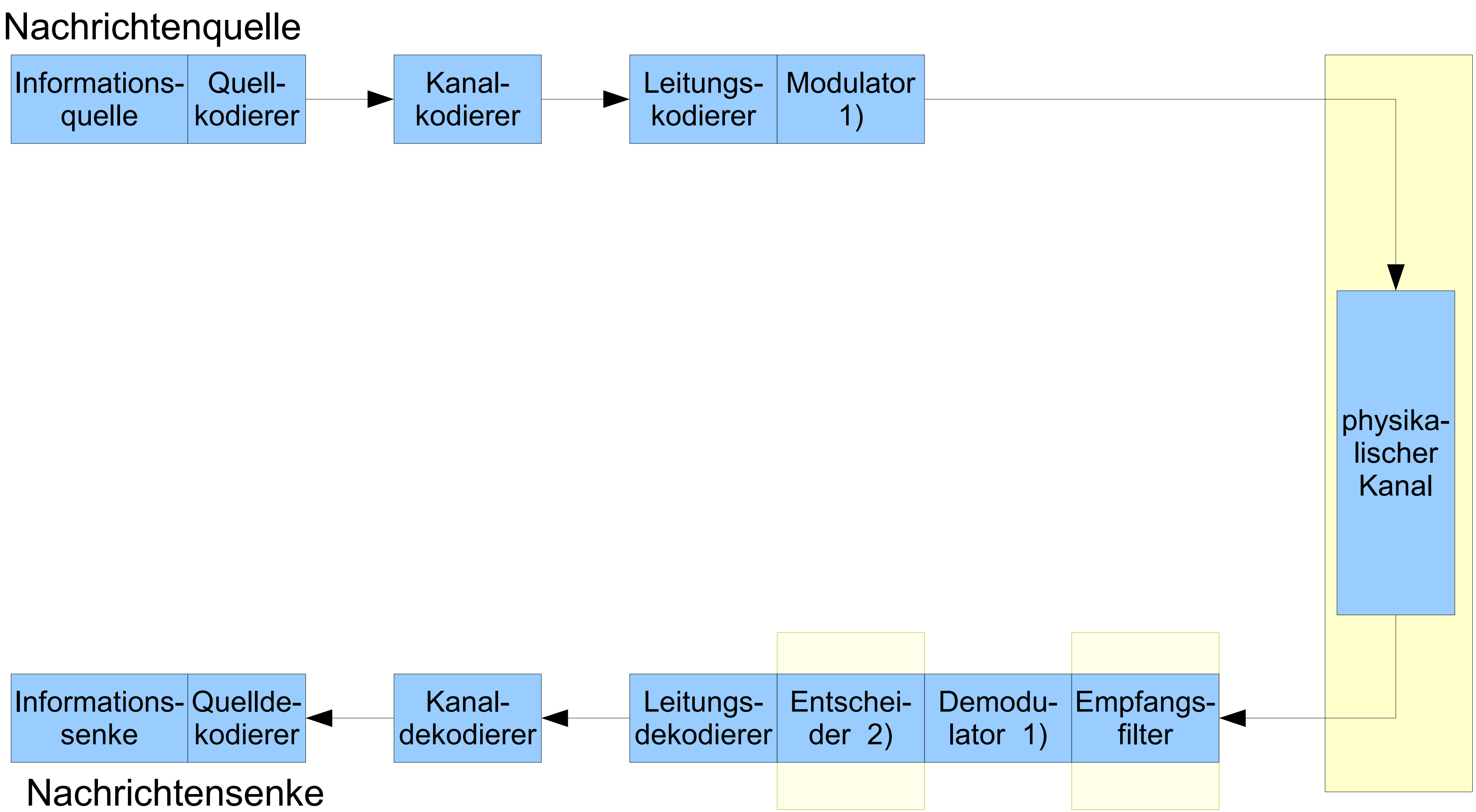
Übertragungstechnik I und II

6 Physikalischer Kanal

6.1 zur Einordnung
6.2 informationstheoretische Betrachtung
6.3 physikalische Betrachtung und Zusammenhang zur informationstheoretischen
6.3.1 der ideale Kanal
6.3.2 der störungsfreie Kanal
6.3.3 der reale Kanal, das Shannon-Hartley-Gesetz
6.4 Zusammenhang zwischen gestörtem Kanal und Kanalkodierung

6 Physikalischer Kanal
6.1 zur Einordnung (1)



1) klassisch nur bei Passbandübertragung, hier immer
2) bei digitalen Signalen, fallweise mit 1) gekoppelt

6.1 zur Einordnung (2)

- Der Kanal – Medium, über das das Signal transportiert wird; räumliche oder zeitliche Distanz (genau genommen meistens beides)

  (Beispiele)

  - physikalische Aspekte
  - informationstheoretische Aspekte

Informationstheorie trifft Physik

6.1 zur Einordnung (3)

- Der Kanal
  - zwei Betrachtungsweisen:
  - das selbe Objekt!

Parameter Parameter

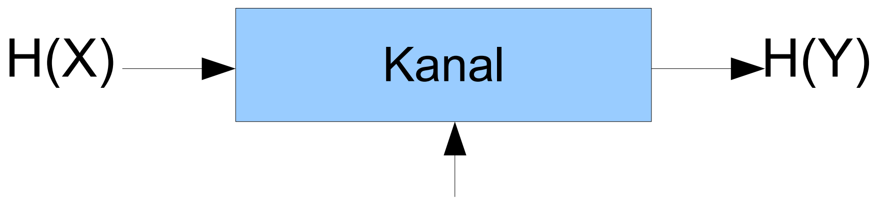
  - zwei mögliche Ziele:

6.1 zur Einordnung (4)

- Der Kanal
  - Der ideale Kanal ist .... und hat keine .... Bandbreite.
  - Betrachtet wird auch der .... und .... Kanal.
  - Der reale Kanal hat ebenfalls eine begrenzte .... Zusätzlich ist er gestört. Die .... im Kanal bewirken, daß die empfangene Information im Allgemeinen nicht mit der gesendeten Information übereinstimmt.

6.2 informationstheoretische Betrachtung (1)

- Der Kanal – informationstheoretische Betrachtung (1)
  - Standpunkt: ... Informationsmenge (Informationsgehalt, respektive Zeichenwahrscheinlichkeiten
  - Ein Kanal hat im Allgemeinen Auswirkung auf die Informationsübertragung.

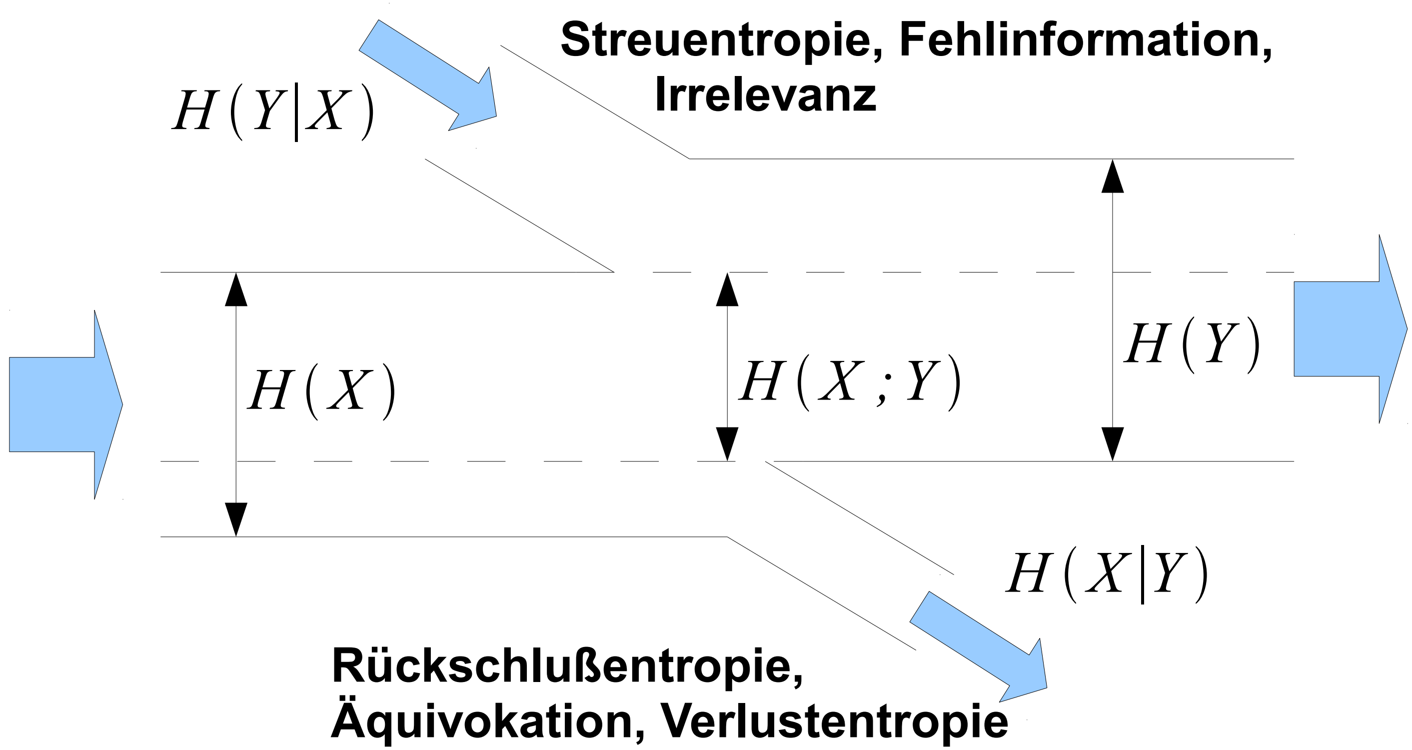


  - Widerspruch?

(Bspl. A21 - Übung)

6.2 informationstheoretische Betrachtung (2)

- Der Kanal – informationstheoretische Betrachtung (2)
  - Der Kanal einschließlich störender Effekte



Transinformation $H(X;Y) = H(X) - H(X|Y) = H(Y) - H(Y|X)$

6.2 informationstheoretische Betrachtung (4)

- Der Kanal – informationstheoretische Betrachtung (4)
  - Der gestörte Kanal

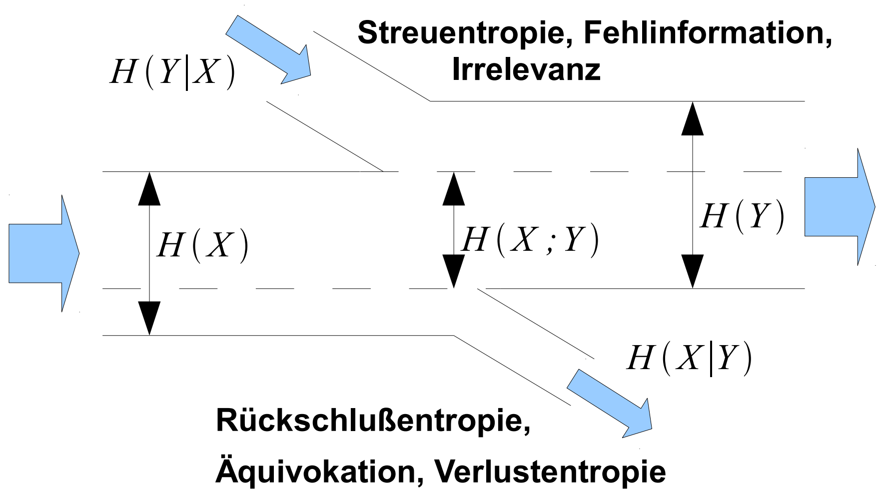
    Vergleich zur Betrachtung der Verbundquellen bzw. Quelle mit Gedächtnis (siehe 3.3)

Verbundquellen	Kanal	
Synentropie (Entropieverlust)	Transinformation	(Skizze)
$H(X;Y)$	$H(X;Y)$	
Ziel: .... (bei Quelle mit Gedächtnis)	....	

Achtung!
Bei Quelle mit Gedächtnis gelten weiterreichende Randbedingungen ($P(x_i) = P(y_i)$). Nicht alle Formeln von dort übernehmbar.

6.2 informationstheoretische Betrachtung (5)

- Der Kanal – informationstheoretische Betrachtung (5)
  - Der gestörte Kanal



H(X) ist ein endlicher Wert. H(X|Y) ist ein endlicher Wert, der maximal H(X) erreichen kann.

$$H(X|Y) \leq H(X)$$

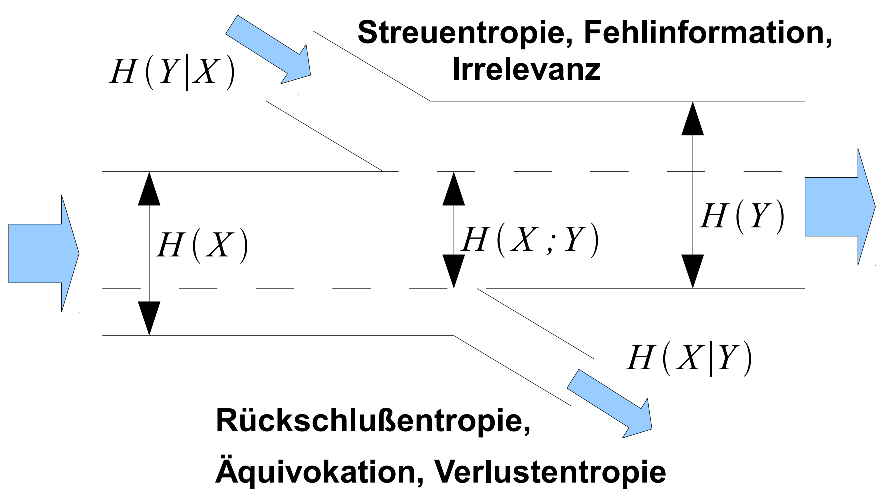
H(Y) ist ein endlicher Wert. H(Y|X) ist ein endlicher Wert, der maximal H(Y) erreichen kann.

$$H(Y|X) \leq H(Y)$$

$$H(Y|X) \leq -ld\ N \quad \text{N: Anzahl der Elemente von Y}$$

6.2 informationstheoretische Betrachtung (6)

- Der Kanal – informationstheoretische Betrachtung (6)
  - Der gestörte Kanal



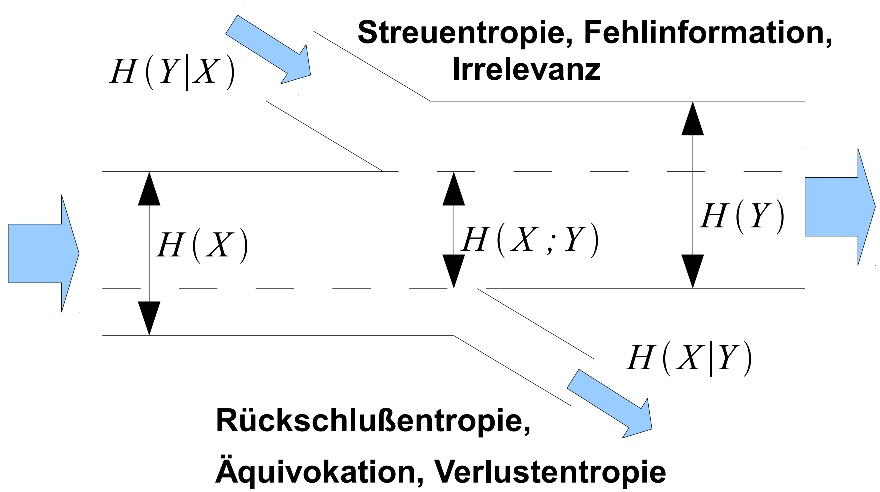
Diskussion des Zusammenhanges
„Stärke“ der Verfälschung und H(Y|X) bzw. H(X|Y)
am binären Kode; <u>Was ist ein total gestörter Kanal?</u>

$$H(Y|X) = -\sum_{i=1}^{2} P(x_i) \cdot \left[\sum_{j=1}^{2} P(y_j|x_i) \cdot ld\, P(y_j|x_i) \right]$$

(→ <u>4 spezielle Fälle und komplettes Bspl.</u>)

6.2 informationstheoretische Betrachtung (7)

- Der Kanal – informationstheoretische Betrachtung (7)
  - Der gestörte Kanal



Diskussion zu den Fällen

H(X) = H(Y) - symmetrischer Kanal und

H(X) <> H(Y) - unsymmetrischer Kanal

Betrachtung über P(x) und P(y)

6.3 physikalische Betrachtung und Zusammenhang zur informationstheoretischen (1)

- 6.3.1 der ideale Kanal
  - ohne .... und ohne .... (auch ohne Einfluß auf die Phase)
  - da ohne ...., kann prinzipiell beliebig hoch verstärkt werden
    → somit Dämpfung ohne Bedeutung
  - Einfluß auf das Signal:

    (→ ist nicht weiter von Interesse)

6.3.2 der störungsfreie Kanal (1)

- keine S.............., jedoch eine B.................... der B..........................
  - da ohne Störung, kann prinzipiell beliebig hoch verstärkt werden: somit Dämpfung ohne Bedeutung
  - Wie kann zwischen der B........................ und der übertragbaren I.............................. eine Beziehung hergestellt werden?

<u>Physik</u>		<u>Informationstheorie</u>
zeitlich kontinuierliches Signal		zeitdiskrete Betrachtung
↓		↓
kontinuierlicher Verlauf		einzelne Schritte mit Wert
↙		↘
Bandbreite ↔	Abtasttheorem	↔ max. Anzahl Werte je Zeiteinheit
	↓	
	identischer Informationsgehalt	

6.3.2 der störungsfreie Kanal (2)

- keine Störung, jedoch eine Begrenzung der Bandbreite
  - Die etwas andere Anwendung des Abtasttheorems:
    Eine Folge von Symbolen kann durch eine Folge von entsprechenden Werten repräsentiert werden. Entsprechend dem Abtasttheorem enthält ein analoges Signal mit passender Bandbreite B_0 die selbe Information wie die Folge. Dieses analoge Signal kann durch einen Kanal mit der Bandbreite B_0 komplett übertragen werden.
    Also kann dieser Kanal die Information, die in der Symbolfolge steckt, komplett übertragen.

$$f_S = 2 \cdot B_0$$

$$\frac{1}{2 \cdot T_S} = B_0$$

f_S: Folgefrequenz der Symbole

B_0: Bandbreite des analogen Signals und Bandbreite des Kanals

T_S: Periodendauer der Symbolfolge

Beispiel: Ein Kanal mit der Bandbreite von 1 kHz kann also 2.000 Symbole je Sekunde übertragen, oder anders herum betrachtet: um 2.000 Symbole je Sekunde übertragen zu können, wird ein Kanal mit der Bandbreite 1 kHz benötigt.

6.3.2 der störungsfreie Kanal (3)

- Die etwas andere Anwendung des Abtasttheorems (2):
  Um zur Informationsmenge je Zeiteinheit zu kommen, ist die Informationsmenge je Symbol zu bestimmen. Der mittlere Informationsgehalt je Symbol ist durch die Entropie H(X) beschreibbar.

  $$H_0 = ld\ N \qquad H_0\text{: maximale Entropie} \quad N\text{: Anzahl der Symbole}$$

  Die Anzahl der zeitdiskreten Werte, die durch den Kanal übertragen werden, ist prinzipiell nicht begrenzt. Die Anzahl unterschiedlicher Symbole, die ein Kode erzeugt, ist ebenfalls prinzipiell nicht begrenzt. Ein Kode kann prinzipiell so gestaltet werden, daß alle Symbole gleichwahrscheinlich auftreten und damit H den Wert H_0 erreicht sowie H_0 beliebig groß werden kann.

  Der ungestörte und bandbegrenzte Kanal kann also prinzipiell ....
  .... Informationsmengen je Zeiteinheit übertragen.

6.3.2 der störungsfreie Kanal (4)

- Die etwas andere Anwendung des Abtasttheorems (3):
  Wird die Anzahl der Symbole festgelegt oder aus irgendwelchen Gründen erzwungen, so kann die maximal übertragbare Informationsmenge je Zeiteinheit ermittelt werden. Diese nennt sich Kanalkapazität C und beruht auf dem zu N gehörenden H_0.
  C ist die maximale Informationsmenge, und die erfordert $H=H_0$.

$$C = \frac{H_0}{T_S} = (ld\ N) \cdot 2 \cdot B_0$$

$C:$ Kanalkapazität
$N:$ Anzahl der Symbole und
Anzahl der Signalstufen

N	**C** *)	mit B=4kHz
2	2 * B	8 kSh/s
8	6 * B	24 kSh/s
64	12 * B	48 kSh/s
256	16 * B	64 kSh/s

***) Im Produkt wird das 1/s von B durch Sh/s ersetzt.**

6.3.2 der störungsfreie Kanal (5)

- Die 1. Nyquistbedingung:

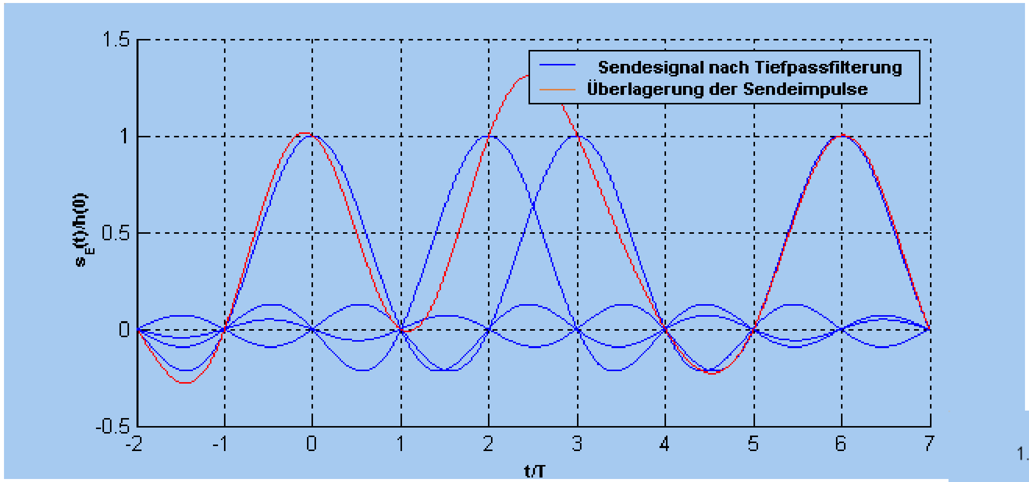
  Die Bandbreite des Übertragungskanals beträgt genau $1 / 2T_S$.
  Das entspricht dem bereits vorher Geschriebenem.
  Diese Bedingung führt zu einem ISI-freien Signal auf der Empfangsseite und zum Abtastzeitpunkt.

  (Erklärung ISI – Intersymbol Interference)
  (Erklärung Abtastzeitpunkt)

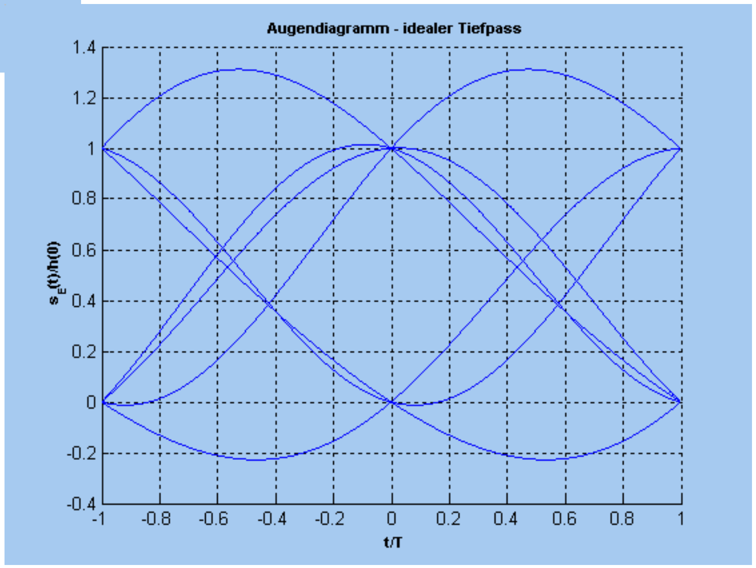
  Das kann am Augendiagramm erklärt werden.
  (Erklärung Augendiagramm)

6.3.2 der störungsfreie Kanal (6)

- Die 1. Nyquistbedingung (2):
  Das Augendiagramm



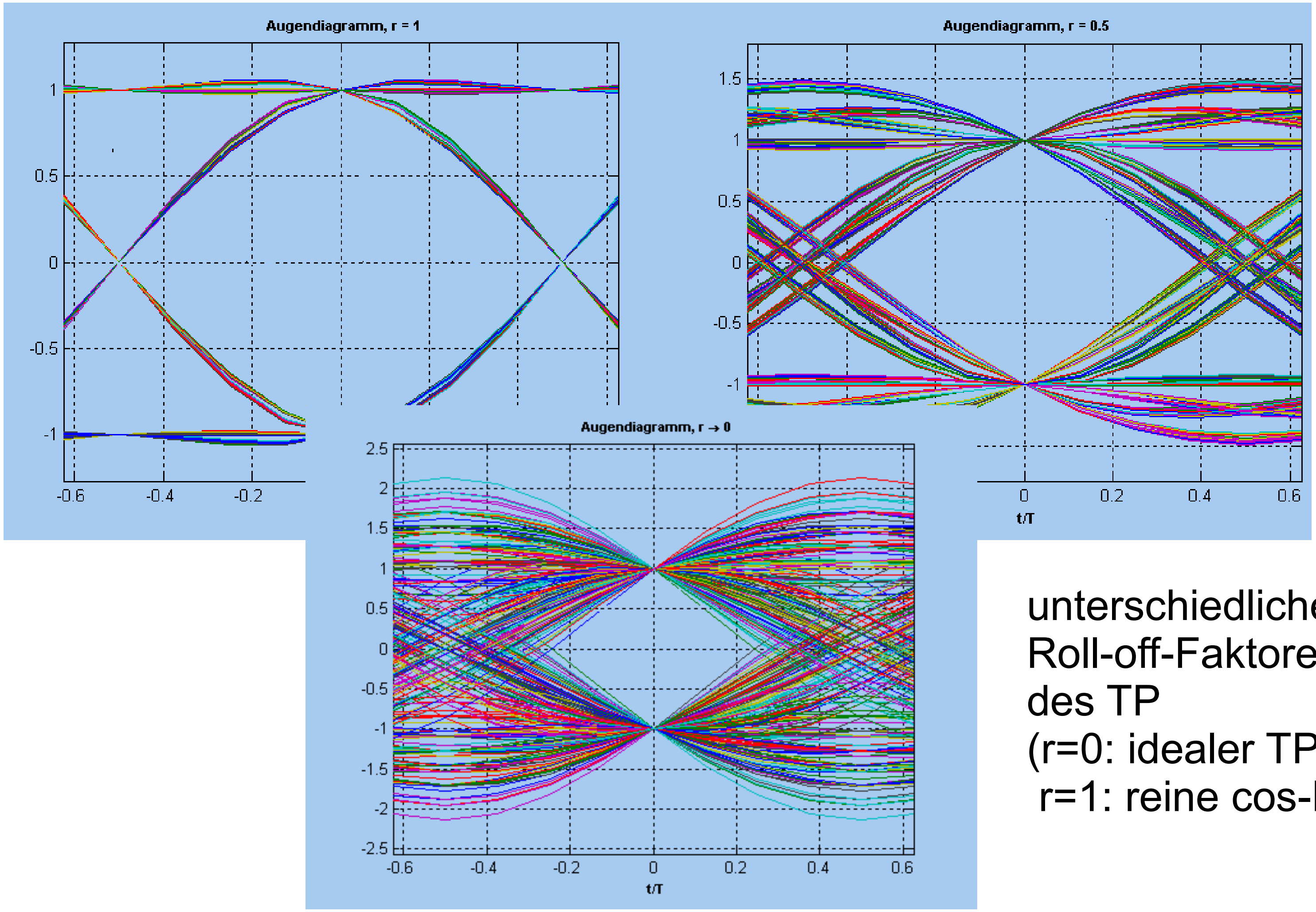
Sendesignal im Bild ist unser Empfangs-signal



Quelle: Andreas Reinhardt: IfN TU Dresden Lehrveranstaltung „Grundlagen der Nachrichtentechnik"

6.3.2 der störungsfreie Kanal (7)

- Die 2. Nyquistbedingung:
  horizontale Augenöffnung – beeinflußt durch Flanken des TP



unterschiedliche Roll-off-Faktoren r des TP
(r=0: idealer TP,
r=1: reine cos-Flanken)

Quelle: Andreas Reinhardt: IfN TU Dresden Lehrveranstaltung „Grundlagen der Nachrichtentechnik“

6.3.2 der störungsfreie Kanal (8)

- Grenzen?

  Prinzipiell: ...

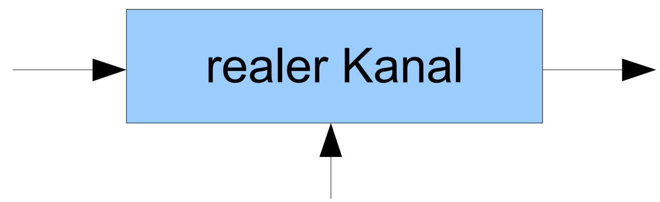
  Bedingung bzw. Folge:

  Kode

  Zeit

6.3.3 der reale Kanal (1)

- Einfluß von Störungen:



Für zeitdiskrete Signale gilt:

$$y_i = x_i + n_i \qquad i = (1,2,3,\ldots,N)$$

y_i: Empfangenes Signal im Zeitabschnitt i
x_i: gesendetes Signal im Zeitabschnitt i
n_i: Störsignal im Zeitabschnitt i

Wird mit wertediskreten Signalen gearbeitet (digitale Informationsübertragung; jedes Symbol entspricht einem Signalwert), so muß nach dem Kanalausgang das y_i auf ein gültiges $y_{i;S}$ zurückgeführt werden. Das erfordert einen ....

$$y_i = x_{S;i} + n_i \qquad i = (1,2,3,\ldots,N)$$

$$y_i \underset{Entscheidung}{\rightarrow} y_{S;i}$$

x_S: Signal entspricht Symbol
y_i: Signal entspricht Symbol

6.3.3 der reale Kanal (2)

- informationstheoretische Betrachtung und physikalische Betrachtung:

    Bindeglied:

    Beziehung:

  Einfluß darauf haben:

  - Die Wahrscheinlichkeit der verschiedenen Störsignalwerte ...
  - im Bezug auf den jeweiligen ungestörten Signalwert und
  - die Kriterien des Entscheiders.

    (Beispiel - Skizze)

6.3.3 der reale Kanal (3)

- Wahrscheinlichkeit der Störsignalwerte:
  Um hierzu quantitative Aussagen machen zu können, wird eine .... benötigt.

  Für die hier betrachteten Kanäle lassen sich die Störungen oft durch einen .... abbilden.
  Große Bedeutung hat das .... (AWGN) erlangt. Kanäle, die durch thermisch verursachtes Rauschen gestört werden, können damit gut abgebildet werden. Die Mathematik dazu ist vergleichsweise einfach.

  Kanäle mit anderer Störungscharakteristik sind in der Regel deutlich komplizierter modellierbar. In der Tendenz sind Kanäle moderner Übertragungstechniken eher nur grob oder gar nicht sinnvoll mit AWGN modellierbar (z. B. Funk mit bewegter Endstelle, optische Lawinenempfänger → Erläuterung).

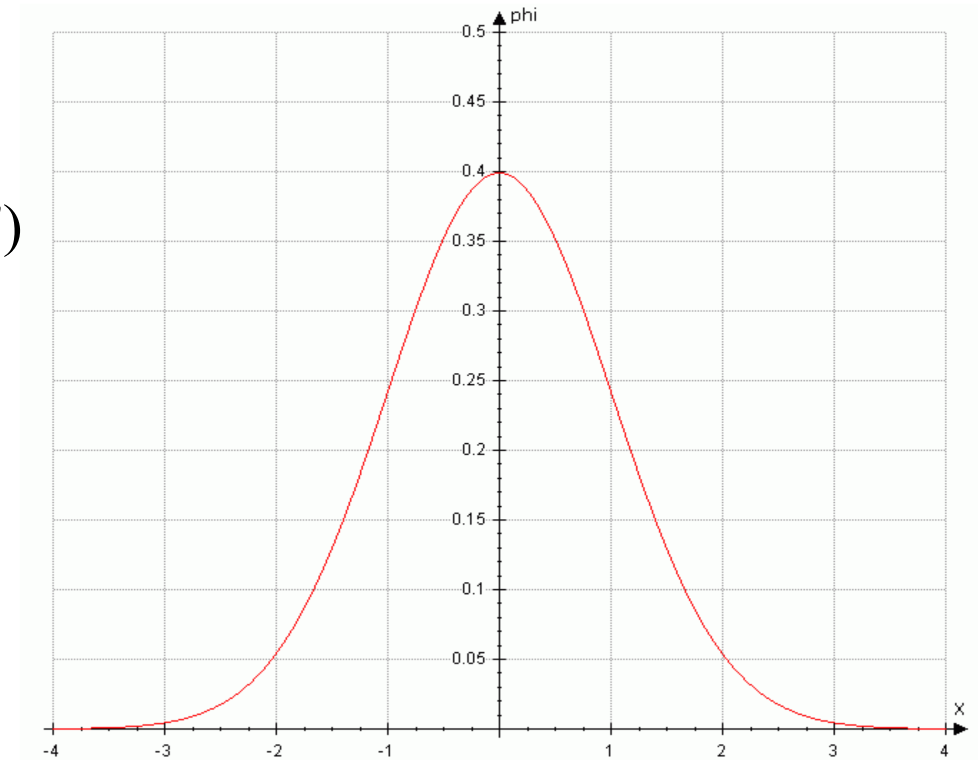
  Im Folgenden werden trotzdem nur Kanäle mit AWGN behandelt. Die Methodik der Behandlung ist auch auf andere Modelle übertragbar, wenn auch der mathematische Apparat in der Regel aufwändiger ist.

6.3.3 der reale Kanal (4)

- ....:
  - .... (Normalverteilung):
    Wahrscheinlichkeit für das Auftreten bestimmter Werte einer Zufallsvariablen x → ....-Glocke
    Für AWGN kann mit bestimmten Randbedingungen*) vereinfacht werden:

$$\varphi_{o;1}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{1}{2}x^2}$$

*) mit $\mu = 0$ (Erwartungswert, "Mittelwert")
$\sigma = 1$ (Standardabweichung)
Mittelwert = 0 und
alle Pegel auf σ normiert



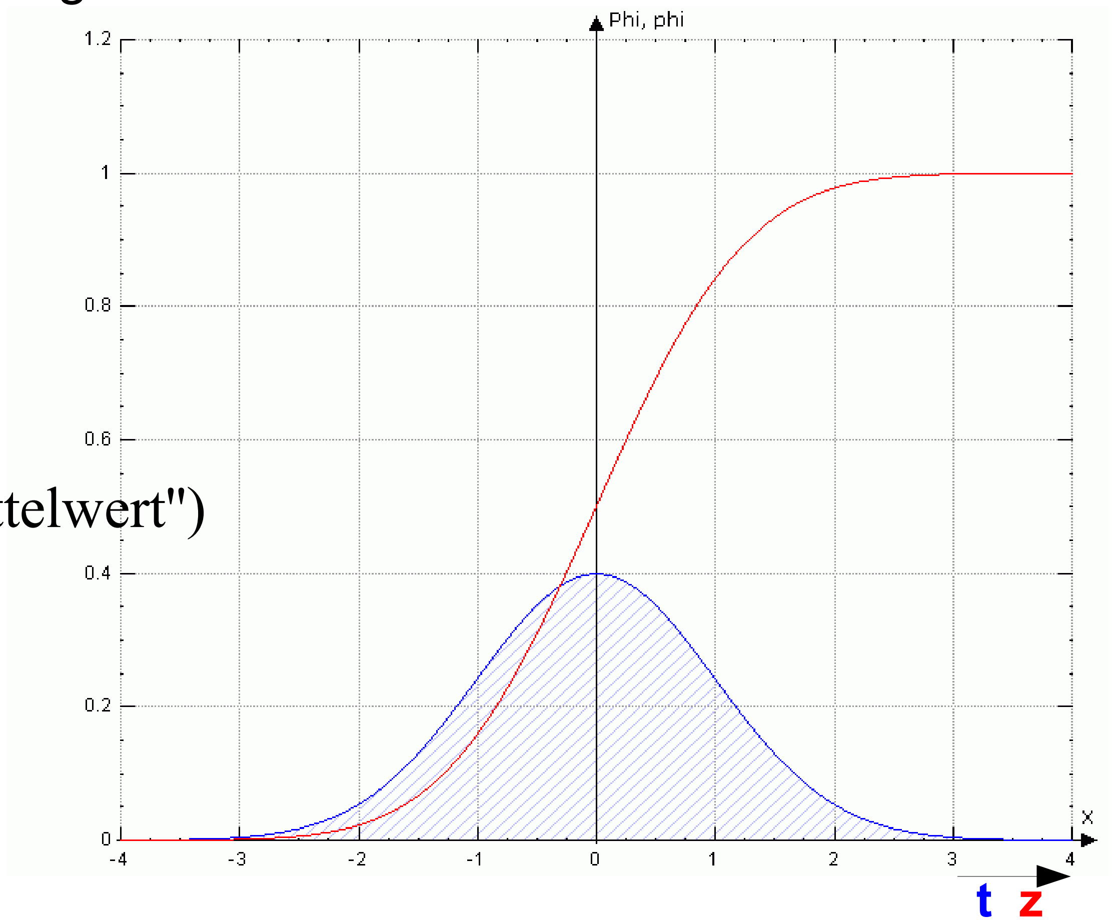
Die Standardabweichung entspricht dem ....-.................. des Rauschsignals.
(hier normiert auf 1)

6.3.3 der reale Kanal (5)

- .... (2):
  - ....(hier von der vereinfachten Verteilung*)): Wahrscheinlichkeit dafür, daß der Wert der Zufallsvariablen t unterhalb eines bestimmten Wertes z liegt.

$$\Phi(z)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\cdot\int_{-\infty}^{z} e^{-\frac{1}{2}t^2}\,dt$$

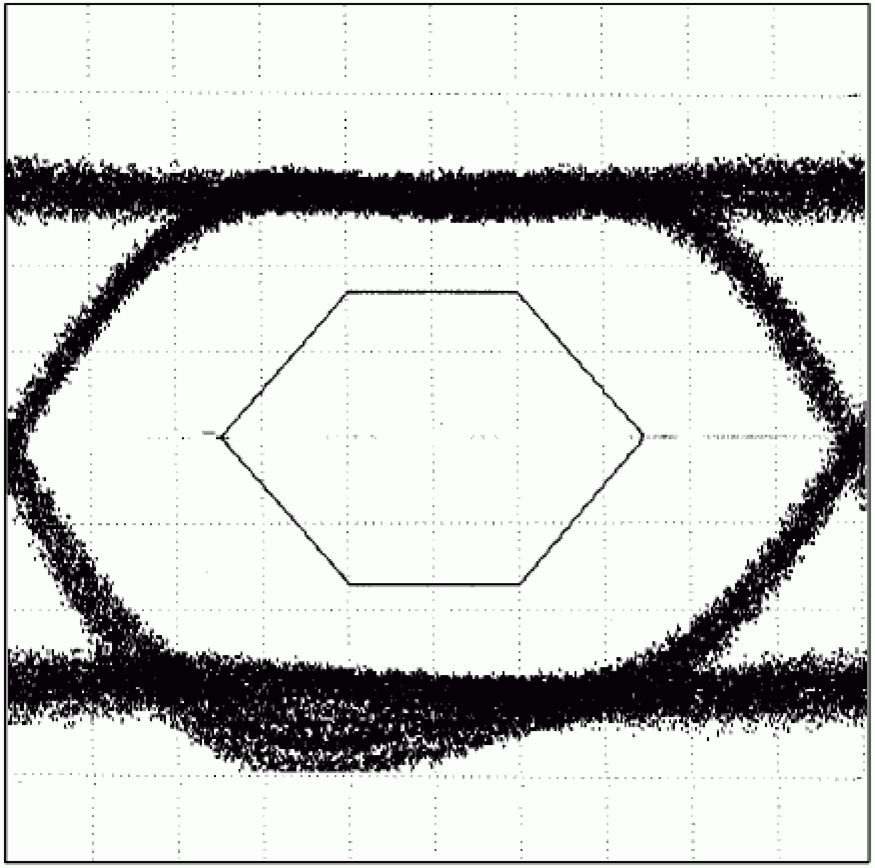
$$\Phi(z\rightarrow\infty)=1$$



*)mit $\mu=0$ (Erwartungswert, "Mittelwert")
$\sigma=1$ (Standardabweichung)
Mittelwert = 0 und
alle Pegel auf σ normiert

6.3.3 der reale Kanal (6)

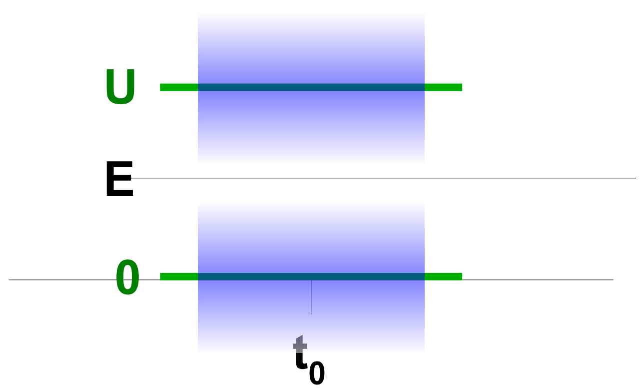
- Signale am Kanalausgang:
  reales Augendiagramm (eingezeichnetes Sechseck ist der Toleranzbereich für den Entscheiderpunkt)

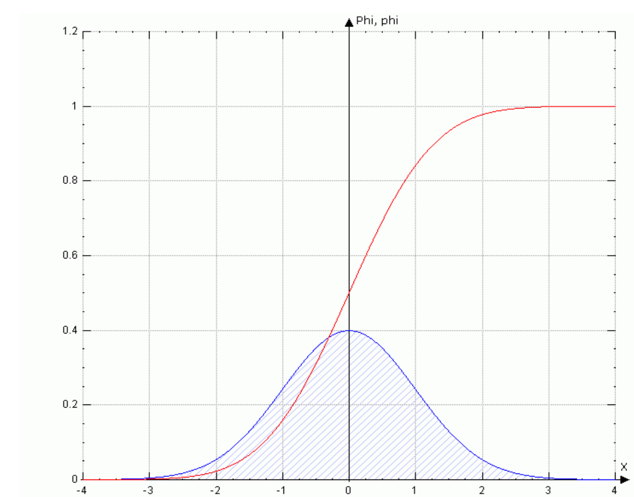


Quelle: Hameg Instruments: Was ist rauschen?

6.3.3 der reale Kanal (7)

- Signale am Kanalausgang (2):
  Ermittlung der .... -
  dargestellt an einem einfachen System mit
  - .... Symbolen (normierte Amplituden 0 und U) → normierte Funktion verwendbar
  - .... mit einem normierten Effektivwert von 1
  - Entscheiderschwelle bei normiertem Pegel E





$$P(0|0) = ?$$
$$P(0|1) = ?$$

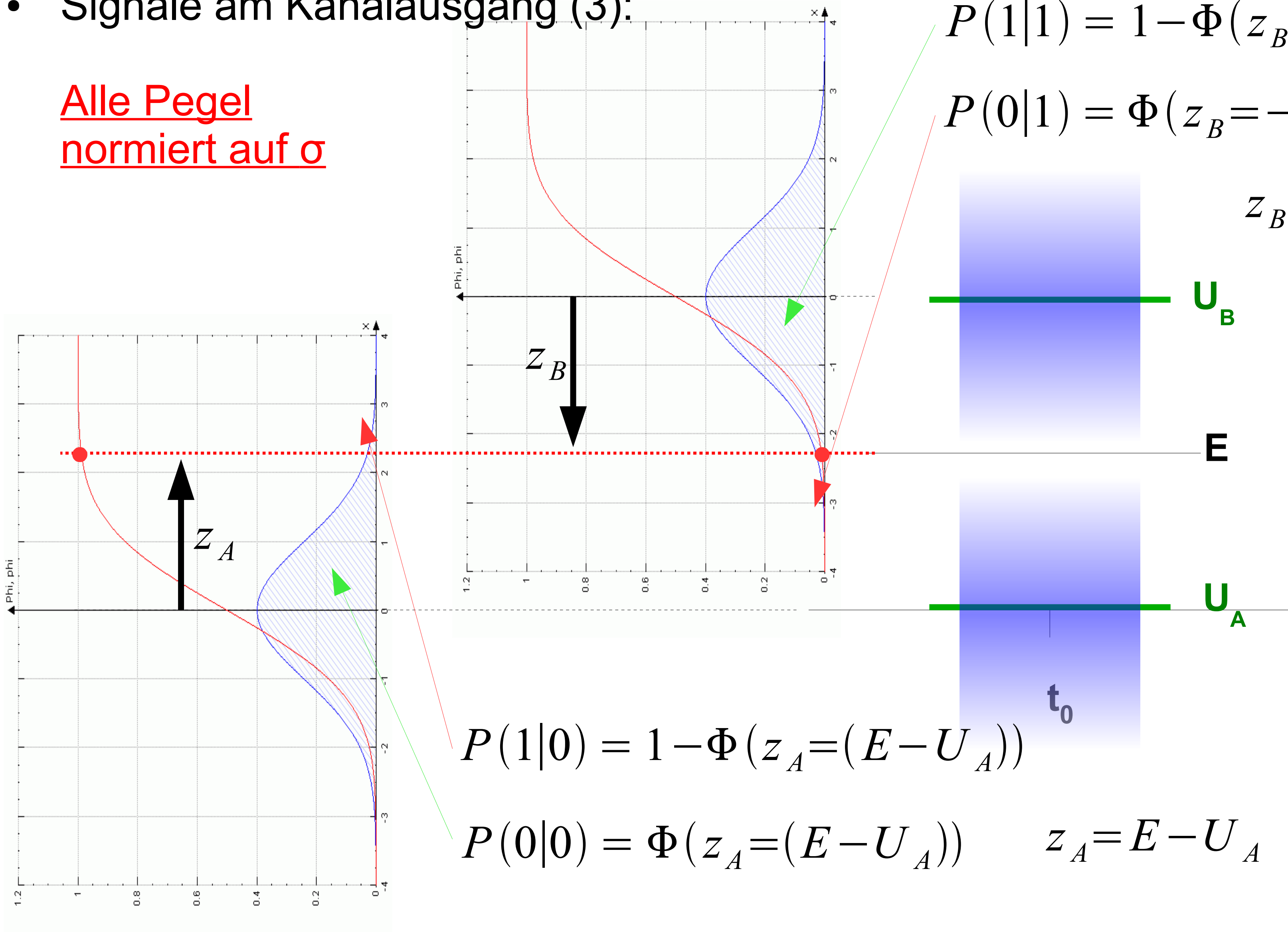
$$P(1|0) = 1 - ?$$
$$P(1|1) = 1 - ?$$

Achtung: In der Realität ist beim zeitlichen Verlauf des Signals nur das Summensignal zu sehen und nicht die Überlagerung der beiden Komponenten!

6.3.3 der reale Kanal (8)

- Signale am Kanalausgang (3):

Alle Pegel normiert auf σ



$$P(1|1) = 1-\Phi(z_B=-(U-E))$$

$$P(0|1) = \Phi(z_B=-(U-E))$$

$$z_B=-(U_B-E)$$

$$P(1|0) = 1-\Phi(z_A=(E-U_A))$$

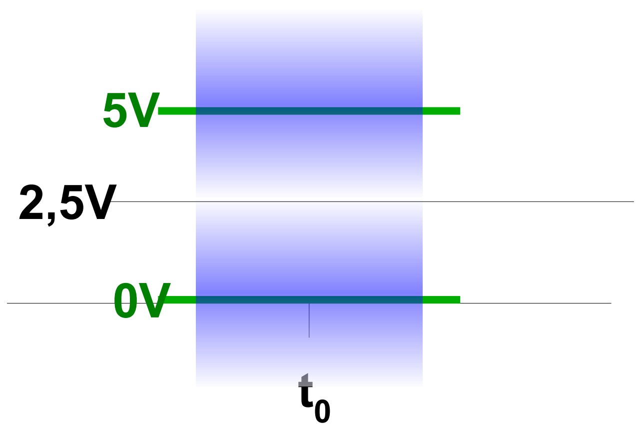
$$P(0|0) = \Phi(z_A=(E-U_A))$$

$$z_A=E-U_A$$

6.3.3 der reale Kanal (9)

- Signale am Kanalausgang (4):
  Ermittlung der Übergangswahrscheinlichkeiten -
  konkretes Beispiel zu einem einfachen System mit
  - binären Symbolen (Amplituden 0 und 5V)
  - AWGN mit einem relativen Effektivwert von 2,5V = σ
  - Entscheiderschwelle bei 2,5V

  → Abstand Signal zu Schwelle ist jeweils gleich Standardabweichung



5V/σ=2
2,5V/σ=1
0V/σ=0

normierte Werte

$$P(0|0) = \Phi(z=1) \approx 0{,}84 \qquad P(1|0) = 1-\Phi(z=1) \approx 0{,}16$$

$$P(0|1) = \Phi(z=-(2-1)) \approx 0{,}16 \qquad P(1|1) = 1-\Phi(z=-(2-1)) \approx 0{,}84$$

6.3.3 der reale Kanal (10)

- Signale am Kanalausgang (5):

  Welche physikalischen Größen sind jeweils heranzuziehen?

  Entscheidend ist, welche Größe des Signals von der Rauschgröße .... überlagert wird.

  Beispiele:

  elektrische Übertragung (im Basisband): Spannungen .... sich

  optische Übertragung (Modulation): opt. Leistungen .... sich
  (- nicht kohärentes Licht)

6.3.3 der reale Kanal (11)

- Das ..................-.......................-........................ SNR:

  Üblicherweise wird für ein empfangenes, verrauschtes Signal der ....
  -.................-Abstand angegeben. Das paßt gut zu der Betrachtung über die Wahrscheinlichkeitsverteilung der Rauschamplitude. Wie einige Seiten zuvor gezeigt, ist das Verhältnis von Signalamplitude zu Rauschamplitude entscheidend für die Wahrscheinlichkeiten von Empfangsfehlern.

  Wie ist das SNR genau aus den Signalamplituden und der Rauschamplitude ermittelbar, und was ist die Rauschamplitude?

$$SNR = \frac{P_S}{P_R}$$

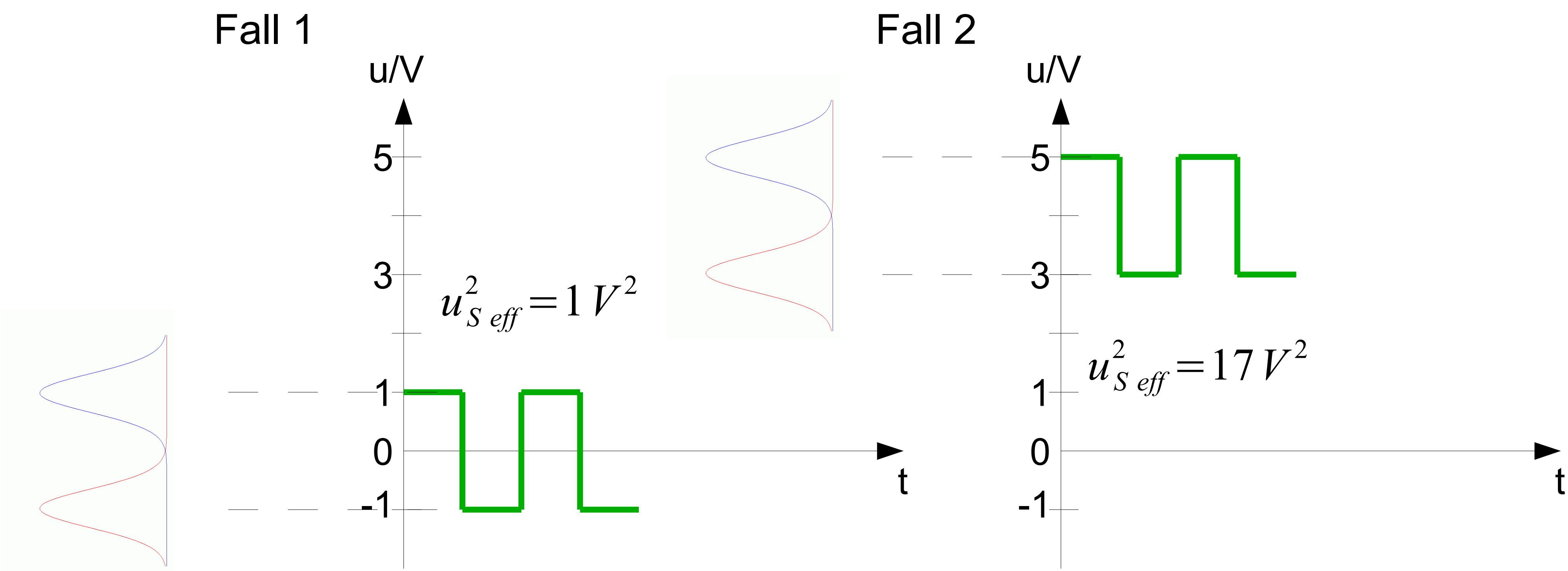
P_S: mittlere Signalleistung
P_N: mittlere Rauschleistung

$$SNR = \frac{u_{S\,eff}^2}{u_{R\,eff}^2} \qquad u_{S\,eff}^2 = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T (u_S(t))^2\,dt \quad \text{T über representativen Zeitraum}$$

6.3.3 der reale Kanal (12)

- Das ..................-.......................-......................... SNR (2):

Experiment: binäres Signal mit den Symbolen A und B, P(A) = P(B) = 0,5
Rauschleistung in beiden Fällen gleich



Ist das SNR im Fall 2 besser als im Fall 1? Wenn ja, dann müssten weniger Fehler auftreten! Die Abstände sind doch aber gleich geblieben!

6.3.3 der reale Kanal (13)

- ..................-.......................-........................ SNR (3):

  Experiment: binäres Signal mit den Symbolen A und B, P(A) = P(B) = 0,5
  Rauschleistung in beiden Fällen gleich

  Ist das SNR im Fall 2 besser als im Fall 1? Wenn ja, dann müßten weniger Fehler auftreten! Die Abstände sind doch aber gleich geblieben!

  Nein, die Fehlerwahrscheinlichkeit ist gleich und damit wohl auch das SNR.

  <u>Die Lösung:</u> Die Fälle unterscheiden sich durch einen .... in der Amplitude. Für die Fehlerrate ist dieser nicht relevant und damit auch nicht für das SNR. Der .... enthält keine (relevante) Information.

  Vor der Berechnung des SNR ist der .... abzuziehen.

  Wenn im Beispiel einige Seiten zuvor die Symbole gleichwahrscheinlich sind, dann beträgt der .... in der Amplitude 2,5 V. Nach dessen Abzug verbleibt $u_{S\ eff}$ = 2,5 V und das SNR = 0 dB.

6.3.3 der reale Kanal (14)

- Einfluß der über-alles-Übertragungsfunktion im Frequenzbereich:

$$P_N = N \cdot B_R = k_B T B_R$$

P_N: Rauschleistung am Widerstand

N: Rauschleistungsdichte

B_R: äquivalente Rechteckbandbreite

k_B: Boltzmannkonstante ($1{,}380662 \cdot 10^{-23}$ Ws/k)

(aktueller $1{,}3806504 \cdot 10^{-23}$ Ws/k)

T: Temperatur in Kelvin

Zumindest die hinter den Stellen mit Rauscheintrag befindlichen Bandbegrenzungen haben Einfluß auf das wirksame Rauschen und auf die Signalformung.

kleine B: .... Rauschen und .... ISI (2. Nyquistbedingung nicht ideal erfüllbar)

große B: .... Rauschen und .... ISI

⇒ Es läuft auf eine Optimierung hinaus. ⇒ Empfangsfilter

6.3.3 der reale Kanal (15)

- Was zählt alles in unserer Betrachtung zum „Kanal“?

  Außer dem passiven physikalischen Medium, das das Signal überträgt

  - Störungen (Störungsquellen)
    - außerhalb unseres Übertragungssystems befindliche
    - innerhalb unseres Übertragungssystems befindliche (z. B. bestimmte Verstärker
  - Hochpässe, Tiefpässe, Bandpässe (passive und parasitäre, z. B. in Sende- und Empfangsstufen)
  - Entscheider (mit Abweichungen in Amplitude- und Zeit)

6.3.3 der reale Kanal (16)

- Fazit:
  - Die Bandbreite begrenzt die maximale Anzahl Symbole, die je Zeiteinheit übertragen werden können.
  - Die Störungen begrenzen die Anzahl der Symbole, die mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit unterscheidbar sind. Wirksam ist das Signal-Rausch-Verhältnis.
    (Bei jeweils optimaler Lage der Entscheiderschwelle spielt diese für den Vergleich verschiedener SNR keine Rolle.)
  - Die erste Grenze ist fest, begrenzt jedoch nicht die übertragbare Kapazität.
  - Die zweite Grenze ist eine Frage des „Anspruchs“. Sie begrenzt die Fehlerrate und damit die Transinformation. Die Irrelevanz (Fehlinformation) ist nicht 0!

6.3.3 der reale Kanal (17)

- interessanter Artikel zu diesem Thema:

  http://www.hameg.com/downloads/fachartikel/HAMEG_Rauschen.pdf

6.3.3 der reale Kanal (18)

- Das Shannon-Hartley-Gesetz

  Ist für den realen (gestörten) Kanal eine prinzipielle Begrenzung für die maximal übertragbare Informationsmenge (Transinformation) je Zeiteinheit angebbar?

  Eine Antwort für AWGN Kanäle liefert das Shannon-Hartley-Gesetz.

  Bei einem bandbegrenzten und durch Rauschen gestörten AWGN-Kanal hängt die Übertragungsfehlerrate ab von:

  - der Stärke des Rauschens und
  - der Anzahl der Signalwerte (Kodeworte, Übertragungssymbole) und
  - der Differenz zwischen den Signalwerten im Bezug auf ....

  Die Transinformation hängt von der Anzahl der Signalwerte (Symbole) und den einzelnen Fehlerraten ab.

  Letztendlich kann die Transinformation in Abhängigkeit vom SNR angegeben werden. Die Bandbreite spielt ebenfalls eine Rolle.

6.3.3 der reale Kanal (19)

- Das Shannon-Hartley-Gesetz (2)

$$C = B \cdot ld\left(1 + \frac{P_S}{P_N}\right)$$

$$C = B \cdot ld\left(1 + \frac{P_S}{N \cdot B}\right)$$

$C:$ Informationskapazität in Sh/s
$B:$ Kanalbandbreite
$P_S:$ Signalleistung
$P_N:$ Rauschleistung
$N:$ Rauschleistungsdichte

(Interpretation)

Interessant: B im Zähler und im Nenner, aber nicht zu kürzen!

6.3.3 der reale Kanal (20)

- Das Shannon-Hartley-Gesetz (3) – Betrachtung von Grenzwerten

  1. Grenzwertbetrachtung: C absolut für B → ∞ (C in Sh/s bzw. bit/s)

$$\lim_{B\to\infty} C = \frac{P_S}{N}\cdot ld(e) \approx \frac{P_S}{N}\cdot 1{,}44$$

  → Auch bei beliebig großer Bandbreite begrenzt die Signalleistung die übertragbare Informationsmenge (Leistungsbegrenzung).

  2. Grenzwertbetrachtung: C/B → 0, relatives C (C/B in Sh/s/Hz bzw. bit/s/Hz)
  dazu eine sinnvolle Umformung:
  Kanalkapazität, normiert auf Bandbreite (also x Sh/s (bit/s) je Hz Bandbreite)

$$\frac{C}{B} = ld\left(1+\frac{P_S}{N\cdot B}\right) = ld\left(1+\frac{C}{B}\cdot\frac{E_{Bit}}{N}\right)$$

$(S/N)_{Bit}:$ Signal-Rauschabstand je bit

$E_{Bit}:$ Energie je bit (Sh)

$N:$ Rauschleistungsdichte

mit $$(S/N)_{Bit} = \frac{E_{Bit}}{N}$$

Energie je Bit Daten, normiert auf Rauschleistungsdichte N

6.3.3 der reale Kanal (21)

- Das Shannon-Hartley-Gesetz (4) – Betrachtung von Grenzwerten

$$\frac{E_{Bit}}{N} = \frac{2^{(C/B)} - 1}{(C/B)}$$

$$\lim_{(C/B) \to 0} E_{Bit}/N = \ln(2) \approx 0{,}693 \approx -1{,}6\,dB$$

C/B ist die spektrale Effizienz.

→ Genau bei diesem Wert geht die spektrale Effizienz C/B auf 0. Das ist so zu verstehen, daß bei diesem E_{bit}/N für eine endliche Kapazität C eine unendlich große Bandbreite B benötigt wird. Die Sendeenergie je Sh (bit) bezogen auf die Rauschleistungsdichte begrenzt die Informationsübertragung.

(<u>Interpretation</u>)

6.3.3 der reale Kanal (22)

- Das Shannon-Hartley-Gesetz (5) – Betrachtung von Grenzwerten

$$\frac{C}{B} = ld\left(1 + \frac{P_S}{N \cdot B}\right) = ld\left(1 + \frac{C}{B} \cdot \frac{E_{Bit}}{N}\right)$$

$$\frac{R}{B} < \frac{C}{B}$$

$R:$ Datenrate
$C:$ Kanalkapazität

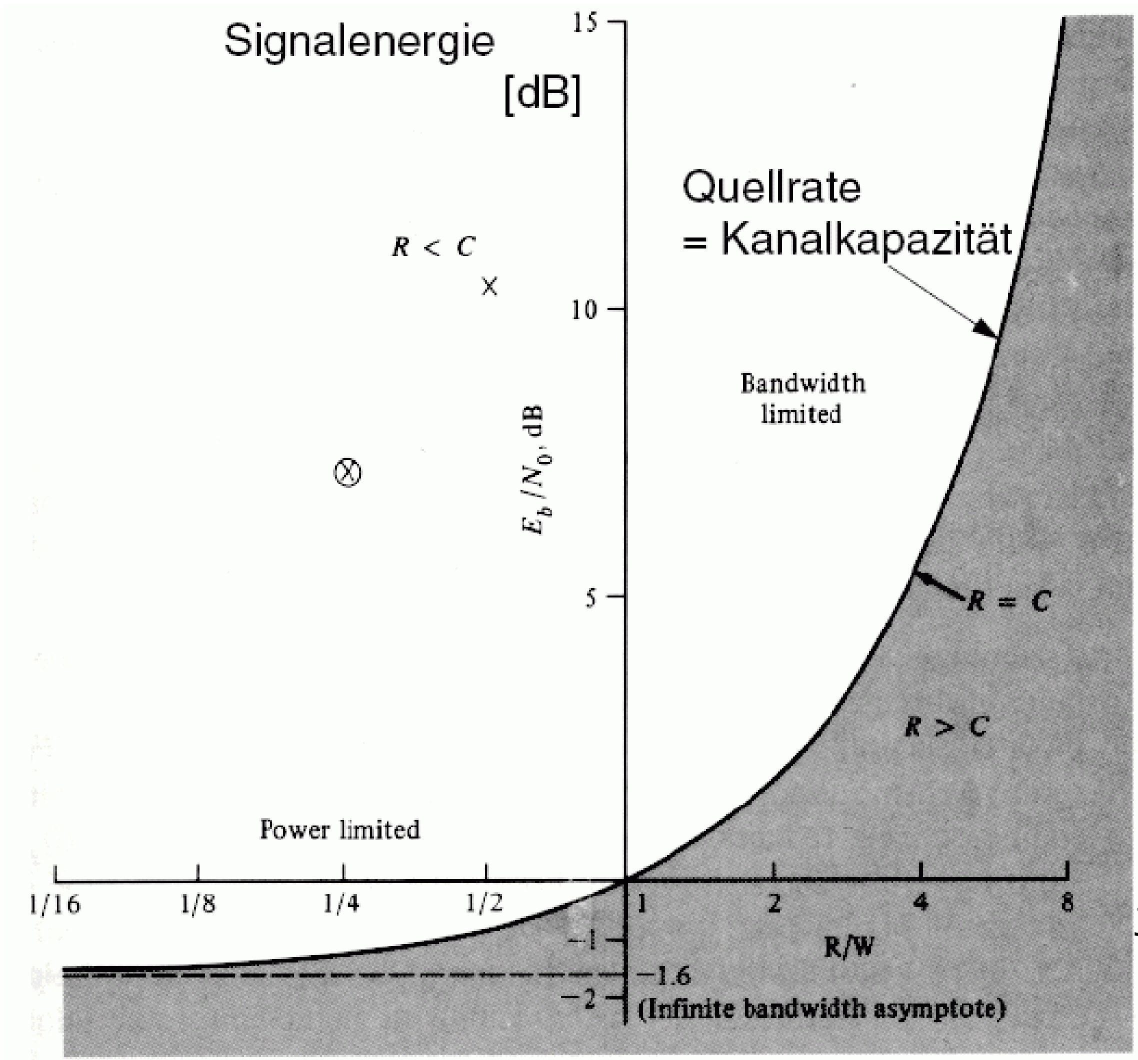
In der Regel kann C nicht voll ausgenutzt werden. Die reale Datenrate R wird unter C liegen.

$$\frac{C}{B} = ld\left(1 + \frac{P_S}{N \cdot B}\right) = ld\left(1 + \frac{R}{B} \cdot \frac{E_{Bit}}{N}\right)$$

Entweder bleibt die Energie pro Bit konstant und P_S sinkt, oder P_S bleibt konstant und die Energie je Bit steigt.

6.3.3 der reale Kanal (23)

- Das Shannon-Hartley-Gesetz (6)



weißer Bereich:
fehlerfreie Übertragung möglich

grauer Bereich:
keine fehlerfreie Übertragung möglich

Grenze: Ideal

Datenrate je Bandbreite

Quelle: N. Luttenberger: Transmission Channels

6.3.3 der reale Kanal (24)

- Das Shannon-Hartley-Gesetz (7)

  Stehen eine begrenzte Energie je Bit Daten und eine „beliebige“ Bandbreite zur Verfügung, dann kann eine Übertragung gegebenenfalls noch durch eine .... Bandbreite bei gleicher Datenrate erreicht werden. Entsprechend Sendeleistung und Rauschleistungsdichte ist das absolut begrenzt.

  Bspl.: Funkübertragung beim ....

  Steht eine .... Sendeleistung zur Verfügung, dann kann durch Verringerung der Datenrate je Bandbreite bei gleicher Sendeleistung die Bitenergie erhöht werden.

  Stehen eine .... Bandbreite und eine „beliebige“ Leistung zur Verfügung, dann kann die Datenmenge je Bandbreite auf Kosten der Leistung erhöht werden.

6.3.3 der reale Kanal (25)

- Das Shannon-Hartley-Gesetz (8)

  Reale Systeme liegen oberhalb der Grenze.

  Das Gesetz gibt keine Auskunft darüber, wie die Grenze erreicht werden kann.

  Das Gesetz gibt keine Auskunft darüber, wie die Transinformation aus H(Y) zu extrahieren ist.

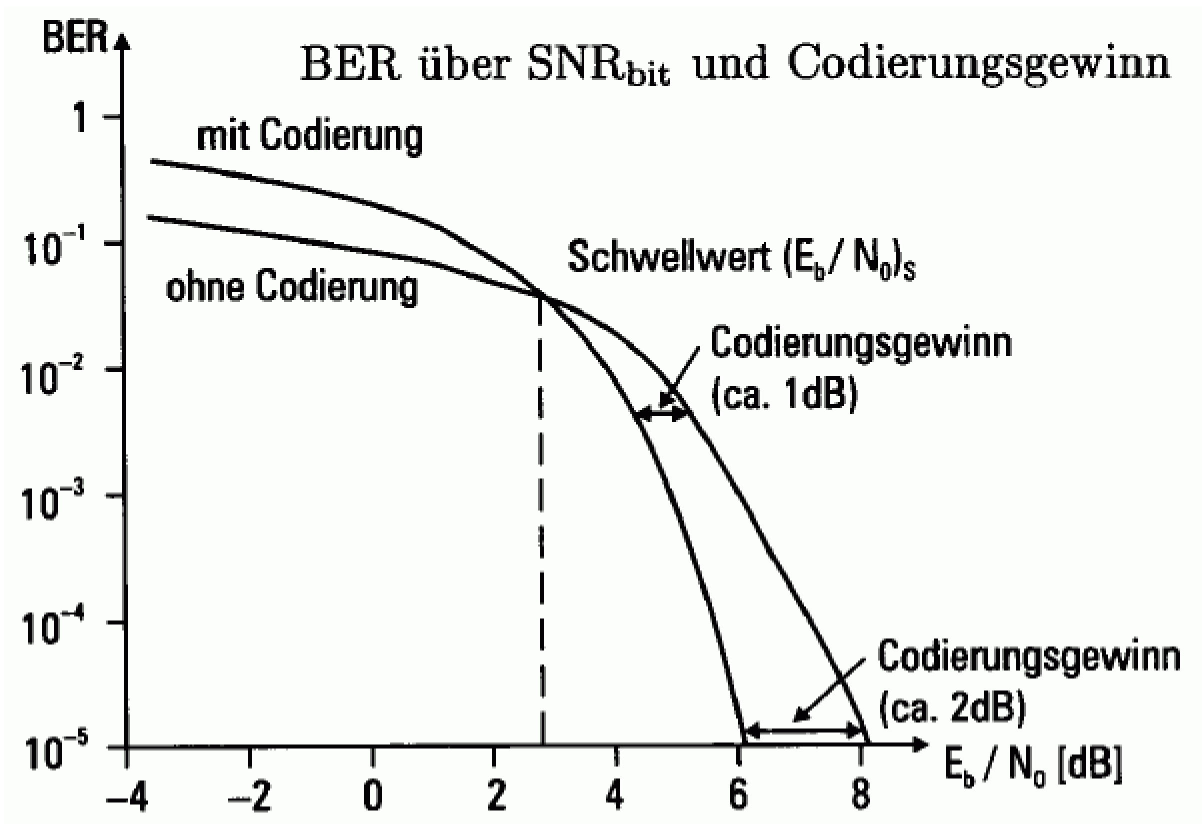
  Reale System können über den Vergleich mit den Grenzen auf ihre Effizienz hin beurteilt werden.

6.3.3 der reale Kanal (26)

- Kodierungsgewinn – Gewinn durch Kanalkodierung
  - Die Kanalkodierung ermöglicht die Korrektur von ....
  - Durch die Kanalkodierung wird Redundanz hinzugefügt. Das bedeutet für die Übertragung durch den Kanal mehr unterschiedliche Symbole oder mehr Elementarsymbole je Zeiteinheit.
  - Beides verschlechtert bei optimal angepaßten und ansonsten identischen Kanälen die Bitfehlerrate bezogen auf den Kanal.
  - Die .... der Gesamt-BER durch die Kanalkodierung und die .... der Kanal-BER durch die Kanalkodierung laufen nicht umgekehrt proportional zueinander.
  - Es gibt Bereiche, in denen die Gesamt-BER mit Kanalkodierung besser ist als ohne. Das bedeutet, daß für eine gleiche BER mit Kanalkodierung ein .... Signal-Rauschabstand am Kanal benötigt wird als ohne.
  - Diese Verringerung des SNR am Kanal wird auch als Kodiergewinn bezeichnet.

6.3.3 der reale Kanal (27)

- Kodierungsgewinn – Gewinn durch Kanalkodierung (2)
  - Beispiel



E_b – Energie je Datenbit (nicht je Symbol) – ändert sich durch Kanalkodierung nicht

Quelle: W. Ostritz: Kanalcodierung

6.3.3 der reale Kanal (28)

- Kodierungsgewinn – Gewinn durch Kanalkodierung (3)
  - Der Kodiergewinn ist vom jeweiligen Kanalkode mit den konkreten Parametern abhängig.
  - Über den Kodiergewinn lassen sich verschiedene Kanalkodes in ihrer Wirksamkeit miteinander vergleichen.