigkeit).

Die Rauschzahl F eines Verstärkers oder Empfängers gibt die Verschlechterung des Signal-Rausch-Abstands an, die durch das Eigenrauschen bewirkt wird:

$$F = \frac{P_{S1} / P_{N1}}{P_{S2} / P_{N2}} = \frac{P_{N2}}{V \cdot P_{N1}}$$

P_{S1}, P_{S2} Signalleistung am Eingang bzw. Ausgang
P_{N1}, P_{N2} Störleistung am Eingang bzw. Ausgang
V Leistungsverstärkung

Es ist immer $F \geq 1$.
Man kann sich sämtliche Rauschquellen des Verstärkers oder Empfängers in einer Ersatz-Rauschspannungsquelle am Eingang zusammengefasst denken. Diese Ersatzquelle liefert dann zusätzlich zu der Rauschleistung, die über den Kanal ankommt, die Zusatzrauschleistung

$$P_{N,ZU} = (P_{N2}/V) - P_{N1}$$

Eigenrauschen einer Leitung

Eine Leitung wirkt als Rauschquelle immer gleich, unabhängig von ihrer Länge.
Ist der Abschluss an den Wellenwiderstand angepasst (meist gegeben), so gilt

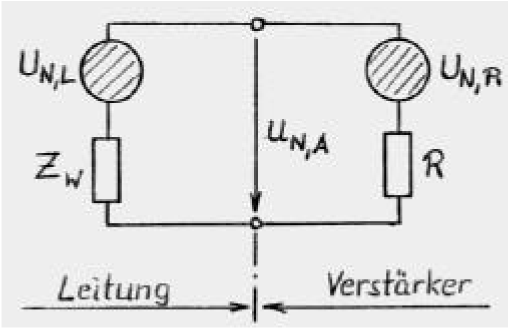


Bild 4.3-1 Rausch-Ersatzquelle der Leitung

Effektivwerrt der Rauschspannung am Abschluss $R = Z_W$

$$U_{N.A} = \sqrt{2kTBR}$$

$$= 35\text{ nV} \text{ bei } B = 3100\text{ Hz}, \; R = 50\ \Omega$$

4.4 Signal-Rausch-Abstand auf einer Übertragungsstrecke, Grenzwerte

Analoge Systeme

Störungen werden genauso gedämpft oder verstärkt wie die Nutzsignale auch. Sind Störungen einmal in den Kanal eingedrungen, können sie nicht mehr entfernt werden. Je länger eine Strecke ist, umso mehr Störungen können aufgenommen werden; jeder Verstärker verschlechtert durch sein Eigenrauschen den Signal-Rausch-Abstand. International vereinbarte Werte begrenzen die zulässige Größe von Störungen.

Digitale Systeme

Anzahl der Signalwerte ist begrenzt. Wenn Störungen unter einer bestimmten (von den Eigenschaften des Systems abhängigen Größe) gehalten werden, so können die impulsförmigen Verläufe fehlerfrei regeneriert werden >> der Signal-Rausch-Abstand kann in einem festen Bereich gehalten werden. Das ist ein wesentlicher Vorteil digitaler Signale, denn dadurch wird die Übertragungsqualität unabhängig von der Distanz. Entsprechendes gilt für die Qualität gespeicherter Signale.

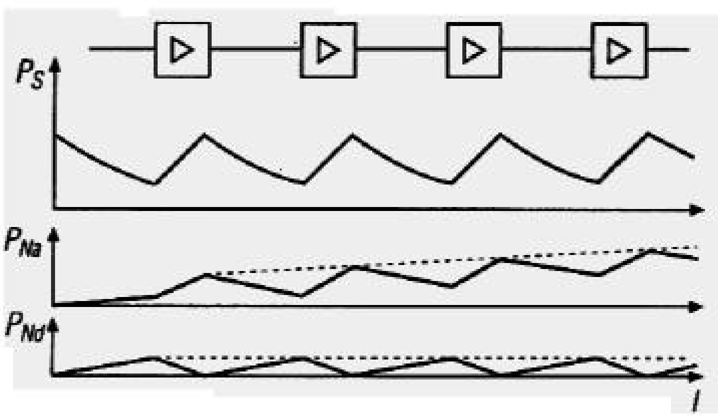


Bild 4.4-1
Störverhalten der analogen und der digitalen Übertragung längs einer Strecke.
P_S : Signalleistung
P_{Na} bzw. P_{Nd} : Störleistung bei analoger bzw. digitaler Übertragung
l : Streckenlänge

4.5 Augendiagramme zur Kontrolle der Übertragungsqualität

Durch Verzerrungen und Störungen ergibt sich z.B. folgende Veränderung eines Sendesignals s(t), (s. 4.6) :

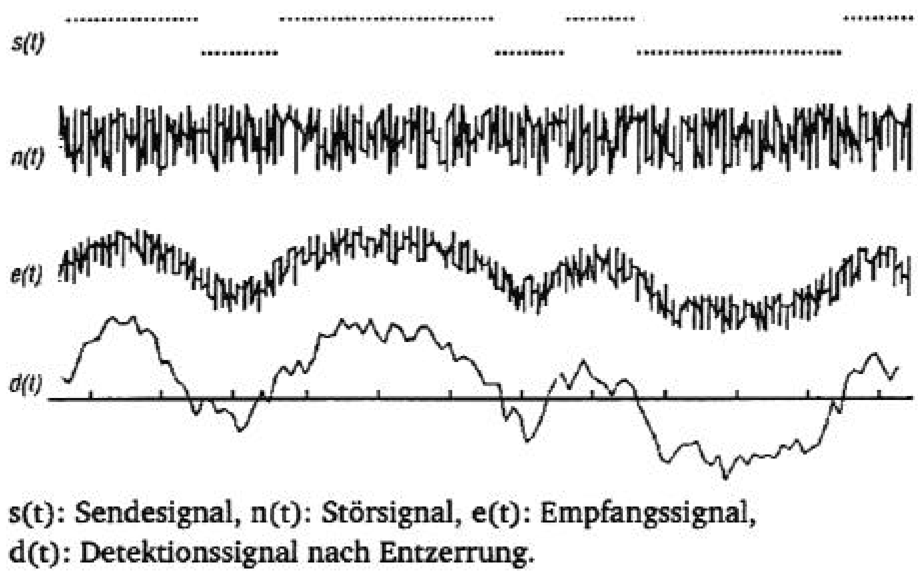


Bild 4.5-1 Veränderung des Sendesignals s(t): durch Zusatz von Störungen n(t) und Verzerrungen entsteht das Empfangssignal e(t), das durch eine Entzerrerstufe von einem Teil der Störungen wieder befreit und in der Form verbessert wird, so dass ein leichter detektierbares Signal d(t) entsteht.

Das Detektionssignal d(t) muss abgetastet und in einem Entscheider in ein binäres Signal zurückverandelt werden. Wie gut dies möglich ist, lässt sich an einem „Augendiagramm“ erkennen.
Das Augendiagramm entsteht, wenn viele aufeinander folgende Signalabschnitte auf dem Oszilloskop übereinander geschrieben werden; die Triggerung erfolgt dabei mit dem Signaltakt.

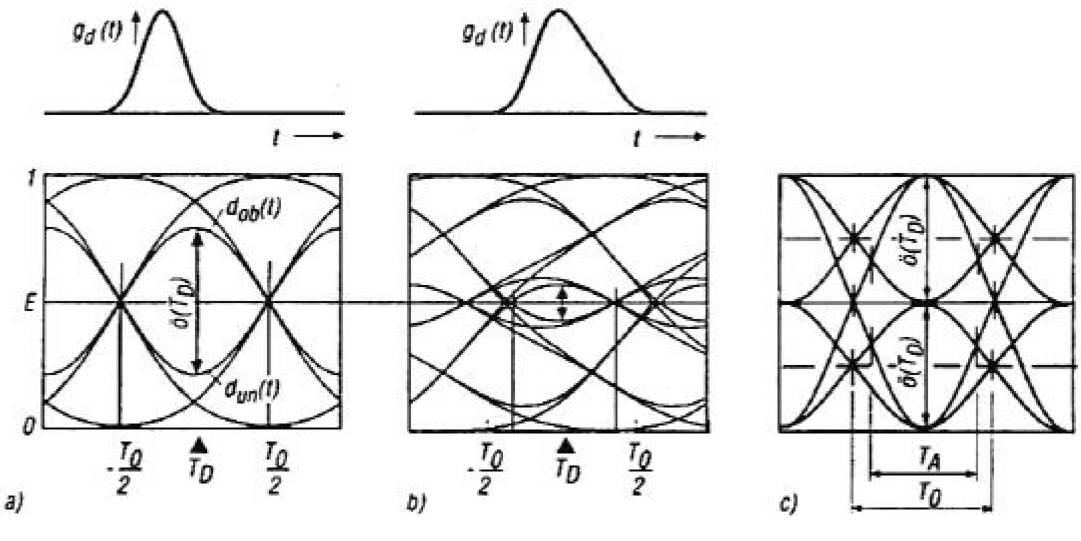
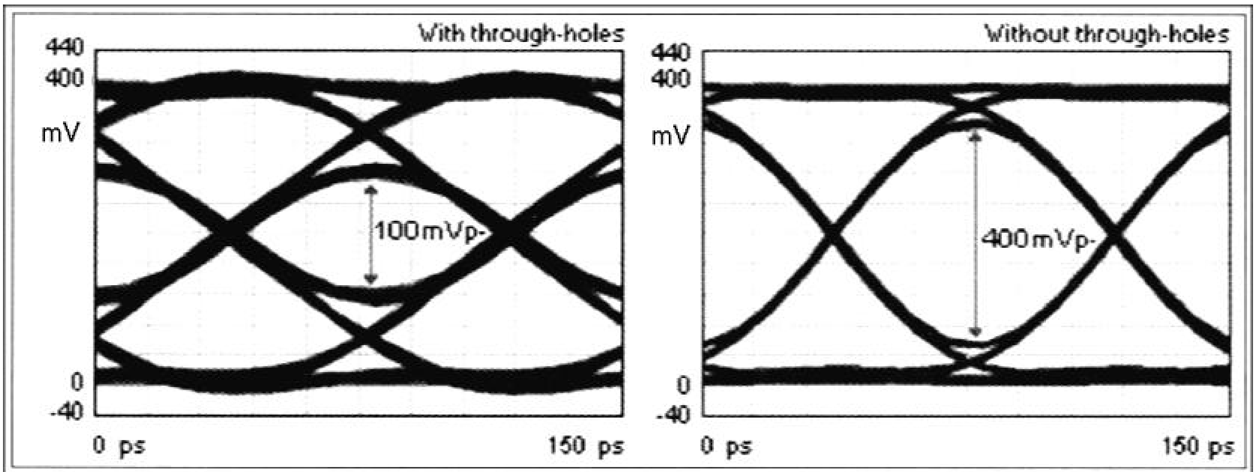


Bild 4.5-2 Augendiagramme für a) symmetrischen und b) unsymmetrischen Grundimpuls, c) AMI-Signal.

T_0: Impulsperiode, T_A: Augenöffnungsdauer, $ö(T_D)$: Augenöffnungshöhe zum Abtastzeipunkt

Praktische Beispiele: Augendiagramme von Signalen nach Übergang über eine Steckerleiste



Yamaichis AMC-Steckverbinder ist ein SMT-Bauteil, und die »Augen« sind wesentlich weiter offen als bei Durchsteck-Varianten

Bild 4.5-3 Vergleich der Augendiagramme von binären Signalen.
Links: Steckverbinder mit Durchkontaktierung in der Platine, rechts: Steckverbinder in SMT-Technik. Taktfrequenz: ca. 12,5 GHz.

SMT: A circuit board packaging technique in which the leads (pins) on the chips and components are soldered on top of the board, not through it. Boards can be smaller and built faster. SMT stands for surface mount technology, and an SMD is a surface mount device. Contrast with socket mount and thru-hole.

4.6 Empfang digitaler Signale bei mäßigen Störungen

4.6.1 Übersicht

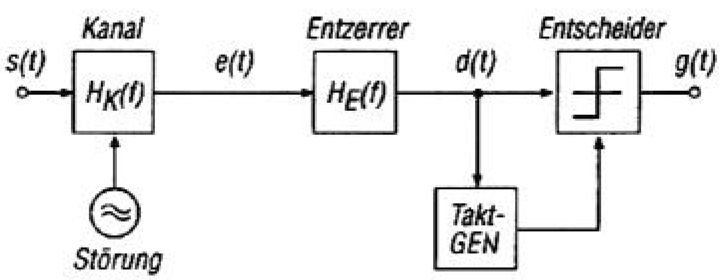


Bild 4.6-1 Funktionsschema: digitaler Übertragungskanal und Empfängerbaugruppen zur Signalregenerierung

Das Funktionsschema in Bild 4.6-1 zeigt

- den Kanal mit der - meist nicht idealen - Übertragungsfunktion $\underline{H}_K(f)$
  sowie der Addition von Störsignalen n(t),
  das Quellensignal s(t) wird durch den Kanal beeinträchtigt,
  am Kanalende tritt das Empfangssignal e(t) aus

- den sog. Entzerrer als erste Baugruppe des Empfängers mit folgenden Aufgaben:

  1.) Kompensation (= Entzerrung) des Kanalfrequenzgangs $\underline{H}_K(f)$
  2.) Verminderung der Störungen durch Bandbegrenzung,
  die sog. Impulsformung
  3.) Verstärkung

  Der Entzerrer setzt das Empfangssignal e(t) in das Detektionsgrundsignal d(t) um.

- den Takt-Generator, der aus dem Detektionsgrundsignal d(t) das Taktsignal regeneriert

- den Entscheider, der zu den Zeitpunkten, die vom Takt vorgegeben werden, entscheidet, welche Signalwertstufe empfangen wird. Bei fehlerfreiem Empfang ist das Ausgangssignal g(t) eine genaue Reproduktion des Sendesignals; das gilt sowohl für die Amplitudenwerte als auch für die Dauer der Sendeimpulse.

Beispiele für die Signale s(t), n(t), e(t) und d(t) siehe Abschn. 4.5.

4.6.2 Entzerrer

<u>Aufgaben:</u>

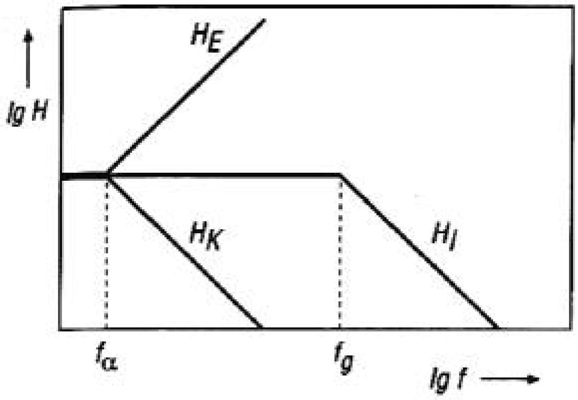
Die Übertragungsfunktionen von Kanal, Entzerrung und Impulsformung
bilden eine Gesamtübertragungsfunktion

$$\underline{H}_{ges}(f) = \underline{H}_K(f) \cdot \underline{H}_E(f) \cdot \underline{H}_I(f)$$

die die Forderungen für verzerrungsfreie Übertragung (siehe 3.1.3.1) erfüllen
und nur die erforderliche Mindestbandbreite aufweisen soll, so dass Störungsanteile,
die im Frequenzbereich außerhalb der Nutzbandbreite liegen, eliminiert werden.

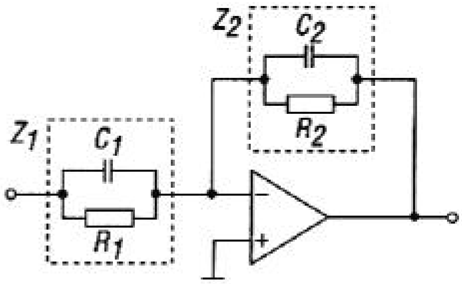
Zur Erläuterung der Funktionsweise eines Entzerrers:

Bild 4.6-2 Die Übertragungsfunktionen von Kanal (= H_K), Entzerrerteil (= H_E) und Impulsformer (= H_I)



Beispiel für eine einfache Entzerrer- und Impulsformerschaltung mit OPV:

Bild 4.6-3 Schaltung mit Operationsvertstärker für Entzerrung und Impulsformung



Bei sehr großer Vestärkung des OPV ist die Gesamtübertragungsfunktion

$\underline{H}_{EI}(f) = -\underline{Z}_2 / \underline{Z}_1$

4.6.3 Signalregenerierung

= Wiederherstellen von Amplitudenwerten und Zeitraster

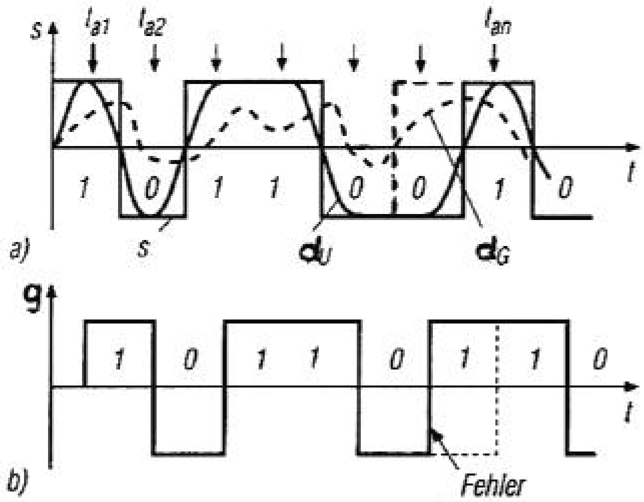
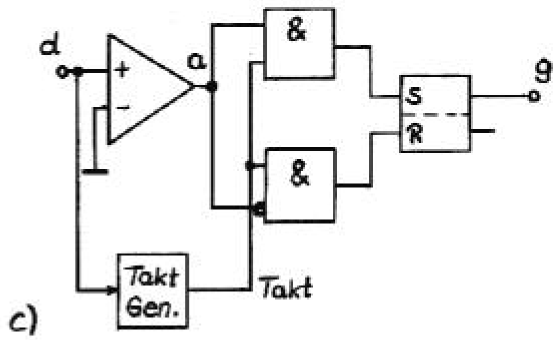


Bild 4.6-4

a) Schwellenentscheidung
bei gestörtem (d_G) und bei ungestörtem (d_U) Empfangssignal

b) Reproduktion des Sendesignals (g)
mit Fehler infolge Störung



c) Blockschaltbild des Regenerators

Die Taktrückgewinnung kann mit Resonanzkreis oder Phasenregelkreis (PLL) erfolgen. Für nähere Angaben wird auf die Literatur (z.B.) verwiesen.

Das binäre Signal a(t) nach der Amplitudenregeneration wird zu den Zeitpunkten, zu denen es mit der größten Wahrscheinlichkeit den richtigen Wert +A oder -A annimmt, abgetastet.
Der rückgewonnene Takt muss dafür die optimale Phasenlage haben.

Das Ausgangssignal g(t) Regenerators kann wieder auf eine Leitung gegeben werden.
Nach Übertragung über mehrere Kilometer ist eine erneute Regenerierung nötig.
Beispiel: Regeneratorabstände im Fernsprechnetz bei PCM-Übertragung

System	Bitrate	Regeneratorabstand	Übertragungsmedium
PCM 30	2048 Bit/s	2,2 ... 4,4 km	NF-Kabel
PCM 480	34368 Bit/s	3 ... 5 km	TF-Kabel
PCM 1920	139 264 Bit/s	50 km	Lichtwellenleiter
PCM 7680	564 992 Bit/s	40 km	Lichtwellenleiter

4.7 Bitfehlerwahrscheinlichkeit eines Binärkanals

Ein Binärkanal arbeite mit symmetrischen Signalen mit der Zuordnung $+U_0 = 1$ und $-U_0 = 0$. Dem Nutzsignal sei normalverteiltes Rauschen (nach Gauß) mit dem Effektivwert $U_{R,eff}$ überlagert. Die folgende Abbildung zeigt den Zeitverlauf des Binärsignals und die Verteilungsdichten $p_1(u)$ für die binäre „1" und $p_0(u)$ für die binäre „0".

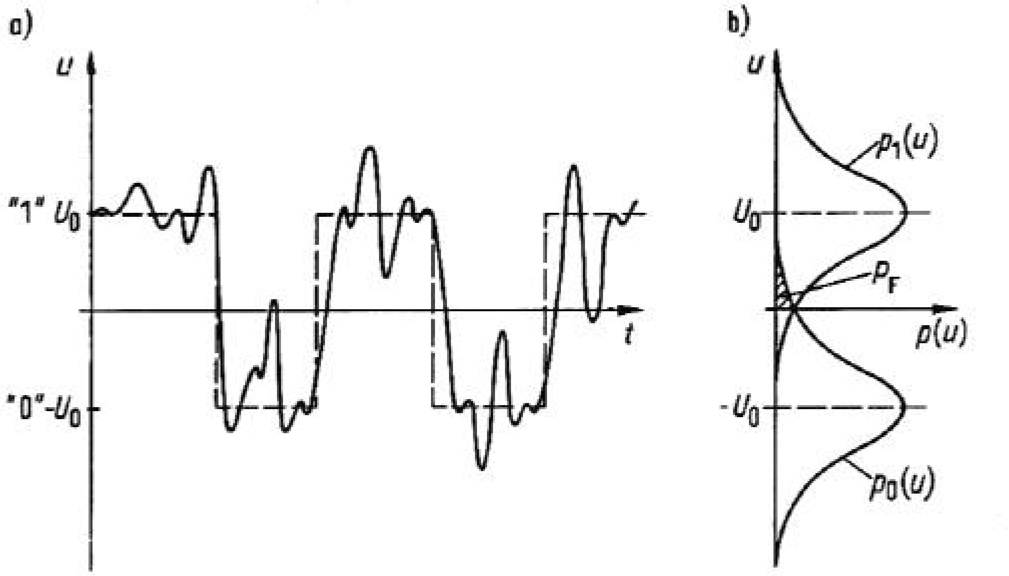


Bild 4.7-1 Symmetrisches Binärsignal und Verteilungsdichten für die verrauschten Signalpegel „1" und „0"

Die Schwelle für die Entscheidung zwischen den beiden Signalwerten ist die Spannung 0V. Aufgrund des überlagerten Rauschens kann unter Umständen das Signal bei Empfang der binären „0" fälschlicherweise als „1" erkannt werden und umgekehrt. Die Fehlerwahrscheinlichkeit P_e ist bei einem binären Kanal in beiden Fällen gleich. Sie wird durch die schraffierte Fläche unter der Verteilungsdichte p_0 dargestellt. Mit der Verteilungsfunktion

$$p_0(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}U_{R,eff}} \cdot e^{\frac{-(u+U_0)^2}{2U_{R,eff}^{\;2}}} \quad \text{mit } U_{R,eff} = \sigma = \text{Standardabweichung}$$

wird die Fehlerwahrscheinlichkeit

$$P_e = \int_0^\infty p_0(u)du = ½ \left[1\text{- erf}\left(\frac{U_0}{\sqrt{2}U_{R,eff}}\right)\right]; \qquad \frac{U_0}{U_{R,eff}} = \text{Signal-Rausch-Abstand}$$

Anm.: Allgemein steht für U_0 der Nutzsignalwert ohne Rauschen.

Die Funktion erf(y) ist das sog. *Fehlerintegral* (Error Function).

Tabelliert sind die Werte für erf(y) = $\frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_{t=0}^{y} e^{-t^2}dt$

sowie das komplementäre Fehlerintegral erfc(y) = 1- erf(y).

erfc(y) ist hier für die Berechnung der Fehlerwahrscheinlichkeit P_e günstiger zu verwenden.

y	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
erfc(y)	1,00	0,888	0,777	0,671	0,572	0,480	0,396	0,322	0,258	0,203
y	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9
erfc(y)	0,157	0,120	8,97 -2	6,60 -2	4,77 -2	3,39 -2	2,37 -2	1,62 -2	1,09 -2	7,21 -3
y	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4	2,5	2,6	2,7	2,8	2,9
erfc(y)	4,68 -3	2,98 -3	1,86 -3	1,14 -3	6,89 -4	4,07 -4	2,36 -4	1,34 -4	7,50 -5	4,11 -5
y	3,0	3,1	3,2	3,3	3,4	3,5	3,6	3,7	3,8	3,9
erfc(y)	2,21 -5	1,17 -5	6,03 -6	3,06 -6	1,52 -6	7,44 -7	3,56 -7	1,67 -7	7,70 -8	3,48 -8
y	4,0	4,1	4,2	4,3	4,4	4,5	4,6	4,7	4,8	4,9
erfc(y)	1,54 -8	6,70 -9	2,86 -9	1,19 -9	4,89-10	1,97-10	7,75-11	3,00-11	1,14-11	4,2-12

Bild 4.7-2 Tabelle der komplementären Fehlerfunktion erfc(y).
Die angegebenen Zahlen -2 bis -12 bedeuten Exponenten von 10; z.B. ist 8,97 -2 gleich $8{,}97\cdot 10^{-2}$.

Beispiel: Die Fehlerwahrscheinlichkeit bei der Fernsprechübertragung mit PCM ist mit $P_e < 10^{-5} \dots 10^{-7}$ festgelegt.

Der Quotient U_0/σ lässt sich bequem durch den Störabstand r_m ausdrücken, in diesem Fall als logarithmisches Verhältnis der *maximalen* Signalleistung U_0^2 zur effektiven Störleistung $U_{R,eff}^2$:

$$r_m = 10 \lg \frac{U_0^2}{U_{R,eff}^2} = 20 \lg \frac{U_0}{U_{R,eff}}$$

Damit nimmt die Berechnungsformel für P_e die mehr praktische Form an:

$$P_e = \tfrac{1}{2}\left[1 - \mathrm{erf}\ \frac{1}{\sqrt{2}} 10^{\frac{r_m}{20}}\right] = \tfrac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\frac{1}{\sqrt{2}} 10^{\frac{r_m}{20}}\right) = \tfrac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\frac{U_0}{\sqrt{2}\cdot U_{R,eff}}\right)$$

In der Tabelle Bild 4.7-3 sind die mit der obigen Formel berechneten Werte von P_e angegeben. Weiterhin enthält die Tabelle die mittlere Anzahl von Bitfehlern bei einer PCM-Sprachübertragung mit 64 kbit/s. Diese Fehler werden bei der Sprachübertragung zu ca. 30% als Knacke hörbar.

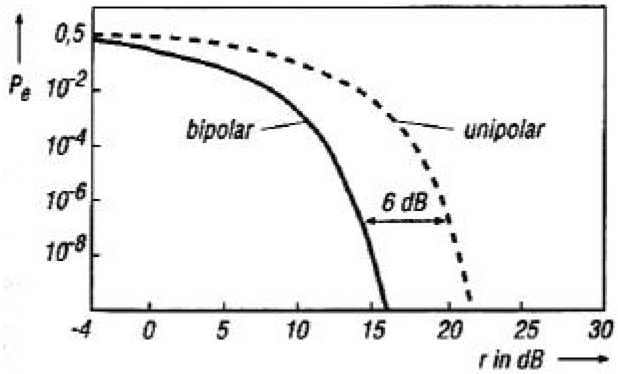
Der Verlauf der Funktion $P_e(r_m)$ ist in Bild 4.7-4 dargestellt.

S_d/σ	r_m	P_e	Fehleranzahl
2,32	7,3	10^{-2}	640 pro s
3,72	11,4	10^{-4}	6,4 pro s
4,76	13,55	10^{-6}	3,84 pro Min
5,63	15	10^{-8}	2,3 pro Std
6,30	16	10^{-10}	0,55 proTag

Bild 4.7-3 Fehlerwahrscheinlichkeit P_e als Funktion des Störabstandes r_m bei Bipolarsignal

Vergleichbare Berechnungen lassen sich auch für unsymmetrische Binärsignale, für Kanäle mit mehr als zwei Signalstufen oder für die verschiedenen Arten der Digitalmodulation eines Trägers durchführen.

Bild 4.7-4
Verlauf der Funktion $P_e(r)$ für bipolare und unipolare Signale



Anstelle der Fehlerwahrscheinlichkeit wird meist die **Bitfehlerrate BER** (= Bit Error Rate) angegeben. Die BER ist wie P_e vom Störabstand abhängig und gibt die Fehlerwahrscheinlichkeit je Bit Information an. Bei binären Signalen ist die BER gleich P_e.

Bild 4.7-5
Bitfehlerrate über Störabstand R

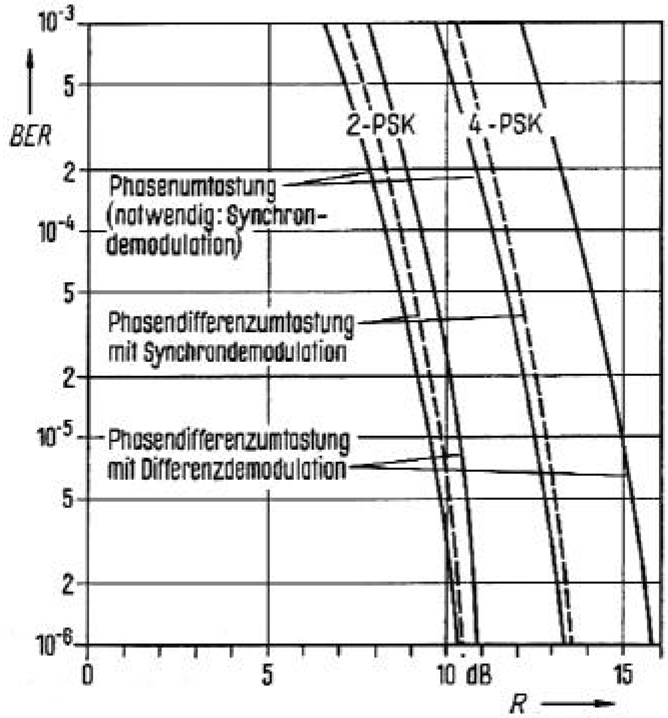
Der Störabstand wird auch durch

$$R = \frac{E_{St}}{N_0}, \quad \dim[R] = 1$$

angegeben. Dabei sind

E_{St} = Signalenergie je Schritt (= Step)
N_0 = Spektrale Rauschleistungsdichte

Anmerkung:
Ein Signalschritt enthält bei mehr als zwei Signalstufen mehr als ein Bit Information.
Die Signalenergie je Bit ist :
$E_{Bit} = E_{St} / \mathrm{ld}(n)$; n = Stufenzahl



4.8 Kanalkapazität nach Shannon

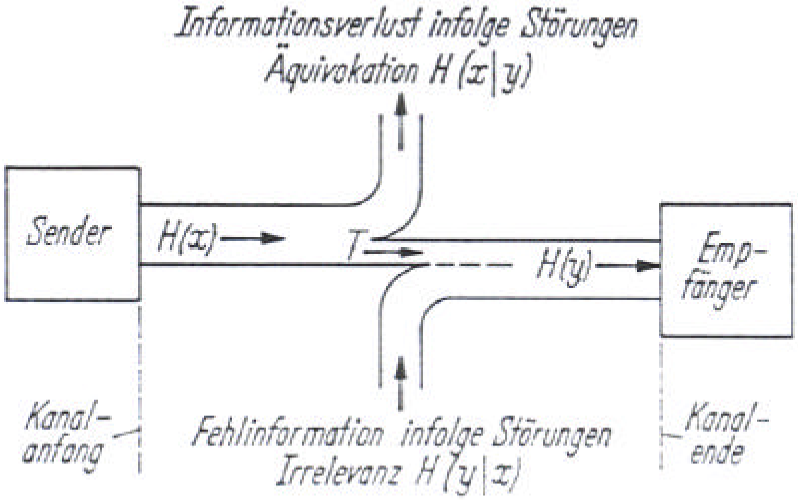


Bild 4.8-1 Schema eines gestörten Übertragungskanals.
H( ): Entropie = mittlerer Informationsgehalt

Gegeben sei eine diskrete Quelle mit n verschiedenen Symbolen (=Sender) mit der Entropie H(x). Ein Teil der am Kanalende empfangenen Zeichen y_j sei wegen der Störungen von den gesendeten Zeichen x_i verschieden. Von der Entropie H(x), die den durchschnittlichen Informationsgehalt pro Zeichen am Kanalanfang angibt, gelange also nur der Teil T, welcher *Transinformation* genannt wird, ans Kanalende. Der Rest, welcher Äquivokation (= Vieldeutigkeit - vom Empfänger her gesehen) genannt wird, geht verloren. Die Äquivokation ist gleich der bedingten Entropie H(x|y).
Damit gilt $T = H(x) - H(x|y)$.

Erläuterung zur <u>Äquivokation</u>:
Die bedingte Entropie H(x|y) ist laut Definition die zusätzliche durchschnittliche Informationsmenge pro Zeichen, die durch die Zeichen x_i dann noch geliefert wird, wenn die Zeichen y_j bereits bekannt sind. Bei gestörter Übertragung enthalten die Zeichen x_i der Quelle neben der Transinformation noch zusätzliche Information, die dem Empfänger verlorengeht.

Erläuterung zur <u>Irrelavanz</u>:
Für den Empfänger wirkt der Kanal wie eine Informationsquelle der Entropie H(y). Diese Entropie setzt sich zusammen aus der Transinformation T und den Störungen und sonstigen nicht verwertbaren Informationen, der Irrelevanz, die gleich der bedingten Entropie H(y|x) ist. Also gilt auch
$T = H(y) - H(y|x)$. Die bedingte Entropie H(y|x) ist laut Definition die zusätzliche durchschnittliche (Fehl-)Information, welche die Zeichen y_j dann noch bringen, wenn die Zeichen x_i bekannt sind. Diese zusätzliche Information, d.h. die zusätzlich beseitigte „Unsicherheit“ beim Empfänger, kann nur von Störungen herrühren.

Bezieht man die Entropieangaben auf die Zeit, so erhält man die Informationflusswerte,
z.B. den Transinformationsfluss T‘.

Die Kanalkapazität C

Eigenschaften:

* C ist durch den Übertragungskanal festgelegt.
* Sind ein diskreter Kanal der Kapazität C und eine diskrete Quelle mit dem Informationsfluss H'(x) gegeben, wobei H' < C ist, dann lässt sich stets ein Code finden, der es erlaubt, die Information mit einem beliebig kleinen Fehler (Äquivokation) über den Kanal zu übertragen.
* Ist H' < C, so kann die Äquivokation kleiner als H'- C+ε gemacht werden, wobei ε beliebig klein ist. Es ist jedoch nicht möglich, die Äquivokation kleiner als H'- C zu machen.

Angabe der Kanalkapazität aus den Kanalkenngrößen:

$$C = T'_{max} = B \cdot \mathrm{ld}\left(\frac{P_S + P_N}{P_N}\right)$$

(nach Shannon)

B = Kanalbandbreite
P_S = mittlere Signalleistung
P_N = mittlere Störleistung

Anmerkung: Für C nach obiger Gleichung ist vorausgesetzt, dass Signal und Rauschen eine Gaußsche Verteilung haben. Die Energie von Sgnalen mit unbeschränktem Wertebereich wird bei Gaußscher Verteilung maximal, die Entropie von Signalen mit beschränktem Wertebereich wird bei Gleichverteilung maximal.

Bei Gleichverteilung für Signal und Rauschen ist das Ergebnis für C dasselbe.

Die o.a. Gleichung der Kanalkapazität ergibt einen **theoretischen Maximalwert**, der praktisch nur durch sehr komplizierte Sende- und Empfangssysteme erreicht werden kann.

Im Normalfall gilt $P_S >> P_N$, so dass $(P_S+P_N)/P_N \approx P_S/P_N$ ist. Dieses Verhältnis (= Störabstand) wird zweckmäßigerweise in dB angegeben. Damit wird die Kanalkapazität

$$\frac{C}{\mathrm{bit/s}} \approx \frac{1}{3}\frac{B}{\mathrm{Hz}}\frac{P_S/P_N}{\mathrm{dB}}$$

Kanal	Bandbreite	Störabstand P_S/P_N	Kanalkapazität C
Telegraphie (50Bd)	25 Hz	15 dB	75 bit/s
Fernsprechkanal	3,1 kHz	50 dB	50 kbit/s
Rundfunk /UKW	15 kHz	70 dB	350 kbit/s
Fernsehen	5 MHz	45 dB	75 Mbit/s

Nachrichtenquader

Eine bestimmte Kanalkapazität C kann durch verschiedene Zuordnungen von Bandbreite und Störabstand erreicht werden.

Beispiel 1) $C = f_{max.1}\ \mathrm{ld}\left(\frac{P_S + P_N}{P_N}\right)$

Beispiel 2) $C = {}^1/_2\ f_{max.1}\ \mathrm{ld}\left(\frac{P_S + P_N}{P_N}\right)^2$

Beispiel 2) $C = {}^1/_3\ f_{max.1}\ \mathrm{ld}\left(\frac{P_S + P_N}{P_N}\right)^3$

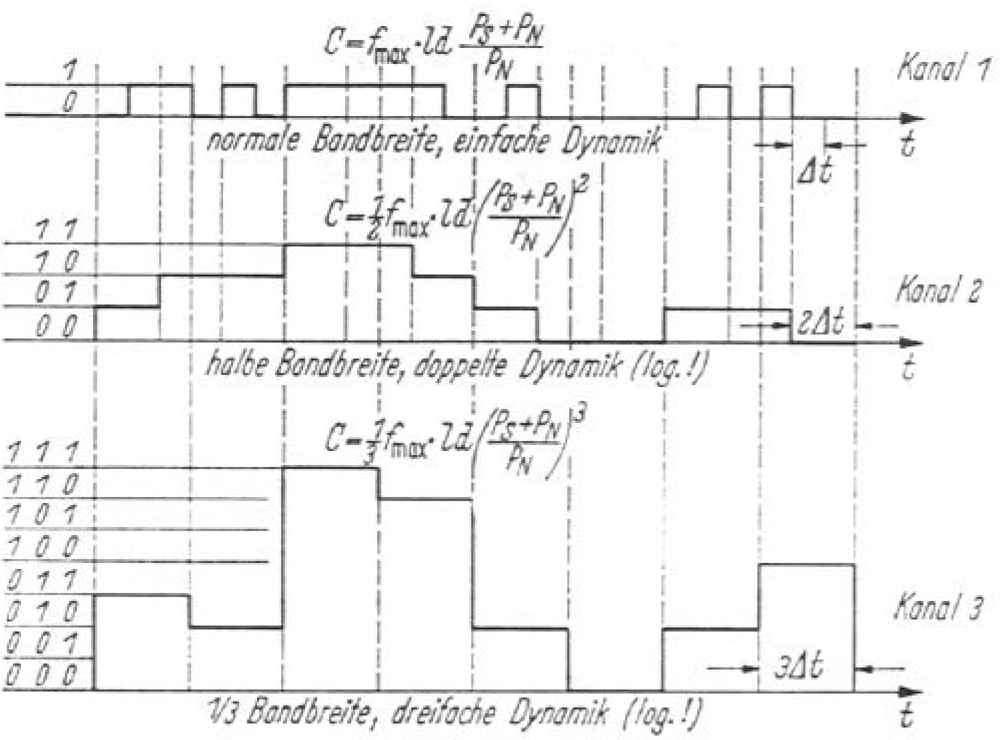


Bild 4.8-2 Verschiedene Aufteilung von Bandbreite und Störabstand
(Der Einfachheit halber sind die Impulse rechteckig gezeichnet. In Wirklichkeit hat man sich hierfür abgerundete Impulse zu denken, wobei deren Form durch die Bandbreite bestimmt ist.)

In der Abbildung oben seien in Kanal 1 Telegraphiezeichen in normaler Bandbreite (f_{max}) angenommen. Die Bandbreite wird durch die Impulsdauer Δt bestimmt.
Will man nur mit der halben Bandbreite - entsprechend 2 Δt bei Kanal 2- auskommen, so muss man die doppelte Dynamik (logarithmisch, in dB) zur Verfügung haben. Die einzelnen Wertestufen der Dauer $2\Delta t$ geben dann in codierter Form die Impulsfolge für zwei aufeinander folgende Abschnitte Δt in Kanal 1 an.
Für ein Signal mit einem Drittel der Normalbandbreite (siehe Kanal 3) gelten die Angaben sinngemäß; man braucht dort die dreifache Dynamik (logarithmisch, in dB).

„Nachrichtenquader“

Wird ein Kanal für eine gewisse Zeitdauer für die Übertragung benutzt, so kann man sich die übertragene Nachrichtenmenge als Quader vorstellen. Dabei bedeuten z.Bsp.

die Quaderbreite: Kanalbandbreite
die Quaderhöhe: Störabstand
die Quaderlänge: Übertragungsdauer

Das Quadervolumen entspricht der Nachrichtenmenge.

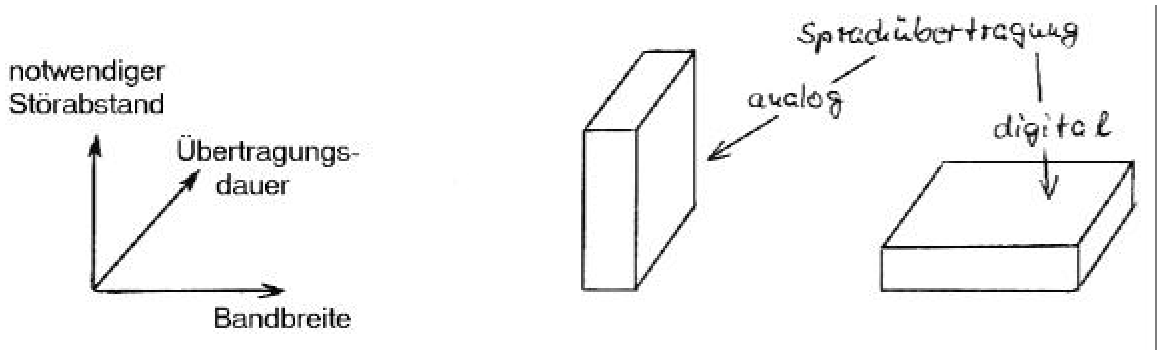


Bild 4.8-3 Drei Kenngrößen der Übertragung als Seiten des Nachrichtenquaders

Die drei Kenngrößen der Übertragung (Bandbreite, Störabstandm Dauer) sind in gewissen Grenzen gegeneinander austauschbar, so dass die Nachrichtenmenge gleich bleibt.

Beispiel: Übergang von analoger Sprachübertragung auf PCM-Verfahren;
bei gleicher Dauer wird der notwendige Störabstand geringer,
dafür wird die Bandbreite größer.

Beispiel: Bildübertragung von Raumsonden zur Erde;
Bandbreite begrenzt (vorgegeben), Störabstand sehr gering;
bei gegebener Nachrichtennmenge (Bildinhalt) wird die Übertragungsdauer
entsprechend groß (Übertragung bewegter Bilder nicht möglich).