

Hochschule für Technik und Architektur Bern
Abteilung Elektrotechnik und Elektronik
BFH Bereich Elektro- und Kommunikationstechnik

Übertragungstechnik

Nachrichtenübertragung

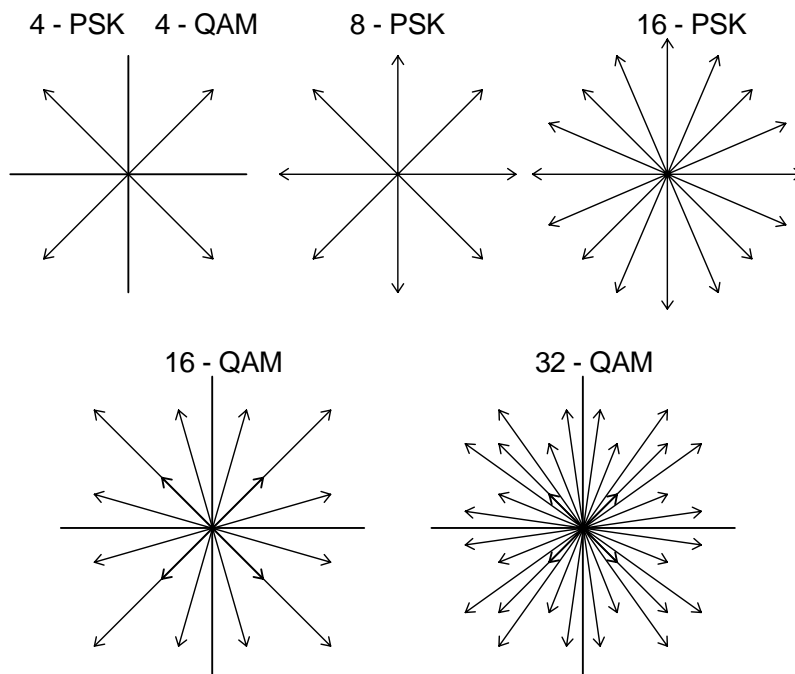
2003
Kurt Steudler

(UNau)

Inhaltsverzeichnis

1	Einführung, Problemstellung und Zielsetzungen	6
2	Signaldarstellung.....	7
2.1	Klassierung der Signale.....	7
2.2	Beschreibung der Signale.....	9
	2.2.1 Zeitfunktion und Spektrum.....	9
	2.2.2 Zeitdauer und Bandbreite	9
	2.2.3 Wesentliche Eigenschaften der Fourier - Transformation.....	13
2.3	Energie und Leistung.....	13
	2.3.1 Normierte Energie und normierte Leistung	15
	2.3.2 Zum Spektrum von Leistungssignalen	15
2.4	Stochastische Signale	18
	2.4.1 Zeitmittelwerte	18
	2.4.2 Ergodizität.....	19
	2.4.3 Korrelationsfunktionen.....	20
	2.4.4 Leistungsdichtespektrum.....	21
2.5	Zeitdiskrete Signale	22
	2.5.1 Abtasttheorem	22
	2.5.2 Pulsträger	24
3	Grundlagen der Informationstheorie	27
3.1	Information und Nachricht.....	27
3.2	Information bei Gleichverteilung der Zeichen	28
	3.2.1 Entscheidungsbaum.....	28
	3.2.2 Einheit der Information	29
	3.2.3 Entscheidungsgehalt	30
3.3	Information bei ungleicher Verteilung der Zeichen	31
	3.3.1 Entropie	31
	3.3.2 Redundanz	32
	3.3.3 Optimaler Code	33
	3.3.4 Fehlererkennung und Fehlerkorrektur.....	34
3.4	Informationsübertragung.....	35
	3.4.1 Kanalkapazität	35
	3.4.2 Der gestörte Binärkanal.....	36
	3.4.3 Signal - Entdeckung	36
3.5	Kontinuierliche Informationsquellen und Kanäle.....	38
	3.5.1 Entscheidungsgehalt einer kontinuierlichen Signalquelle	38
	3.5.2 Kapazität eines kontinuierlichen Kanals.....	39
	3.5.3 Nachrichtenquader	39
4	Referenz Modell für digitale Übertragung	43
4.1	Protokolle.....	43
4.2	Dienste	44
4.3	Das 7 - Schichten OSI Referenz Modell	46
4.4	Praktische Realisierungen	47
	4.4.1 Festlegungen.....	47

4.4.2	Lokale Netzwerke	49
4.4.3	Feldbussysteme	50
4.5	Netzwerk-Topologie	51
5	Bitübertragung.....	52
5.1	Aufgaben des Physical Layers	52
5.2	Übertragung im Basisband	52
5.2.1	Impulsform	52
5.2.2	Kanalcodierung.....	54
5.2.3	Augendiagramm	56
5.2.4	Taktrückgewinnung	57
5.2.5	Scrambler	57
5.2.6	Technische Realisierungen	58
5.3	Übertragung mit Modem	59
5.3.1	Amplitudenumtastung.....	59
5.3.2	Frequenzumtastung.....	61
5.3.3	Phasenumtastung.....	62
5.3.4	Mehrwertige Tastung.....	64
5.4	Anwendungen.....	65
5.4.1	Technische Grenzen	66
5.4.2	Normen der CCITT und ITU	67
5.4.3	Amerikanische Modems	68
5.4.4	Modemkontrolle	68
5.4.5	Die xDSL – Familie, ISDN	69
	Funktionsweise	71
5.5	Anhang zu Kapitel 5.....	74
6	Statistische Funktionen (Anhang).....	75



Literatur

- L 1-1 Best Roland, Digitale Signalverarbeitung und –simulation, Bände 1 und 2, AT – Verlag Aarau – Stuttgart, 1989, ISBN 3-85502-363-8.
- L 1-2 Beuth Klaus, Hanbuth Richard und Kurz Günter, Nachrichtentechnik, Vogel Buchverlag, Würzburg, 1996, 1. Auflage, ISBN 3-8023-1401-8. Einführender Überblick für technisch Interessierte.
- L 1-3 Frohne Heinrich, Löcherer Karl-Heinz und Müller Hans, Grundlagen der Elektrotechnik, Verlag B.G. Teubner, Stuttgart – Leipzig, 1996, ISBN 3-519-46400-4.
- L 1-4 Herter, Röcker: Nachrichtentechnik. München: Carl Hauser Verlag, Kurze Zusammenfassung der wichtigsten Elemente der Modulation.
- L 1-5 Mäusl, R.: Analoge Modulationsverfahren. Hüthig Verlag, Ausführliche Behandlung der Analogen Modulationsarten.
- L 1-6 Mäusl, R.: Digitale Modulationsverfahren. Hüthig Verlag, Ausführliche Behandlung der Digitalen Modulationsarten.
- L 1-7 MATHCAD® 2000. Mathematiksoftware, die sich für numerische Rechnungen und Laborauswertungen eignet.
- L 1-8 Meinke H., Gundlach Friedrich Wilhelm, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Studienausgabe in 3 Bänden, Springer Verlag Berlin – Heidelberg – New York, 1986, 4. Auflage, ISBN 3-540-15394-2.
- L 1-9 Prokott, E.: Modulation und Demodulation. Elitera Verlag, Ausführliche und detaillierte mathematische Behandlung der Modulation.
- L 1-10 Scheithauer Rainer, Signale und Systeme, B.G. Teubner, Stuttgart – Leipzig, 1998, ISBN 3-519-06425-1
- L 1-11 Stalde, E.: Modulationsverfahren. Würzburg: Vogel Buchverlag 6.Auflage 1990, Eine leicht verständliche Einführung in das Gebiet der Modulation.
- L 1-12 Tabellenbuch Informations- und Telekommunikationstechnik, Verlag Dr. Max Gehlen, Bad Homburg vor der Höhe, 1998, ISBN 3-441-92102-x.
- L 1-13 Tietze Ulrich, Schenk Christoph, Halbleiter – Schaltungstechnik, Springer Verlag Berlin – Heidelberg – New York, 1974, 3. Auflage, ISBN 3-540-06667-5.

Verzeichnis der Tabellen

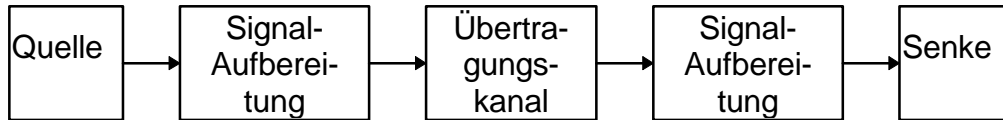
Tabelle 2-1	Klassierung der Signale	8
Tabelle 2-2	Zusammenstellung Zeitsignal und Spektrum	16
Tabelle 4-1	ISO – OSI Layer	47
Tabelle 4-2	MAP - Layer	48
Tabelle 4-3	TOP - Layer	49
Tabelle 4-4	Feldbusse	50
Tabelle 5-1	Modemnormen	67
Tabelle 5-2	Modemnormen alt	68
Tabelle 5-3	xDSL Begriffe	69
Tabelle 5-4	xDSL Technische Daten	70
Tabelle 5-5	ISDN Protokolle	71
Tabelle 5-6	Verbindungskabel	72

Verzeichnis der Figuren

Figur 2-1	Zeitsignal- und Spektrumdarstellung von zwei Signalen $x(t)$ und $y(t)$.	11
Figur 2-2	Zeitsignal- und Spektrumdarstellung	12
Figur 2-3	Eigenschaften der Fourier - Transformation	13
Figur 2-4	Abgetastetes Signal und Spektraldichte für verschiedene Abtastintervalle	23
Figur 2-5	Toleranzschema für ein Bandbegrenzungsfilter	24
Figur 2-6	Zeitfunktion eines Abtastimpulses	25
Figur 2-7	Spektrum eines rechteckförmigen Zeitimpulses	26
Figur 3-1	Codebaum für $N = 8$ verschiedene Zeichen	29
Figur 3-2	Code mit ungleicher Länge	30
Figur 3-3	H als Funktion von p bei $n = 2$	32
Figur 3-4	Optimalcode	34
Figur 3-5	Modell eines Kanals	35
Figur 3-6	Gestörter symmetrischer Binärkanal	36
Figur 3-7	Verteilungsdichte von $p_0(u)$ und von $p_1(u)$	37
Figur 3-8	Fehlerrate als Funktion des Rauschabstandes in dB ($10\lg S/N$)	38
Figur 3-9	Nachrichtenquader	40
Figur 4-1	Struktur eines Referenz - Modells	43
Figur 4-2	Beispiel von PCI und SDU für X.25	44
Figur 4-3	Schnittstellen im Referenz - Modell	45
Figur 4-4	Sequenz von Diensten	46
Figur 4-5	Netzwerktopologien	51
Figur 5-1	Impulsantwort eines idealen Tiefpassfilters	53
Figur 5-2	Verlauf von $H(f)$ für $B = 10$, $\Delta f = 5$ und $r = 0,5$	54
Figur 5-3	Verbesserung der Impulsform mit \cos^2 Filter	54
Figur 5-4	Verschiedene Kanalcodierungsarten	55
Figur 5-5	Augendiagramm a) binäres Signal b) pseudoternäres Digitalsignal (HDB – 3)	56
Figur 5-6	Scrambler und Descrambler	58
Figur 5-7	Unsymmetrische Signalübertragung	58
Figur 5-8	Symmetrische Signalübertragung	59
Figur 5-9	Zeitfunktion und Spektrum der Amplitudentastung	60
Figur 5-10	2 - Frequenzumtastung mit verschiedenem Modulationsindex	62
Figur 5-11	Zeigerdiagramm bei mehrstufiger Phasentastung	65
Figur 5-12	Beispiel der FSK für V.21	66
Figur 5-13	ADSL und Telefonleitung	69
Figur 5-14	ISDN	72
Figur 5-15	S – BUS	73

1 Einführung, Problemstellung und Zielsetzungen

Nachrichten, das heisst Informationen werden von einer Quelle und nach entsprechender Aufbereitung, über einen Übertragungskanal zur Senke übertragen.



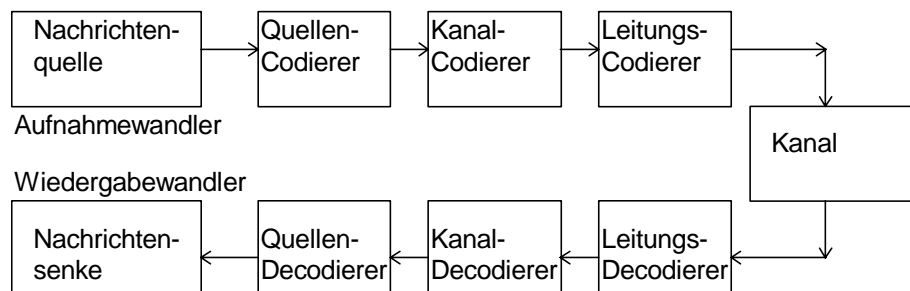
Für die weitere Behandlung in der Übertragungstechnik wollen wir zunächst einen näheren Blick auf die Art und die Definitionen solcher Nachrichtensignale werfen und nachher versuchen, die Übertragung digitaler Signale näher zu strukturieren.

Ziel des Unterrichtes ist, dass die Studierenden folgende Inhalte beherrschen:

- Signale nach den Eigenschaften stochastisch, deterministisch, Energie, Leistung, kontinuierlich und diskret unterscheiden und einteilen.
- Signale und Eigenschaften der Spektrum - Darstellung auch für Energie und Leistung darstellen und einfache Beispiele berechnen.
- Korrelation und Leistungsdichtespektrum mit stochastischen Funktionen in Beziehung setzen.
- Korrelationen mit Rechenhilfsmitteln erstellen und die Anwendungsmöglichkeiten erkennen.
- Abtasttheorem mit reellen Anti - Aliasing - Filtern interpretieren.
- Auswirkung des Spektrums eines Impulses (oder einer periodischen Impulsreihe) einer bestimmten Dauer interpretieren.
- Klar trennen zwischen Diensten und Protokollen.
- Den Nutzen eines Schichtenmodells erkennen.
- Netzwerktopologien unterscheiden
- Netzwerkübergänge klassieren
- Grundlegende Mechanismen der Bitübertragung erkennen und anwenden

Darum müssen die folgenden Fertigkeiten als Voraussetzung bekannt sein:

- Einfache Umrechnungen (Zeitbereich, Spektrumbereich) mit Hilfe einer Tabelle oder einem mathematischen Programm (z.B. MathCAD) durchführen können.



2 Signaldarstellung

Zur Übertragung von Nachrichten zwischen räumlich entfernten Sende- und Empfangsstationen werden sehr unterschiedliche Übertragungsmedien genutzt wie Leitungsverbindungen, terrestrische und Satelliten- Funkverbindungen, optische Kabel und andere mehr. Grundsätzlich ist es erforderlich, die abstrakte Nachricht den physikalischen Grössen elektrischer Spannung, Strom, Feldstärke, Schalldruck, Lichtstärke aufzuprägen.

DEFINITION 2-1

Die physikalische Erscheinungsform von Nachrichten nennen wir **Signale**; im allgemeinen sind solche Signale zeitabhängige Grössen $x(t)$.

2.1 Klassierung der Signale

Signale lassen sich nach unterschiedlichen Gesichtspunkten klassifizieren. Betrachten wir zunächst den Aspekt der im Signal enthaltenen Information: Ein Signal, welches eine dem Empfänger unbekannt Nachricht enthält, weist Zufallscharakter auf. Andernfalls wäre der Empfänger in der Lage, aus der Vergangenheit des Signals auf die zukünftig zu empfangende Nachricht zu schliessen. Solche Zufallssignale oder auch **stochastische Signale** besitzen für die Nachrichtentechnik eine hohe Bedeutung.

Sie sind im Gegensatz zu den **deterministischen Signalen**, also Signalen, deren Verlauf prinzipiell durch geschlossenen Ausdrücke beschrieben werden kann, nur mit den Mitteln der Statistik zu behandeln, also durch Angaben bestimmter Mittelwerte, Korrelationen, Verteilungen und so weiter.

Stochastische Signale	Deterministische Signale
-----------------------	--------------------------

Die zu übertragenden Nutzsignale weisen also im allgemeinen Zufallscharakter auf. Hinzu kommen dann üblicherweise zahlreiche Störgrössen, die häufig ebenfalls stochastischer Natur sind, z.B. additives Rauschen, Quantisierungseffekte. Die stochastische Behandlung des Übertragungssystemes ist somit auch in Hinblick auf die Analyse der Signal - Störverhältnisse von Übertragungstrecken von Bedeutung.

Ein zweiter Gesichtspunkt zur Klassifikation von Signalen liegt in der Unterscheidung zwischen Signalen endlicher Energie und solchen endlicher Leistung¹. Dazu definiert man

¹ Für $x(t)$ als Spannung müsste man rechnen $P = x(t)^2/R_L$ und für einen Strom $P = x(t)^2 R_L$. Wir gehen hier von einer normierten Darstellung aus, d.h. Spannung an einem $R_L = 1$ Ohm.

Energiesignale als Signal mit der Eigenschaft

$$0 < W_n = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)^2 dt < \infty \quad 2-1$$

während für **Leistungssignale** gilt

$$0 < P_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)^2 dt < \infty \quad 2-2$$

Energiesignale	Leistungssignale
----------------	------------------

Stochastische Signale sind in der Regel Leistungssignale (z.B. stationäre Rauschprozesse), ebenso alle periodischen Schwingungsformen, während gebräuchliche zeitbegrenzte Einzelimpulse wie Rechteck, Dreieck- und Gaussimpuls endliche Energie aufweisen.

Ein drittes wichtiges Klassifikationsmerkmal ist die Art der Zeitabhängigkeit. Signale, die in der Nachrichtentechnik eine Rolle spielen, sind in der Regel abhängig von der Zeit.

Zu unterscheiden ist dabei zwischen zeitkontinuierlichen und zeitdiskreten Signalen. Letztere gewinnen für die Nachrichtentechnik zunehmend an Bedeutung. Zeitdiskrete Signale lassen sich ebenso nach den Kriterien stochastisch - deterministisch oder Leistungs - Energiesignal klassifizieren.

Zeitkontinuierliche Signale	Zeitdiskrete Signale
-----------------------------	----------------------

Bei zeitdiskreter Signalverarbeitung ist vielfach auch die Amplitude quantisiert, d.h. auf endlich viele Stufen beschränkt - wir bezeichnen solche Signale als digitale Signale.

Zusammenstellung

Stochastische Signale	Deterministische Signale
Energiesignale	Leistungssignale
Zeitkontinuierliche Signale	Zeitdiskrete Signale digitale Signale

Tabelle 2-1 Klassierung der Signale

2.2 Beschreibung der Signale

2.2.1 Zeitfunktion und Spektrum

Oftmals werden die Zeitsignale zur weiteren Betrachtung nicht als Zeitfunktionen $x(t)$ definiert, sondern es wird von einer Abbildung in einen Bildbereich Gebrauch gemacht.

In der Nachrichtenübertragung ist eine Abbildung in den Frequenzbereich mit einer Fourier-Transformation üblich. Wir bezeichnen diesen Bildbereich als das komplexe **Spektrum** $X(f)$.

Für die weitere Betrachtung und Behandlung eines Zeitsignales ist es somit unerheblich, ob dieses Signal als Original $x(t)$ oder als Abbild $X(f)$ oder $X(\omega)$ verwendet wird². Für die Theorie der Fourier-Transformation sei auf die entsprechenden Unterlagen verwiesen. (Mathematik für Ingenieure).

Aus der Theorie der Fourier-Analyse kennen wir folgende Zusammenhänge:

Zeitfunktion:	Spektrum (Realteil):	Spektrum (Imaginärteil):
reell	gerade	ungerade
gerade	x	0
ungerade	0	x

Wenn wir davon ausgehen, dass eine Zeitfunktion nicht imaginär sein kann, ist ein Spektrum immer eine gerade Funktion. Es genügt für einfache Darstellungen nur die positiven Frequenzen, dafür mit doppeltem Betrag, aufzuzeichnen.

Wenn wir die eingeführte Klassierung der Signale berücksichtigen, können weitere Zusammenhänge beschrieben werden:

Zeitfunktion (Original):	Spektrum (Bildfunktion):
periodisch (deterministisch)	diskret
diskret	periodisch

Das Spektrum kann dabei in den Einheiten z.B. Volt, oder als Dichtespektrum mit z.B. Volt/Hz auftreten.

2.2.2 Zeitdauer und Bandbreite

Bei zeitlich begrenzten Signalen ergibt sich die Signaldauer zu $\tau = t_2 - t_1$. Bei abklingenden Signalen ist es schwieriger, eine Definition für die Signaldauer zu finden.

Eine universelle Definition für die Signaldauer, die auf alle Signale mit endlicher

² Als Variable des Spektrum wird je nach Darstellung die Frequenz f oder die Kreisfrequenz ω verwendet. Die beiden Darstellungen unterscheiden sich im Faktor 2π .

Energie angewendet werden kann, ergibt sich aus der Forderung, dass innerhalb der Dauer τ_w 90% der Energie umgesetzt werden soll.

Eine andere Definition geht aus von der Halbwertsbreite τ_h , die sich als zeitlicher Abstand der Punkte mit halbem Scheitelwert auf der ansteigenden und abfallenden Flanke ergibt. Wir unterscheiden somit zwischen streng und nicht streng begrenzten Signalen.

DEFINITION 2-2

Ein **zeitlich streng begrenztes Signal** $x(t)$ besitzt ein unbegrenztes komplexes Amplitudenspektrum $X(\omega)$.

Eine Umkehrung dieser Definition ist nicht möglich, d.h. zu einem unbegrenzten Spektrum kann auch ein unbegrenztes Signal gehören.³

DEFINITION 2-3

Als **Bandbreite** B eines Signals $x(t)$ bezeichnet man den frequenzmässigen Abstand zwischen der Signalkomponente bei der höchsten Frequenz und derjenigen bei der niedrigsten Frequenz.

Dabei sei speziell darauf hingewiesen, dass nur Frequenzen $f > 0$ betrachtet werden (einseitige Spektren) und dass die Bandbreite B normalerweise eine Frequenz und keine Kreisfrequenz darstellt.

Auch hier ist zwischen streng bandbegrenzten Signalen bzw. Spektren und pseudo - bandbegrenzten Spektren zu unterscheiden. Für die letzteren kann in entsprechender Weise eine Bandbreite B_w (enthält 90% der Energie) oder B_h (Halbwertsbreite bei einfachen einhöckrigen Spektren) definiert werden.

Somit gilt der folgende Satz:

DEFINITION 2-4

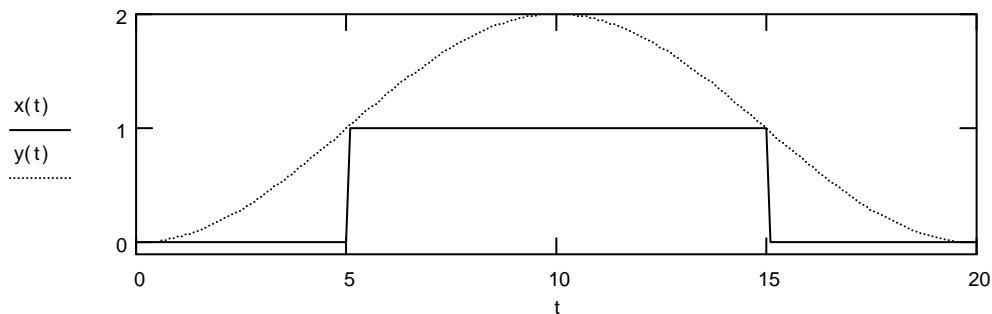
Zu einem **frequenzmässig streng begrenzten Spektrum** $X(\omega)$ gehört ein zeitlich unbegrenztes Signal $x(t)$.

³

Zum Beispiel Rampe, Sprung und so weiter.

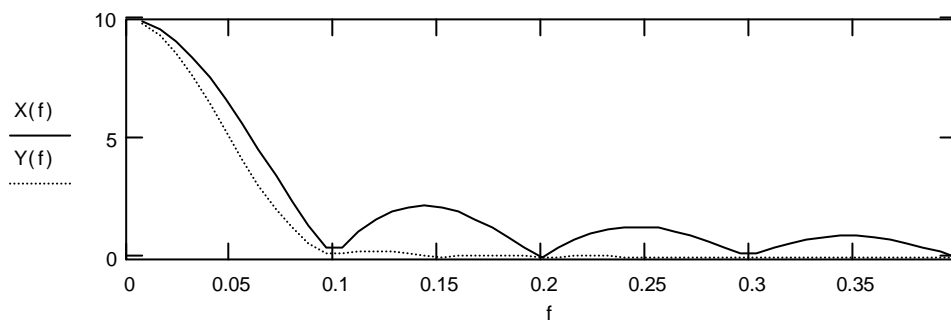
Zeitsignaldarstellung: $T_i := 10$

$$x(t) := \text{wenn} \left(\left| t - T_i \right| < \frac{T_i}{2}, 1, 0 \right) \quad y(t) := 1 - \cos \left(\frac{\pi}{T_i} \cdot t \right) \quad t := 0, 0.1 \dots 20$$



Spektrumdarstellung:

$$X(f) := \left| \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot T_i)}{\pi \cdot f} \right| \quad Y(f) := \left| \frac{\sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot T_i)}{2 \cdot \pi \cdot f} \cdot \frac{1}{1 - (2 \cdot f \cdot T_i)^2} \right| \quad f := 0.008, 0.016 \dots 0.4$$



Figur 2-1 Zeitsignal- und Spektrumdarstellung von zwei Signalen $x(t)$ und $y(t)$.

Je nachdem wie man die Dauer und die Bandbreite eines Signals definiert, erhält man relativ unabhängig vom Signalverlauf die fundamentale Beziehung:

$$\tau \cdot B = \text{in der Grössenordnung von } 1 \quad \tau \cdot B \approx 1 \quad 2-3$$

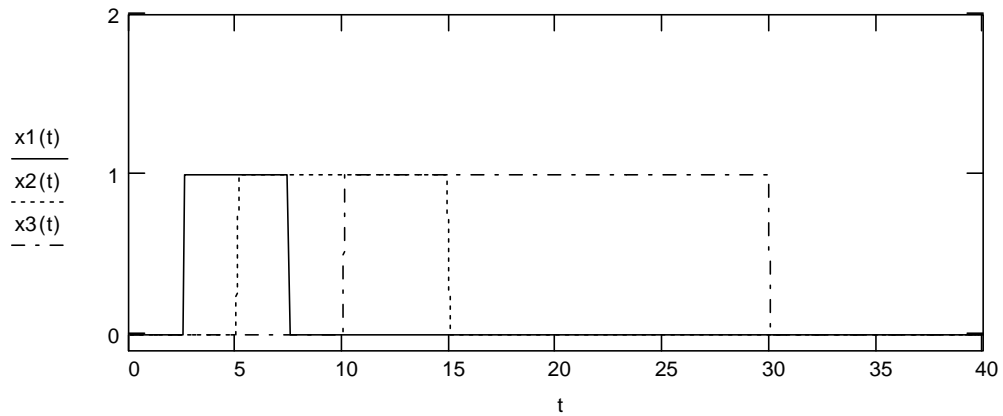
Diese Beziehung ist als **Unschärferelation** bekannt und lässt sich wie folgt in Worte fassen:

Ein Signal von kurzer Dauer besitzt ein Spektrum, das sich über einen grossen Frequenzbereich erstreckt (grosse Bandbreite). Ein Signal von langer Dauer weist ein Spektrum auf, das nur einen schmalen Frequenzbereich belegt (kleine Bandbreite).

$$x_1(t) := \text{wenn} \left(|t - T_1| < \frac{T_1}{2}, 1, 0 \right)$$

$$x_2(t) := \text{wenn} \left(|t - T_2| < \frac{T_2}{2}, 1, 0 \right)$$

$$x_3(t) := \text{wenn} \left(|t - T_3| < \frac{T_3}{2}, 1, 0 \right)$$



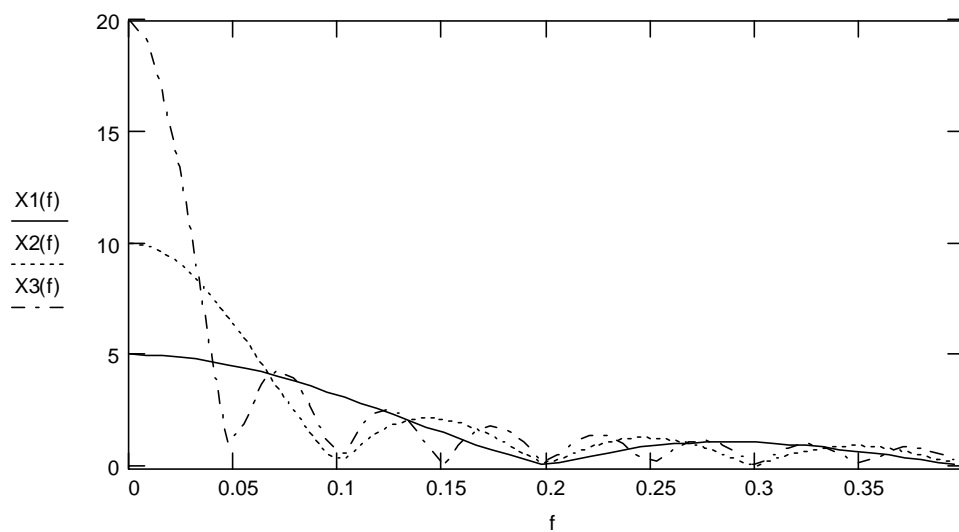
Spektrumdarstellung:

$$T_1 := 5 \quad T_2 := 10 \quad T_3 := 20 \quad f := 0.0001, 0.008 \dots 0.4$$

$$X_1(f) := \left| \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot T_1)}{\pi \cdot f} \right|$$

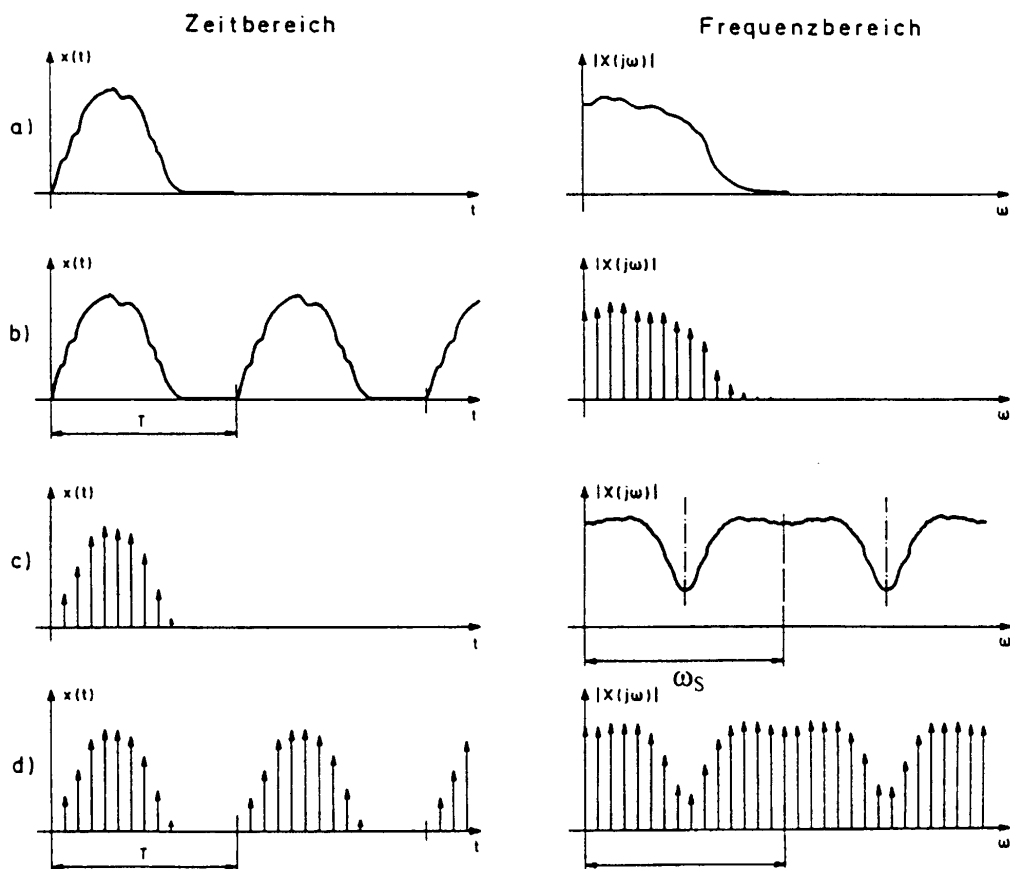
$$X_2(f) := \left| \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot T_2)}{\pi \cdot f} \right|$$

$$X_3(f) := \left| \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot T_3)}{\pi \cdot f} \right|$$



Figur 2-2 Zeitsignal- und Spektrumdarstellung

2.2.3 Wesentliche Eigenschaften der Fourier - Transformation



Figur 2-3 Eigenschaften der Fourier - Transformation

- Aperiodisches Signal (kontinuierlich und zeitbegrenzt). Das Fourier – Spektrum ist kontinuierlich
- Signal in a) periodisch fortgesetzt. Es entsteht ein periodisches Signal. Das Fourier – Spektrum ist diskret (Linienspektrum).
- Signal aus a) abgetastet. Das Fourier – Spektrum ist kontinuierlich und periodisch.
- Signal aus c) periodisch fortgesetzt. Das Fourier – Spektrum wird diskret und periodisch (periodisches Linienspektrum).

2.3 Energie und Leistung

Die **Energie** eines Signales kann mit der Beziehung

$$W_n = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)^2 dt \quad 2-4$$

berechnet werden. Nach dem Parseval - Theorem gilt aber auch: ⁴

⁴ PARSEVAL Marc Antoine, Born: 27 April 1755 in Rosières-aux-Saline, France, Died: 16 Aug 1836 in Paris, France.
A royalist, Marc-Antoine Parseval was imprisoned in 1792 and had to flee from France when Napo-

DEFINITION 2-5

Die totale Energie eines Signals im Zeitbereich gleich der totalen Energie des Signals im Frequenzbereich.

$$W_n = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df \quad 2-5$$

Die Energie misst sich in Js. Die Normierte Energie bezieht sich auf eine bestimmte Referenz, z.B. einen Widerstand von 1 Ω (oder 50 Ω , 600 Ω). Analog lässt sich auch ein normiertes **Energiespektrum**⁵ (in Js/Hz) definieren:

$$W(f) = X(f) \cdot X(f)^* = |X(f)|^2 \quad 2-6$$

Die normierte **Leistung** eines Signales wird berechnet mit

$$P_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{W_n}{T} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x^2(t) dt \quad 2-7$$

und gemessen in Watt. Energiesignale haben keine Leistung ($P_n = 0$). Leistung ist damit definiert für periodische Signale, stochastische Signale und so weiter. Für periodische Signale lässt sich aus dem Linienspektrum ein normiertes Leistungsspektrum bilden.⁶

$$P_n = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)^2 dt = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |c_n|^2 \quad 2-8$$

Stochastische Signale haben ein Leistungsdichtespektrum (siehe nächstes Kapitel).

leon ordered his arrest for publishing poetry against the regime. He had only 5 publications, the second containing the well known Parseval's theorem. This was used by LACROIX and POISSON and was to become important in the theory of FOURIER series. (Aus: <http://www-groups.dcs.st-and.ac.uk> und www.britannica.com)

5 mit $x = a + jb$ gilt $x \cdot x^* = (a + j \cdot b)(a - j \cdot b) = a^2 + b^2 = |x|^2$

6 Effektivwert der Leistung. Die c_n stellen Spitzenwerte dar.

2.3.1 Normierte Energie und normierte Leistung

In mathematischen Darstellungen ist es üblich mit dimensionslosen Grössen zu arbeiten. In technischen Anwendungen ist es unumgänglich, die verwendeten Grössen (oft x) mit Dimensionen und Zahlenwerten zu versehen.

Stellen x oder $x(t)$ das Verhalten von Spannung oder Strom dar, muss zusätzlich ein Widerstand R angegeben sein, damit $x(t)^2/R$ beziehungsweise $x(t)^2 \cdot R$ in die obenstehenden Gleichungen eingesetzt werden kann.

Wird R nicht näher bezeichnet, gilt $R = 1 \Omega$ als Norm.

2.3.2 Zum Spektrum von Leistungssignalen

Damit die Fourier - Transformation konvergiert, muss

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)| dt < \infty \quad \text{erfüllt sein.}$$

Dies ist bei Leistungssignalen nicht der Fall, das heisst die Fourier - Transformation von Leistungssignalen konvergiert nicht.

Trotzdem weisen auch Leistungssignale ein Spektrum auf, das folgendermassen gefunden werden kann:

$$X(f) = \lim_{a \rightarrow 0} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-at} \cdot e^{-j2\pi ft} dt \quad 2-9$$

Die Konvergenz wird mit e^{-at} herbeigeführt. Mit $a \rightarrow 0$ wird der Einfluss der Dämpfungsfunktion neutralisiert.

Zusammenstellung

Kategorie	Signal $x(t)$	Spektrum $X(f), X(j\omega)$
Allgemein	$x(t)$ $x_1(t) + x_2(t)$ $k x(t)$	$X(j\omega)$ $X_1(j\omega) + X_2(j\omega)$ $k X(j\omega)$
Verschiebung	$x(t - \tau)$	$X(j\omega) e^{-j\omega\tau}$
Deltafunktion	$\delta(t)$	1
Einheitssprung	$x(t) = 0, t < 0$ $x(t) = 1, t \geq 0$	$1/j\omega + \pi \delta(\omega)$
Rampe	$x(t) = 0, t < 0$ $x(t) = t, t \geq 0$	$1/(j\omega)^2 + \pi^2 [\delta(\omega)]^2$
Parabel	$x(t) = 0, t < 0$ $x(t) = t^2/2, t \geq 0$	$1/(j\omega)^3 + \pi^3 [\delta(\omega)]^3$
Einzelimpuls	$x(t) = 0, t < 0$ $x(t) = 1, 0 \leq t < \tau$ $x(t) = 0, t > \tau$	$\frac{1 - e^{-j\omega\tau}}{j\omega}$
Rechteck	$x(t) = 0, t < 0$ $x(t) = 1, 0 \leq t < \tau$; Modulo $x(t) = 0, \tau < t < T$; T	$\frac{1 - e^{-j\omega\tau}}{1 - e^{-j\omega T}}$
Sinus	$x(t) = 0, t < 0$ $x(t) = \sin\omega_0 t, t \geq 0$	$\frac{\omega_0}{\omega_0^2 + (j\omega)^2} + \frac{\pi}{j \cdot 2} [\delta(\omega - \omega_0) - \delta(\omega + \omega_0)]$
Cosinus	$x(t) = 0, t < 0$ $x(t) = \cos\omega_0 t, t \geq 0$	$\frac{\omega_0}{\omega_0^2 + (j\omega)^2} + \frac{\pi}{2} [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)]$
Exponentialfunktion	$x(t) = 0, t < 0$ $x(t) = e^{-at}, t \geq 0$	$\frac{1}{j\omega + a}$

Tabelle 2-2 Zusammenstellung Zeitsignal und Spektrum

Formeln für periodische Signale

Ein periodisches Signal $f(t) = f(t + t_0)$ läßt sich als *Fourier-Reihe* darstellen:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)], \quad \omega_0 = 2\pi f_0, \quad f_0 = \frac{1}{t_0}.$$

Die Kosinus- und Sinusanteile können geometrisch zusammengefaßt werden:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} d_n \cos(n\omega_0 t + \varphi_n),$$

$$d_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad \varphi_n = \arctan \frac{b_n}{a_n}, \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

Mit den Eulerschen Beziehungen läßt sich die Reihe in eine mit *komplexen Koeffizienten* sowie komplexen Exponentialschwingungen umformulieren:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t},$$

$$c_n = \begin{cases} \frac{1}{2}(a_n - jb_n) & n > 0 \\ \frac{a_0}{2} & \text{für } n = 0 \\ \frac{1}{2}(a_{-n} + jb_{-n}) & n < 0 \end{cases},$$

$$c_n = c_{-n}^*.$$

Die Koeffizienten werden durch eine Integration über eine Periode berechnet:

$$a_n = \frac{2}{t_0} \int_0^{t_0} f(t) \cos(n\omega_0 t) dt, \quad n = 0, 1, 2, \dots,$$

$$b_n = \frac{2}{t_0} \int_0^{t_0} f(t) \sin(n\omega_0 t) dt, \quad n = 1, 2, 3, \dots,$$

$$c_n = \frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$$

Liegt eine *Symmetrie* des Signals vor, dann sind *entweder* nur Kosinus- oder Sinusanteile enthalten, ansonsten *beide*:

$f(t)$ gerade, nur Kosinusanteile und Gleichanteil, $b_n = 0$, $\text{Im } c_n = 0$,

$f(t)$ ungerade, nur Sinusanteile, $a_n = 0$, $\text{Re } c_n = 0$.

Ist der Wechselanteil $f_-(t)$ des Signal ungerade, dann gilt ebenfalls:

$f_-(t)$ ungerade, nur Sinusanteile, $a_n = 0$, $\text{Re } c_n = 0$.

2.4 Stochastische Signale

Viele Signale haben die Eigenschaft, dass sich im einzelnen keine erkennbaren Gesetzmässigkeiten zeigen und sich im prinzipiellen Verhalten hinsichtlich der Zeit nichts ändert. Man denke etwa an das thermische Rauschen einer Verstärkerstufe. Bei gleichbleibendem physikalischem Hintergrund ändern sich die physikalischen Kennwerte nicht und wir sprechen von **stationären** Vorgängen. Dabei ist die Zeit die unabhängige Veränderliche. Diese Signale sind somit Zeitfunktionen mit statistischen Eigenschaften und können nur mit der Theorie der statistischen Funktionen behandelt werden.

DEFINITION 2-6

Ein Signal, dessen Verlauf einer statistischen Funktion entspricht, heisst **stochastisches Signal**.

2.4.1 Zeitmittelwerte

Für die Beschreibung eines stochastischen Signales werden statistische Mittel eingesetzt. Eine einfache Methode eine statistische Funktion zu beschreiben ist, alle "charakteristischen Grössen"⁷ dieser Funktion zu definieren. Dieses Vorgehen ist auch bei stochastischen Signalen von Bedeutung.

Der arithmetische Mittelwert entspricht dem Gleichstrom- oder Gleichspannungsanteil eines Signales:

$$x_0 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t) dt \quad 2-10$$

Der quadratische Mittelwert für $x_0 = 0$ entspricht der normierten Signalleistung:

$$P_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x^2(t) dt \quad 2-11$$

Mit der Wurzel aus der normierten Leistung kann man den Effektivwert des Signales bestimmen.⁸

Der Grenzübergang $T \rightarrow \infty$ bedeutet Mittelung über einen "genügend grossen Zeitraum". Die angegebenen Formeln gelten für stochastische Signale und determinierte Signale.

⁷

Charakteristisch sind z.B. die "Momente" arithmetischer und quadratischer Mittelwert.

⁸

Je nach Komplexität einer statistischen Verteilung müssen noch weitere charakteristische Werte (Momente) berücksichtigt werden.

2.4.2 Ergodizität

In der Praxis können Zeitsignale während eines genügend grosse Zeitraums gemessen und die entsprechenden statistischen Grössen bestimmt werden. Für unsere theoretischen Berechnungen sind aber die vorangehenden Formeln eher ungeeignet. Man verwendet darum die Ergodenhypothese:

In der Mehrzahl nachrichtentechnischer Anwendungen ist die zeitliche Mittelung über einen "genügend grossen Zeitraum" gleich der Mittelung über eine "genügend grosse Zahl"⁹. Wir können somit die Zeitmittelwerte oder die statistischen Mittelwerte für die Beschreibung der Signaleigenschaften verwenden.

DEFINITION 2-7

Bei **ergodischen Prozessen** ist die Mittelung über die Zeit gleich der Mittelung über die Gesamtheit.

Um Vorgänge mit den statistischen Kenngrössen (Mittelwert, Streuung, und so weiter) beschreiben zu können, muss man eine "genügend grosse Zahl" identischer Systeme zur Verfügung haben und für einen Zeitpunkt die entsprechenden Mittelwerte und Momente berechnen.

Hier eine Zusammenstellung dieser Kenngrössen für $x_0 = 0$ und einer normierten Gesamtwahrscheinlichkeit von 1, sowie ihre Interpretation für physikalische Grössen wobei $p(x)$ ($p = \text{probability}$) die Wahrscheinlichkeit einen Wert x zu messen darstellt:

Erwartungswert oder Mittelwert des entsprechenden Signales:

$$x_0 = \int_{-\infty}^{+\infty} p(x) x \, dx \quad 2-12$$

Varianz, ein Mass für die Abweichung vom Wert $x_0 = 0$, gleichbedeutend mit der normierten Leistung:

$$P_n = \int_{-\infty}^{+\infty} p(x) x^2 \, dx \quad 2-13$$

Bei ergodischen Prozessen gilt: wenn die Verteildichte $p(x)$ des Signales $x(t)$ bekannt ist, können diese Kennwerte auch verwendet werden. In der Praxis wird immer von ergodischen Prozessen ausgegangen.

⁹ Es lässt sich das Rauschen einer Diode über genügend lange Zeit oder das Rauschen genügend vieler Dioden zu einem bestimmten Zeitpunkt beobachten.

2.4.3 Korrelationsfunktionen

Mit stochastischen Signalen direkt können keine wesentlichen weiteren Berechnungen durchgeführt werden, es sei denn, man bestimme den inneren Zusammenhang eines Signales mit Hilfe einer Korrelation, der sogenannten Autokorrelationsfunktion (AKF):

DEFINITION 2-8

Die **Autokorrelationsfunktion** (AKF) bestimmt den inneren Zusammenhang eines stochastischen Signales.

Sie wird für **Leistungssignale** wie folgt definiert:

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t)x(t+\tau)dt \quad 2-14$$

Es wird gemittelt über das Produkt aus der Zeitfunktion $x(t)$ und der um den Parameter τ verschobenen Zeitfunktion $x(t+\tau)$. Dadurch wird der Grad der inneren Verwandtschaft einer Zeitfunktion gekennzeichnet.

Hier die wichtigsten Eigenschaften der AKF:

Gerade Funktion $R_{xx}(\tau) = R_{xx}(-\tau)$

Unter der Voraussetzung, dass wir nur reelle stochastische Signale betrachten ist auch die Autokorrelationsfunktion immer eine gerade Funktion.

Maximalwert $R_{xx}(0) \geq R_{xx}(\tau)$

Der Maximalwert tritt immer bei $t = 0$ auf. Dieser Maximalwert entspricht gerade der normierten Leistung dieses Signales.

Leistung und Effektivwert $R_{xx}(0) = x^2 = x_{\text{eff}}^2 = P_n$

Der Wert zum Zeitpunkt $t = 0$ entspricht der normierten Signalleistung.

Endwert $R_{xx}(\tau) = (x_0)^2$

Der Endwert der Autokorrelation ist das Quadrat des Mittelwertes.

Die oben gegebene Definition der Autokorrelation gibt nur für Leistungssignale einen Wert grösser als Null. Für **Energiesignale** (z.B. zeitbegrenzte Signale) muss die Definition entsprechend angepasst werden:

$$R_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot x(t+\tau)dt \quad 2-15$$

In der Praxis hat diese zweite Form eine grosse Bedeutung, da sie sich auch im Spektralbereich definieren lässt:

$$W(f) = X(f) \cdot X(f)^* \quad 2-16$$

Worin: $W(f)$ = Fouriertransformierte der AKF
 $X(f)$ = Fouriertransformierte der Funktion $x(t)$
 $X(f)^*$ = konjugiert komplexe Funktion von $X(f)$

Anmerkung:

Nachdem die Korrelationsfunktion eines Signales $x(t)$ mit sich selbst gebildet worden ist, kann diese auch für zwei verschiedene Signale $x(t)$ und $y(t)$ berechnet werden. In diesem Fall spricht man von der **Kreuzkorrelationsfunktion** (KKF) der beiden Signale:

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t) \cdot y(t + \tau) dt \quad 2-17$$

Die Kreuzkorrelation stellt ein Mass für die Ähnlichkeit (oder Korrelation) von Ausschnitten zweier verschiedener Signale dar. Man beachte, dass die KKF im Gegensatz zur AKF im allgemeinen weder eine gerade noch eine ungerade Funktion von τ ist und das Maximum auch nicht notwendigerweise bei $\tau = 0$ liegt.

2.4.4 Leistungsdichtespektrum

Bei stochastischen Signalen kann man, da der Zeitverlauf $x(t)$ im einzelnen nicht bekannt ist, keine komplexe Spektraldichte (Amplitudenspektrum) angeben. Jedoch kann man die in einem Frequenzbereich Δf fallende Leistung $\Delta P(f)$ messen (selektiver Empfänger). Wir nennen die auf Δf bezogene Leistung $\Delta P(f)$ das **Leistungsdichtespektrum** ($\Delta f \rightarrow 0$):¹⁰

$$P(f) = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\Delta P(f)}{\Delta f} \quad 2-18$$

$$[P(f)] = \frac{\text{Watt}}{\text{Hz}}$$

Bei der Untersuchung stochastischer Signale dient dieses Leistungsdichtespektrum als Kennfunktion im Frequenzbereich. Von Wiener und Kintchine stammt der Zusammenhang mit der Autokorrelationsfunktion, der im wesentlichen einer Fouriertransformation einer Autokorrelation entspricht:

¹⁰ $[P(f)] = \text{Watt/Hertz} = \text{W Hz}^{-1}$

$$P(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R(\tau) \cdot e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(f) \cdot e^{j2\pi f\tau} df$$
2-19

Wir sehen, dass der Zusammenhang zwischen der Autokorrelationsfunktion und dem Leistungsdichtespektrum praktisch mit der Fourier - Transformation identisch ist. Wir können somit die Verteilung der Leistung auf die verschiedenen Frequenzen für ein stochastisches Signal finden, das sogenannte Leistungsdichtespektrum.

Mit diesem Leistungsdichtespektrum kann jetzt entsprechend gerechnet und Systemtheorie betrieben werden. Die Gesetzmässigkeiten der Systemtheorie mit dem Zusammenhang zwischen dem Eingangs- und Ausgangssignal eines linearen, zeitinvarianten Systems bleiben im Wesentlichen erhalten:

$G(f)$	Übertragungsfunktion des Systemes		$P_x(f)$	Spektraldichte des Eingangssignales
$x(t)$	Eingangssignal;		$P_y(f)$	Spektraldichte des Ausgangssignales
$y(t)$	Ausgangssignal;			

$$P_y(f) = |G(f)|^2 \cdot P_x(f)$$
2-20

Dieser Zusammenhang entspricht der Faltung für Leistungsdichten.

Entsprechend kann auch die normierte Leistung aus dem Leistungsdichtespektrum gebildet werden (Parseval - Theorem für Leistungen):

$$P_n = \int_{-\infty}^{\infty} P_x(f) df$$
2-21

2.5 Zeitdiskrete Signale

Wir erhalten ein zeitdiskretes Signal durch die **Abtastung** eines kontinuierlichen Signals.

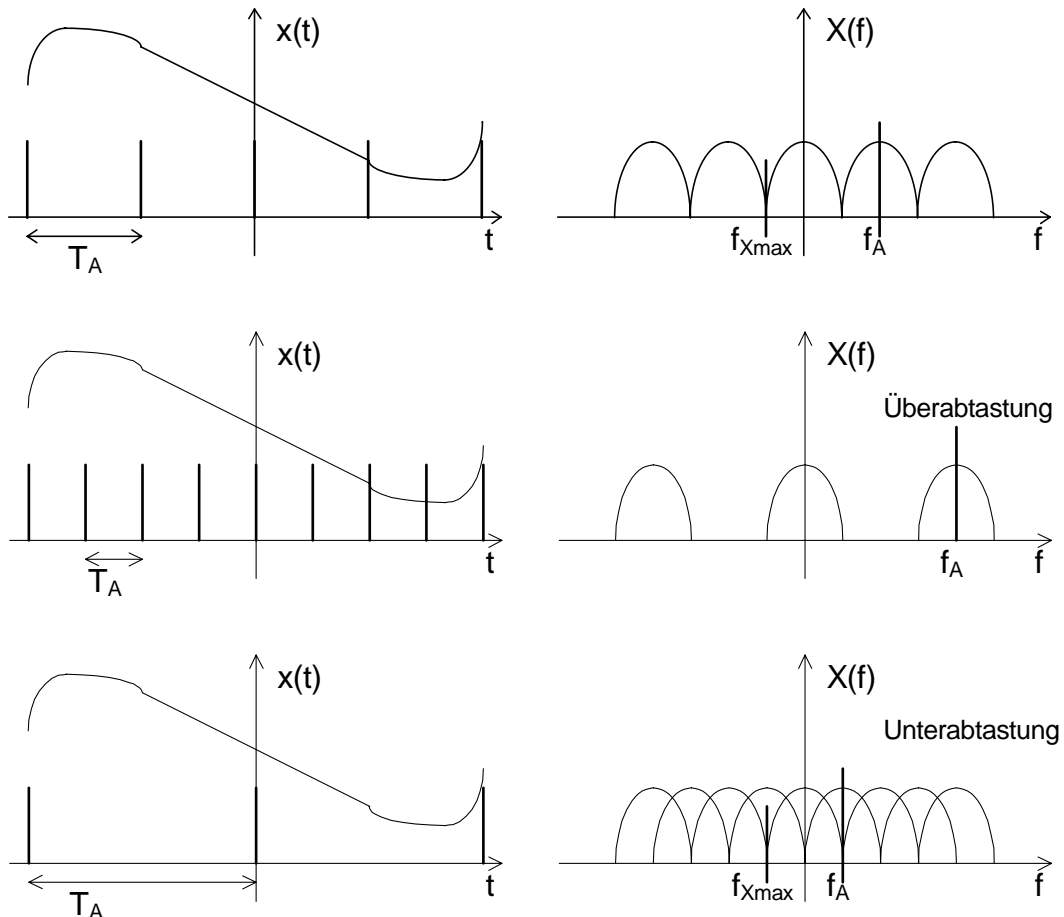
2.5.1 Abtasttheorem

Bei der Signalabtastung werden einem kontinuierlichen Signal $x(t)$ durch eine Folge von äquidistanten Impulsen zu den Zeiten $t = n \cdot T_A$ Proben entnommen. Man benützt dazu einen Abtaster, der die Funktionen eines Multiplizierers hat. Als Abtastimpuls wird zunächst die periodische DIRAC - Impulsfolge $\delta(t - n \cdot T_A)$ verwendet.

Das Abtastsignal erhält man aus

$$x(n \cdot T) = x(t) \cdot \delta(t - n \cdot T_A) = x_n \quad 2-22$$

Wenn wir das Signal $x(t)$ abtasten und die Spektrum - Darstellung berechnen, können wir folgende drei Fälle unterscheiden:



Figur 2-4 Abgetastetes Signal und Spektraldichte für verschiedene Abtastintervalle

DEFINITION 2-9

Das von C.E. SHANNON formulierte Abtasttheorem besagt:

Ein zeitkontinuierliches, auf die Bandbreite $B_X = f_{Xmax}$ bandbegrenztes Signal wird durch diskrete Abtastwerte eindeutig beschrieben, wenn für die Abtastfrequenz f_A die Beziehung $f_A > 2 f_{Xmax}$ gilt.

Für die Abtastfrequenz f_A ergibt sich daraus, dass diese mindestens gleich der doppelten maximalen Signalfrequenz sein muss:

$$f_A = \frac{1}{T_A} > 2 f_{X_{\max}} \quad 2-23$$

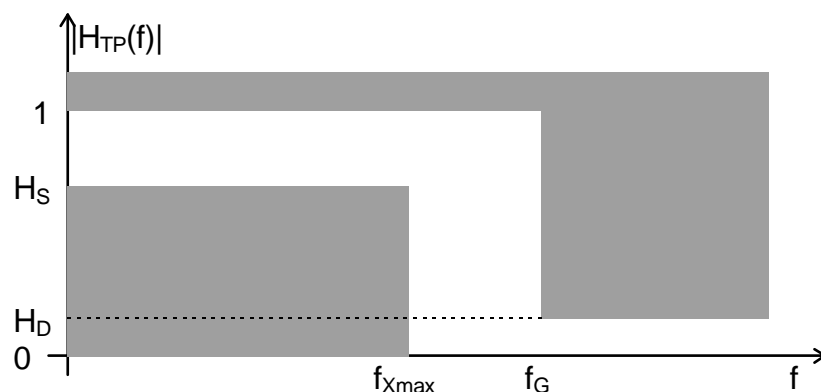
Die Figur 2-4 zeigt die Spektraldarstellung für drei verschiedene Abtastintervalle T_A . Wenn T_A zu klein ist, also häufiger als nötig abgetastet wird (Überabtastung), rücken die Spektral-Anteile voneinander ab. Wenn T_A zu gross ist, also zu selten abgetastet wird (Unterabtastung), überlappen sich die Spektralanteile: das Signal wird verfälscht. Diese Grenzfrequenz die nicht überschritten werden darf wird als Nyquist - Frequenz bezeichnet.

DEFINITION 2-10

Mit **Aliasing** wird der (Verfälschungs-)Effekt bezeichnet, der bei einer Überlap-
 pung der Spektralanteile bei einem unterabtasteten Signal entsteht.

In der Praxis muss ein Signal mit dem sogenannten Anti - Aliasing Filter (Bandbe-
 grenzungsfiler) auf die Nyquist - Frequenz begrenzt werden. Ein Filter hat immer
 eine nicht - ideale Übertragungsfunktion mit einer oberen Grenzfrequenz f_G . Somit
 kann das Abtasttheorem in der Praxis angepasst werden:

$$f_{\text{Abtast}} > f_{X_{\max}} + f_G \quad 2-24$$



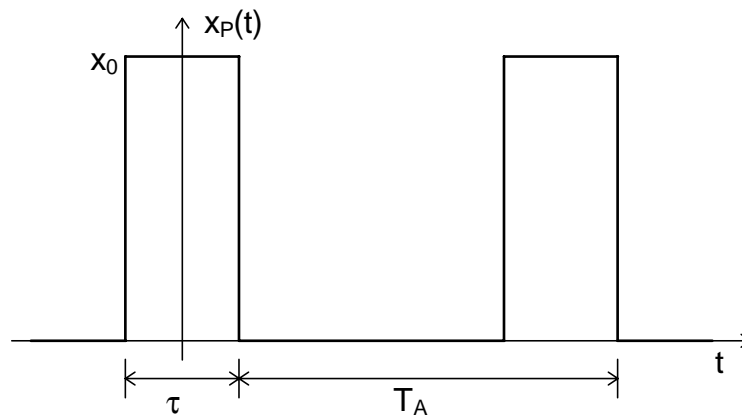
Figur 2-5 Toleranzschema für ein Bandbegrenzungsfiler

Zur Rückgewinnung des Signals aus den zeitdiskreten Abtastwerten benutzt man
 einen Tiefpass mit demselben Toleranzschema.

2.5.2 Pulsträger

Der mathematische DIRAC - Impuls kann in einer praktischen Schaltung nicht rea-
 lisiert werden. Somit muss als Abtastimpuls oder Trägerimpuls eine periodische
 Rechteckimpulsfolge mit endlicher Länge eingesetzt werden.

Die Zeitfunktion der einseitig gerichteten Impulsfolge ist charakterisiert durch die Pulsamplitude x_0 , die Pulsperiodendauer T_A und die Impulsdauer τ . Die Abtastfrequenz und somit die Pulsfrequenz beträgt $f_A = 1/T_A$.



Figur 2-6 Zeitfunktion eines Abtastimpulses

Das Verhältnis τ/T_A wird als **Tastverhältnis** bezeichnet.

Über eine FOURIER - Reihenentwicklung erhält man die Zeitfunktion $x_p(t)$ in der Zusammensetzung aus den Teilkomponenten zu ¹¹

$$\begin{aligned}
 x_p(t) &= x_0 \frac{\tau}{T_A} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(n \frac{\tau}{T_A} \pi\right)}{n \frac{\tau}{T_A} \pi} \cos\left(n \frac{2\pi}{T_A} t\right) \right] = \\
 &= x_0 \frac{\tau}{T_A} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \text{si}\left(n \frac{\tau}{T_A} \pi\right) \cos\left(n \frac{2\pi}{T_A} t\right) \right]
 \end{aligned}
 \tag{2-25}$$

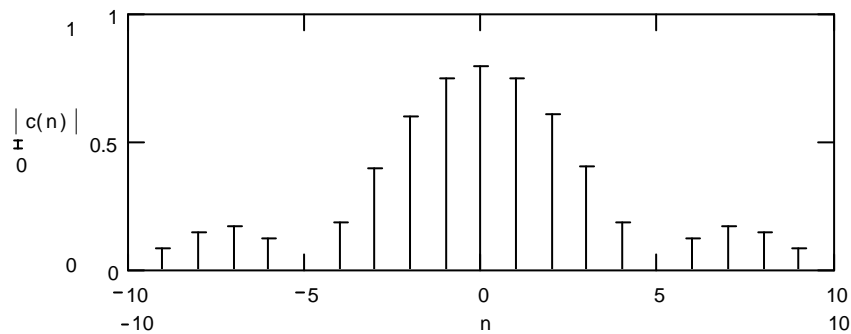
Die Amplituden der Teilschwingungen sind mit der $\sin x/x$ Funktion verknüpft, die für die ganzzahlig Vielfachen von π Nullstellen aufweist. In dem von der vorangehenden Gleichung zu entnehmenden Spektrum des Pulses treten somit Nullstellen auf bei allen $(n = k \cdot T_A/\tau)$ - ten Harmonischen.

AUFGABE

Leiten Sie die oben gegebene Formel für das Spektrum eines periodischen Abtastimpulses her.

¹¹ Der Ausdruck „si(x)“ wird auch „sinc(x)“ genannt.

Das Spektrum des Rechteckimpulses belegt eine sehr breites Frequenzband, das theoretisch bis ins Unendliche reicht. Die Frage lautet nun: wie muss die Impulsform verändert werden, damit ein bandbegrenztes Signal entsteht?



Figur 2-7 Spektrum eines rechteckförmigen Zeitimpulses

Eine Begrenzung des Spektrums des Rechteckimpulses führt zu einer Impulsverzerrung, die sich durch Vor- und Nachschwinger äussert. Diese Vor- und Nachschwinger würden insbesondere beim Zeitmultiplexbetrieb, wo die Impulse aus verschiedenen Signalkanälen dicht aufeinanderfolgen, zu einem Nebensprechen in zeitlich benachbarte Kanäle führen. Um das Nebensprechen durch Bandbegrenzung zu vermeiden, verwendet man Impulse mit weniger breitem Spektrum, z.B. \cos^2 -förmige Impulse. (Siehe Kapitel 5 über Bitübertragung).

3 Grundlagen der Informationstheorie

3.1 Information und Nachricht

Beispiel:

Zum Schreiben dieses Textes benutzen wir eine Schreibmaschine. Auf ihrem Typenrad befinden sich 100 Zeichen: Gross- und Kleinbuchstaben, Buchstaben und Hilfszeichen für Fremdsprachen, Dezimalziffern und Satzzeichen.

Der Text entsteht nun dadurch, dass aus diesem Vorrat von Zeichen nacheinander Zeichen ausgewählt werden und diese zu einem Text zusammengefügt werden.

Anders ausgedrückt: Die Quelle entscheidet sich nach jedem geschriebenen Zeichen für das nächste Zeichen.

Es sind somit die zwei elementaren Prozesse näher zu betrachten, nämlich **auswählen** und **entscheiden**:

Die elementare Auswahlmöglichkeit, die sich nicht weiter vereinfachen lässt, liegt dann vor, wenn man sich für eine von zwei Möglichkeiten entscheiden muss. Stehen mehr als zwei Zeichen zur Verfügung, so muss die Wahl in mehreren aufeinander folgenden Entscheidungsschritten vollzogen werden.

Die Informationsmenge, oder kürzer: die Information die in einem Zeichen enthalten ist, hängt nun gemäss Informationstheorie von der Anzahl der Entscheidungsschritte ab, die eine Nachrichtenquelle zur Auswahl eines Zeichens vollziehen muss.

Wir stellen uns eine Nachrichtenübertragung vor, die dem Empfänger die einzelnen Zeichen der Nachricht nacheinander zuspielet, etwa mit Morsezeichen oder mit Fernschreiber. Nach dem Empfang eines Zeichens ist der Empfänger in Ungewissheit oder Unsicherheit darüber, welches das nächste Zeichen sein wird.

Je umfangreicher der Zeichenvorrat ist, je mehr verschiedene Zeichen also auftreten können, desto grösser ist die Ungewissheit des Empfängers. Beim Eintreffen des nächsten Zeichens, abstrakter ausgedrückt: beim Eintreffen der in diesem Zeichen enthaltene Information, wird die Ungewissheit beseitigt. Information ist also gleichbedeutend mit beseitigter Ungewissheit.

DEFINITION 3-1

Information ist beseitigte Ungewissheit.

Die in einem Zeichen enthaltene Information ist um so grösser, je umfangreicher der Zeichenvorrat der Nachrichtenquelle ist. Eine weitere Grösse, die den Informationsgehalt eines Zeichens beeinflusst, ist die relative Häufigkeit seines Auftretens.

Beispiel:

In deutschsprachigen Texten ist im Durchschnitt etwa jeder sechste oder siebente Buchstabe ein E, aber nur etwa jeder hundertste ein K. Die relative Häufigkeit des E ist also rund 0,14 oder 14%, diejenige des K rund 0,01 oder 1%. Diese Un-

gleichheit verringert die Ungewissheit des Empfängers bezüglich des nächsten zu erwartenden Zeichens, und damit wird auch dessen Informationsgehalt kleiner.

Die Zeichen, die einem Empfänger zugesandt werden stellen **Nachrichten** dar. Ob die Nachricht dem Empfänger aber auch Information liefert, anders ausgedrückt, ob sie beim Empfänger Ungewissheit beseitigt, hängt davon ab, was er schon weiss oder was er mit hoher Wahrscheinlichkeit richtig erraten könnte. Es kann z.B. sein, dass die 9 Uhr Nachrichten für A keine Informationen enthalten, da er die Nachrichten von 8 Uhr schon gehört hat; aber für B neu und somit voller Informationen sind.

Eine Nachricht kann somit für verschiedene Empfänger einen unterschiedlichen Informationsgehalt haben.

Wir wollen die Nachricht als **Träger von Information** auffassen. So wie ein Lastwagen als Träger von Ware voll beladen, teilweise beladen oder leer verkehren kann, liefert eine Nachricht viel, wenig oder gar keine Information. So wie der Lastwagen unterwegs einen Teil seiner Ladung verlieren kann, wenn Sie nicht genügend gesichert ist, kann auch bei einem Nachrichten - Übertragungskanal Information verloren gehen, wenn Zeichen der Nachricht durch störende Einflüsse gefälscht werden.

DEFINITION 3-2

Nachrichten sind Träger von Information.

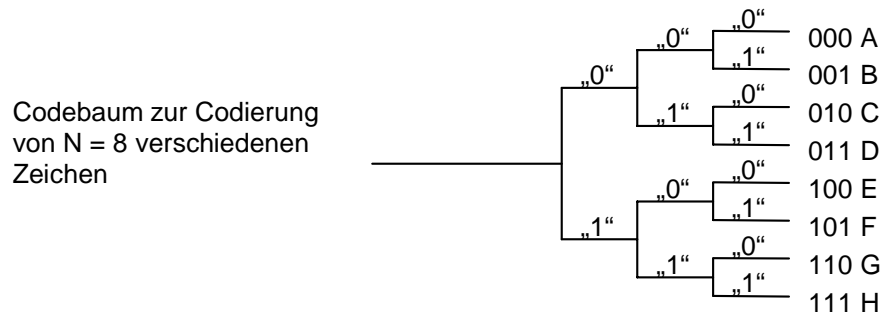
Nachrichten können durch akustische oder elektrische Signale, durch Lichtimpulse usw. übertragen und durch Druckerschwärze, magnetisierte Bezirke, elektrische Ladungen usw. gespeichert werden.

Nachrichten werden durch physikalische Grössen verkörpert - sie sind etwas Konkretes. Information dagegen ist etwas Abstraktes.

3.2 Information bei Gleichverteilung der Zeichen

3.2.1 Entscheidungsbaum

Ein sehr anschauliches grafisches Verfahren zum Behandeln von Auswahl- und Entscheidungsproblemen besteht darin, einen Plan zu zeichnen der einem Baum gleicht. Man spricht von einem Entscheidungsbaum oder Codebaum.



Figur 3-1 Codebaum für N = 8 verschiedene Zeichen

3.2.2 Einheit der Information

Die Einheit der Information kann am vorangehenden Codebaum einfach abgeleitet werden:

Zunächst ist der Empfänger völlig im Ungewissen darüber, welches der 8 Zeichen als nächstes gesendet werden wird. Nach Eintreffen der Information 1 ist die Ungewissheit auf die unteren 4 Zeichen des Baumes reduziert, also genau halbiert. Nach Empfang der nächsten Information 0 kommen nur noch die zwei Zeichen "E" und "F" in Frage. Nach der letzten 1 ist "die Ungewissheit auf ein Zeichen reduziert", also zur Gewissheit geworden: als nächstes Zeichen hat die Quelle das "F" gewählt.

An jedem Wegstück kann die Wahrscheinlichkeit dafür aufgelistet werden, dass dieses Wegstück durchschritten wird. Man sieht, dass bei jeder Weiche für die beiden von ihr wegführenden Wegstücke gleich grosse Wahrscheinlichkeiten gelten.

DEFINITION 3-3

Die Einheit der Information heisst **Bit**. Sie ist diejenige Information, die zur Halbierung der Ungewissheit benötigt wird.

Anders ausgedrückt: Die Einheit entspricht einem elementaren Entscheidungsschritt zwischen zwei gleich wahrscheinlichen Alternativen. Die Einheit der Information heisst 1 Bit.

Um irgend eines der 8 Zeichen auszuwählen, werden also 3 Bit benötigt. Man formuliert dies auch so:

- Jedes Zeichen aus dem Vorrat von 8 gleich verteilten Zeichen verkörpert einen Entscheidungsgehalt von 3 Bit.
oder
- Jedes Zeichen aus dem Vorrat von 8 gleich verteilten Zeichen enthält 3 Bit Information.

Das Wörtchen "Bit" ist eine bequem auszusprechende Abkürzung für "binary Digit", das heisst Binär- oder Dual - Ziffer.

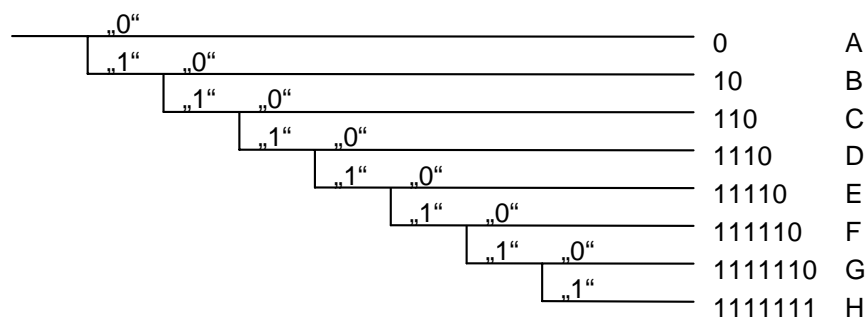
Die im Baum graphisch dargestellten Zusammenhänge können auch in der Form einer Liste geschrieben werden. Dabei wird jedem Zeichen eine Gruppe von 3 Bit zugeordnet, die zusammen ein sogenanntes Binärwort mit der Länge $L = 3$ Bit bilden. Eine solche Liste nennt man einen **Code**. Das Zuordnen von Binärwörtern zu Zeichen heisst codieren.

DEFINITION 3-4

Codieren heisst Zuordnen von Binärwörtern zu Zeichen.

3.2.3 Entscheidungsgehalt

Der gezeigte Entscheidungsbaum ist natürlich nicht der einzig mögliche, den man zum Codieren von 8 Zeichen zeichnen kann. Hier noch ein Beispiel mit einer anderen Zuordnung:



Figur 3-2 Code mit ungleicher Länge

Die Zugeordneten Binärwörter besitzen ungleiche Längen zwischen $L = 1$ und $L = 7$ bit. Bei Gleichverteilung der Zeichen ergibt sich eine **mittlere Binärwortlänge** von $L = 4,375$ bit. Ein aus unseren 8 Zeichen gebildeter Text von 1000 Zeichen Länge würde also einer Nachrichtenmenge von 4375 bit entsprechen bei einem Informationsgehalt von nur 3000 Bit. Der Baum ist also weniger rationell als der erste Baum.

Schöne Bäume der ersten Art lassen sich zeichnen für 2,4,8,16, ... Zeichen, also für $n = 2^m$ Zeichen. Bezeichnen wir mit H_0 den **Entscheidungsgehalt** eines Zeichens, so gilt für solche Bäume $n = 2^{H_0}$ und

$$H_0 = \log_2 n = \text{ld } n \quad 3-1$$

$H_0 =$ Entscheidungsgehalt eines Zeichens bei Gleichverteilung der Zeichen

$n =$ Anzahl der Zeichen im Vorrat

$\text{ld} =$ Logarithmus dualis, das heisst Logarithmus zur Basis 2. (auch „lb“).

Anmerkung:

Der Logarithmus zur Basis 2 berechnet sich wie folgt¹²

$$I_d(n) = \frac{\lg(n)}{\lg(2)} = \frac{\ln(n)}{\ln(2)} \quad 3-2$$

oder ungefähr:

$$I_d(n) = 3,32 \lg(n) = 1,44 \ln(n)$$

In der Praxis liegen oftmals Zeichenvorräte vor, die nicht Potenzen von 2 mit ganzzahligen Exponenten sind. Entsprechend wird der Entscheidungsgehalt auch eine gebrochene Zahl.

3.3 Information bei ungleicher Verteilung der Zeichen

3.3.1 Entscheidungsgehalt und Entropie

Sind die Wahrscheinlichkeit $p(x_i)$ für das Auftreten der Zeichen nicht gleich, so ist auch die Information der einzelnen Zeichen unterschiedlich. Ein häufig auftretendes Zeichen (im deutschen Text z.B. "E": $p(E) = 0,14$) liefert eine geringere Information als ein seltenes Zeichen (z.B. "Z": $p(Z) = 0,009$).¹³ Daher definiert man als Information I eines einzelnen Zeichens x_i :

$$I(x_i) = I_d\left(\frac{1}{p(x_i)}\right) \text{ [Bit]} \quad 3-3$$

Wenn man die Information $I(x_i)$ der Zeichen eines Zeichensatzes (mit n Zeichen) mit dem Gewicht der Wahrscheinlichkeit ihres Auftretens mittelt, so gilt für den **mittleren Entscheidungsgehalt** pro Zeichen H :

$$H = \sum_{i=1}^n p(x_i) \cdot I(x_i) = \sum_{i=1}^n p(x_i) \cdot I_d\left(\frac{1}{p(x_i)}\right) \text{ [Bit]} \quad 3-4$$

worin $\sum_{i=1}^n p(x_i) = 1$

H heisst **Entropie** der Quelle.¹⁴ Sind die relative Häufigkeiten für alle Zeichen gleich, so geht H in H_0 über. Der Index "0" bezeichnet die Gleichverteilung.

Die Entropie H weist ein Maximum auf, wenn alle Zeichen mit der gleichen Wahrscheinlichkeiten zu erwarten sind. Die Entropie ist besonders klein, wenn die Verteilung der Wahrscheinlichkeit so ist, dass der Empfänger bestimmte Zeichen mit einer grossen Wahrscheinlichkeit erwarten kann. Die Entropie wird null, wenn ein Zeichen mit der Wahrscheinlichkeit 1 auftritt. Somit gilt:

¹² $\lg = \log_{10}$, $\ln = \log_e$, $I_d = \log_2 = I$

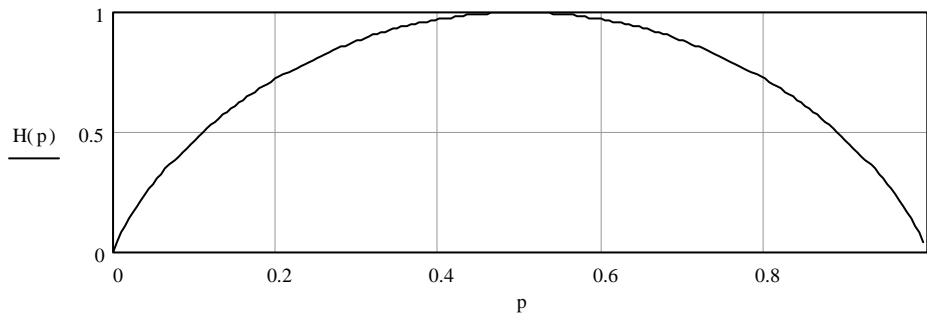
¹³ Ein häufig auftretendes Zeichen beseitigt wenig Ungewissheit.

¹⁴ Der Begriff Entropie wurde der Wärmelehre entnommen. Dies der formalen Gleichheit wegen. Da $I_d(1/p)$ auch als $-I_d(p)$ geschrieben werden kann, wird auch von Negentropie gesprochen.

$$0 \leq H \leq H_0$$

3-5

Beispiel der Berechnung der Entropie eines zweiwertigen Codes (2 Zeichen) mit unterschiedlicher Wahrscheinlichkeit des Auftretens eines Zeichens. Der Maximalwert tritt in der Mitte auf, d.h. bei gleicher Wahrscheinlichkeit für beide Zeichen.



Figur 3-3 H als Funktion von p bei n = 2

Das **Codierungstheorem** von Shannon besagt

- Es gibt keine Codierung, mit der die (mittlere) Binärwortlänge L kleiner wird als der Entscheidungsgehalt H. Es gilt also $L \geq H$.
- Durch geschicktes Codieren kann die Differenz $L - H$ (Code-Redundanz) beliebig klein gemacht werden.

Damit sich solche Codes für die Übertragung eignen, müssen Sie entzifferbar sein, d.h. die einzelnen Codewörter müssen getrennt werden können. Mit der Hilfe eines Codebaumes kann die Trennbarkeit einfach beurteilt werden:

DEFINITION 3-5

Der Code ist **entzifferbar**, wenn die Zeichen nur an den Enden des Baumes stehen, nicht aber bei den Verzweigungen.

3.3.2 Redundanz

Die **Redundanz** R_C dient zur Beurteilung der informationstheoretischen Eigenschaften eines Codes, dessen Zeichen die mittlere Bitwortlänge L besitzen und wird berechnet mit:

$$R_C = L - H \text{ [Bit]}$$

DEFINITION 3-6

Die **Redundanz** des Codes R_C ist die Differenz zwischen dem Entscheidungsgehalt H und der mittleren Codelänge L.

Die **relative Redundanz** r ist

$$r = \frac{R_C}{L} = \frac{L - H}{L} = 1 - \frac{H}{L} \quad 3-6$$

Die Redundanz ist derjenige Teil einer Nachricht, der weggelassen werden kann, ohne die Information zu verändern, d.h. den Inhalt zu verfälschen.

Oft werden in der Praxis alle Zeichen, unabhängig von Ihrer Wahrscheinlichkeit des Auftretens, mit Binärwörtern gleicher Länge codiert. Das ist nicht optimal und enthält viel Redundanz. Die 27 Buchstaben eines deutschen Textes z.B. sollte man mit durchschnittlich 4,04 Bit codieren können.

Redundanz ist aber nicht immer unerwünscht. Damit bei einer gestörten Übertragung Fehler erkannt werden können, muss einer Nachricht gezielt Redundanz zugefügt werden.

Die Redundanz kann somit zur Verbesserung der Übertragungssicherheit eingesetzt werden.

Beispiel: das Anfügen eines Parity - Bits zur Erkennung eines Fehlers. Beim Parity - Bit für den Dualcode der Zahlen 0 - 15 ist die Redundanz $R_C = 1$ Bit und die relative Redundanz $r = 0,2$ oder 20%. Durch zusätzliche Redundanz kann man auch Fehlerkorrekturen ermöglichen.

Neben der hier definierten **Code - Redundanz** wird auch die **Quellen - Redundanz** angegeben. Diese legt die Differenz zwischen der realen Quelle und einer maximalen Quelle, d.h. mit Gleichverteilung der Zeichen fest.

$$R_Q = H_0 - H \text{ [Bit]}$$

3.3.3 Optimaler Code

Gemäss dem Codierungstheorem sollte es möglich sein, einen Code zu finden, dessen durchschnittliche Länge beliebig nahe an die Entropie kommt. Dies ist in der Praxis nicht immer der Fall.

Wir wollen hier eine mögliche Optimierung nach dem Algorithmus von Huffman näher betrachten (Huffman - Code wird z.B. beim Fax der Gruppe 3 eingesetzt).

Wir nehmen eine Quelle mit n Zeichen, aber mit unterschiedlicher Wahrscheinlichkeit $p(x_i)$ für das Auftreten der einzelnen Zeichen an. Wir erhalten einen optimalen (Huffman) Codebaum, wenn wir immer die beiden Zeichen mit der kleinsten Wahrscheinlichkeit zusammenfassen und dieses zusammengefasste Zeichen als neues Zeichen betrachten.

Beispiel:

Gegeben seien 4 Zeichen mit folgenden Wahrscheinlichkeiten für ihr Auftreten:

$$p(a) = 0,5 \quad p(b) = 0,25 \quad p(c) = p(d) = 0,125$$

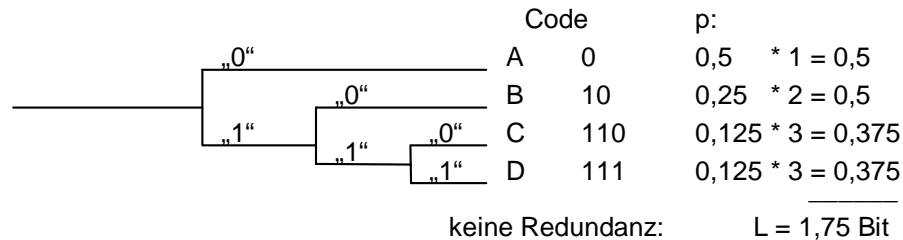
Der mittlere Entscheidungs- oder Informationsgehalt,¹⁵ die Entropie pro Zeichen

¹⁵ Informationsgehalt aus der Sicht der Informationstheorie und Entscheidungsgehalt aus der Sicht des Statistik

wird:

$$H = 0,5 * \text{ld}(1/0,5) + 0,25 * \text{ld}(1/0,25) + 2 * 0,125 * \text{ld}(1/0,125) = 1,75 \text{ Bit}$$

Code unterschiedlicher Wortlänge:



Figur 3-4 Optimalcode

Träten die 4 Zeichen gleichwahrscheinlich auf, würde $H = H_0 = 2 \text{ Bit}$ und L mit dem gegebenen Baum zu $L = 2,25$.

3.3.4 Fehlererkennung und Fehlerkorrektur

Um in einem Übertragungssystem Übertragungsfehler erkennen zu können, muss der Information gezielt Redundanz zugeführt werden. Wenn der Empfänger die Regeln der Redundanzzuführung kennt, kann er in einem gewissen Umfang Übertragungsfehler erkennen und eventuell sogar korrigieren.

Beispiel: Parität

Wir übertragen pro 8 Bit Information ein zusätzliches Bit, die Parität, das so gebildet wird, dass die Anzahl der übertragenen "1" eine gerade (oder ungerade) Zahl bildet.

Ein Empfänger kann somit Veränderungen an der übertragenen Information erkennen (ungerade Anzahl ankommende "1"), d.h. es können 50% aller möglichen Veränderungen erkannt werden.

Als Mass für die Fehlersicherheit wird die Hamming - Distanz eingesetzt.

DEFINITION 3-7

Die **Hamming - Distanz** ist diejenige Anzahl Bit die in einem Code - Wort verändert werden müssen, um wieder auf ein gültiges Code - Wort zu fallen.

Für die Hamming - Distanz gelten die folgenden Eigenschaften:

HD - 1 = Anzahl Bitfehler, die beim Empfänger erkannt werden können

HD - 2 = Anzahl der Bitfehler, die beim Empfänger korrigiert werden können

Beispiele: In der Fernwirktechnik wird von den Übertragungssystemen eine HD = 4

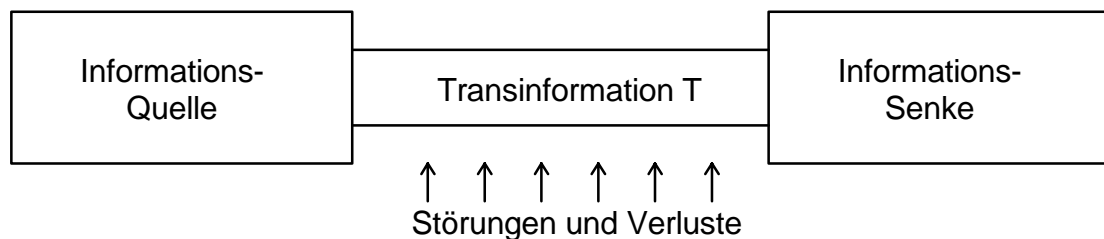
verlangt. In der Sicherheitstechnik wird $HD = 6$ vorausgesetzt.

Einbitfehler können z.B. mit einer einfachen zweidimensionalen Parität korrigiert werden: Neben der Parität für alle 8 Bit wird nach einem Block von Daten eine Längsparität übertragen. Wenn nur ein Bit verfälscht wird, kann es durch die fehlerhaften Quer- und Längsparitäten eindeutig identifiziert, und somit beim Empfänger auch korrigiert werden.

3.4 Informationsübertragung

3.4.1 Kanalkapazität

Auf dem Weg von der Informations - Quelle zur Informations - Senke, also dem Übertragungskanal, geht infolge von Störungen einerseits Information verloren. Andererseits wird unerwünschte Störinformation eingespeist (Streuinformation oder Irrelevanz). Der Teil der Information der Quelle, der bis zur Senke durchdringt, wird **Transinformation T** genannt.



Figur 3-5 Modell eines Kanals

DEFINITION 3-8

Der maximale **Transinformationsfluss** T_{\max} (Nachrichtenfluss), der in einem bestimmten Kanal pro Zeiteinheit Δt übertragen werden kann, wird **Kanalkapazität C** genannt. Ihre Einheit ist Bit/sec.

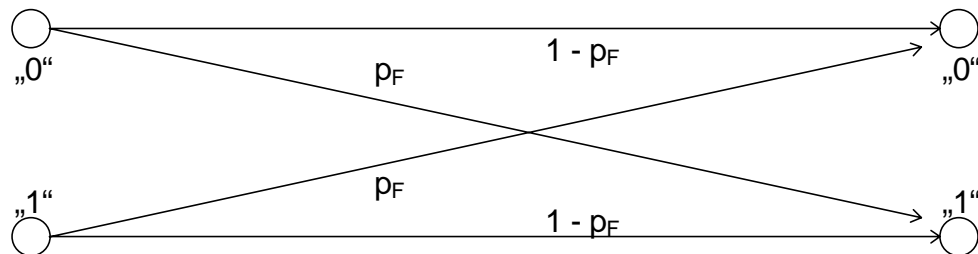
Die Kanalkapazität ist eine informationstheoretische Kenngröße eines Kanals. Tatsächlich überträgt ein Kanal meist einen geringeren Informationsfluss als die Kanalkapazität angibt. Nur für Signale, die in informationstheoretischer Hinsicht dem Kanal optimal angepasst sind, lässt sich die Kanalkapazität voll ausnutzen. Es gilt also stets:

$$C = T_{\max}/\Delta t \geq T/\Delta t \quad 3-7$$

Worin $T/\Delta t$ den Transinformationsfluss darstellt.

3.4.2 Der gestörte Binärkanal

Als Beispiel eines einfachen Übertragungskanals betrachten wir den gestörten Binärkanal. In einem Binärkanal werden zwei Zeichen übertragen (z.B. "1" und "0"). Eine Störung in diesem Kanal wird, bei einem symmetrisch gestörten Kanal, mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit p_F das übertragene Signal verfälschen, d.h. aus einer "1" eine "0" oder aus einer "0" eine "1" machen.¹⁶



Figur 3-6 Gestörter symmetrischer Binärkanal

Die Wahrscheinlichkeit, dass ein korrektes Zeichen empfangen wird ist $p_R = 1 - p_F$. Somit lässt sich eine Entropie der Störungen und Verluste des Kanals ausrechnen:

$$H_K = p_R \cdot \text{ld}\left(\frac{1}{p_R}\right) + p_F \cdot \text{ld}\left(\frac{1}{p_F}\right) = (1 - p_F) \cdot \text{ld}\left(\frac{1}{(1 - p_F)}\right) + p_F \cdot \text{ld}\left(\frac{1}{p_F}\right) \quad 3-8$$

Mit der maximalen Transinformation $T_{\max} = 1 - H_K$ und der Schrittgeschwindigkeit hergeleitet aus der Bandbreite des Übertragungskanals mit der Hilfe des Abtasttheorems $\Delta t \leq 1/2B$ finden wir für die Kanalkapazität somit

$$C = \frac{1 - H_K}{\Delta t} = 2B \cdot [1 + p_F \cdot \text{ld}(p_F) + (1 - p_F) \cdot \text{ld}(1 - p_F)] \quad 3-9$$

3.4.3 Signal - Entdeckung

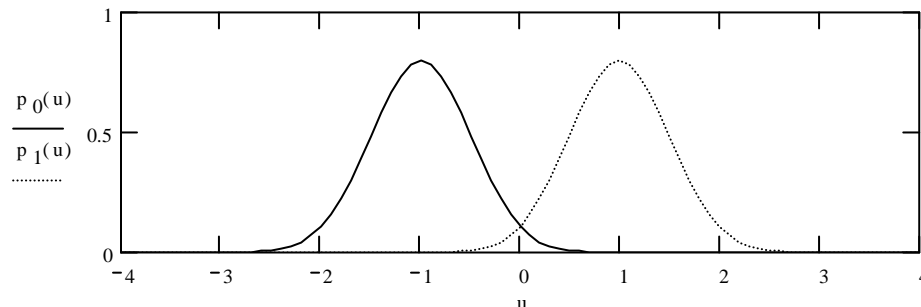
Beim Signalempfang am Ende eines Übertragungskanals muss das Nutzsignal vom Rauschen getrennt werden. Üblicherweise wird bei der Übertragung auf einem Fernsprech-, Rundfunk- oder Fernsehkanal lediglich darauf geachtet, dass die Störungen das eigentliche Nutzsignal nicht übermässig beeinflussen. Es werden keine Massnahmen zur Signalentdeckung getroffen, denn Empfänger ist der Mensch mit seinen fünf Sinnen.

Anders ist die Situation bei automatischer Signalentdeckung, etwa bei der Datenübertragung oder bei der Auswertung von Radarsignalen. Wir wollen den Problembereich der Datenübertragung hier etwas näher betrachten.

¹⁶

p_F = Wahrscheinlichkeit, ein nicht korrektes Zeichen zu empfangen, einen Fehler zu machen.

Als Beispiel für die **Datenübertragung** wählen wir einen Binärkanal mit der Zuordnung $U_0 = 1$ und $-U_0 = 0$. Dem Nutzsignal sei normalverteiltes Rauschen vom Effektivwert $U_{R\text{eff}}$ überlagert. Der Zeitverlauf und die Verteilungsdichte $p_1(u)$ für die binäre 1, sowie die Verteilungsdichte $p_0(u)$ für die binäre 0 lassen sich graphisch darstellen.



Figur 3-7 Verteilungsdichte von $p_0(u)$ und von $p_1(u)$

Als Schwelle zur Entscheidung zwischen den beiden Signalen dient die Spannung 0V. Aufgrund des überlagerten Rauschens kann unter Umständen das Signal bei Empfang der binären 0 fälschlicherweise als 1 oder umgekehrt erkannt werden.

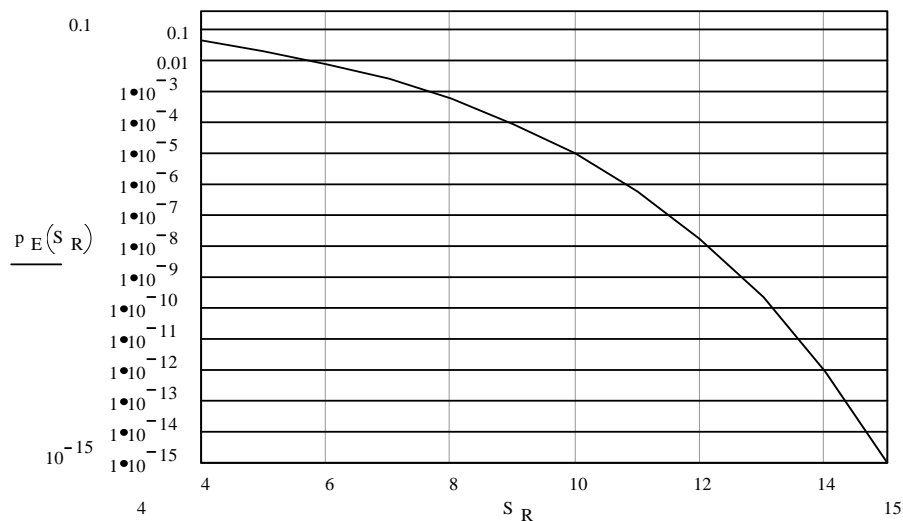
Die Fehlerwahrscheinlichkeit p_F ist bei einem symmetrischen Kanal in beiden Fällen gleich. Sie wird durch die schraffierte Fläche unter der Verteilungsdichte $p_0(u)$ dargestellt. Sie lässt sich wie folgt berechnen:¹⁷

$$p_0(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} U_{\text{Reff}}} \cdot e^{-\left(\frac{(u+U_0)^2}{2U_{\text{Reff}}^2}\right)}$$

$$p_F = \int_0^{\infty} p_0(u) \cdot du = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \text{erf}\left(\frac{U_0}{\sqrt{2 \cdot U_{\text{Reff}}}}\right) \quad 3-10$$

Die Funktion $\text{erf}(x)$ ist das sogenannte Fehlerintegral. Mit der Wahrscheinlichkeit p_F wird eine 0 in eine 1 verfälscht und umgekehrt. Diese Funktion "erf" lässt sich nicht geschlossen lösen. Die Resultate für einzelnen Werte können entsprechenden Graphiken oder Tabellen entnommen werden.

¹⁷ Gauss - Verteilung oder Normalverteilung. Andere mathematische Verteilungsmodelle sind Binomial - Verteilung und Poisson - Verteilung.



Figur 3-8 Fehlerrate als Funktion des Rauschabstandes in dB ($10\lg S/N$)

3.5 Kontinuierliche Informationsquellen und Kanäle

3.5.1 Entscheidungsgehalt einer kontinuierlichen Signalquelle

Eine kontinuierliche Quelle sendet nicht einzelne, diskrete Zeichen aus, wie bisher angenommen, sie liefert vielmehr eine stochastische Zeitfunktion $s(t)$. Ihre Verteilungsdichte nennen wir $p(s)$; sie ist kontinuierlich.

Die Augenblickswerte sind unendlich fein gestuft im Gegensatz zur endlichen Stufenzahl einer diskreten Quelle. Wie wir wissen, gibt es in der Physik und Technik keine unendliche feine Auflösung. Es sind immer Störungen, etwa in der Form von Rauschen vorhanden.

Diese Störungen verunmöglichen eine unendlich genaue Auflösung eines Signals. Es kann nur auf die Genauigkeit des Störsignals aufgelöst werden. Das Verhältnis zwischen Nutzsignal und Störsignal ist also massgebend für die Signalauflösung.

Von Shannon ist eine Formel (siehe Pulsmodulation) bekannt, die den Zusammenhang zwischen der Leistung des Nutzsignals, des Störsignals und des Entscheidungsgehaltes H_0 eines einzelnen Augenblickswertes angibt:

$$H_0 = \text{Id} \sqrt{\frac{P_{\text{Nutz}} + P_{\text{Stör}}}{P_{\text{Stör}}}} = \text{Id} \sqrt{1 + \frac{P_{\text{Nutz}}}{P_{\text{Stör}}}} \quad [\text{bit}] \quad 3-11$$

Wenn wir davon ausgehen, dass

$$\frac{P_{\text{Nutz}}}{P_{\text{Stör}}} \gg 1 \quad \text{dann wird} \quad H_0 \approx \frac{1}{2} \text{Id} \left(\frac{P_{\text{Nutz}}}{P_{\text{Stör}}} \right) \quad 3-12$$

und dazu den Störabstand

$$S_R = 10 \log \left(\frac{P_{\text{Nutz}}}{P_{\text{Stör}}} \right) \text{ [dB]} \quad 3-13$$

berücksichtigen wird

$$H_0 \approx S_R / 6 \quad 3-14$$

3.5.2 Kapazität eines kontinuierlichen Kanals

Nach dem Abtasttheorem kann man mit Abtastwerten im Abstand $T \leq 1/(2B)$ den gesamten Inhalt der Signalfunktion $s(t)$ erfassen. Man kann damit die pro Zeiteinheit maximal möglichen unabhängigen Funktionswerte übertragen.

Wir können nun den maximal möglichen Informationsfluss, die **Kanalkapazität C** angeben:

$$C = 2B \cdot H_0 = 2B \cdot \text{ld} \sqrt{1 + \frac{P_{\text{Nutz}}}{P_{\text{Stör}}}} \text{ [bit / s]} \quad 3-15$$

Mit den oben angegebenen Vereinfachungen gilt die Approximationsformel:

$$C = B S_R / 3 \quad 3-16$$

Die Kanalkapazität C ist die obere theoretische Grenze für den Informationsfluss in einem Übertragungskanal. In den meisten Fällen wird sie nicht erreicht. Vielfach ist es nicht möglich, ein praktisch realisierbares Codierungs- oder Modulations - Verfahren zu finden, das die Kanalkapazität C ausschöpft.

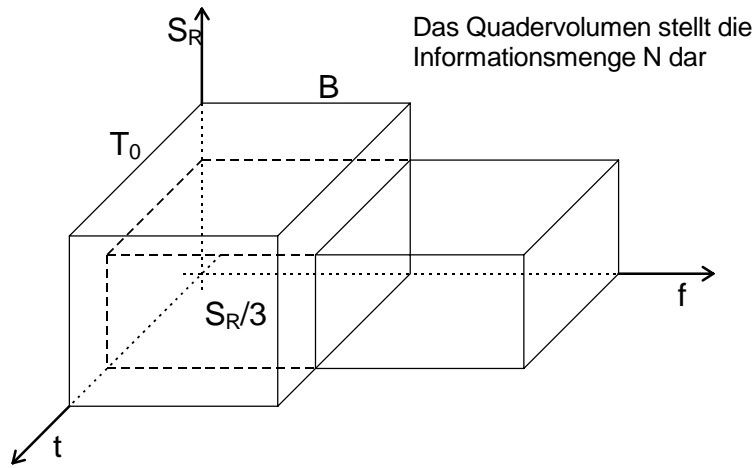
In der nachfolgenden Tabelle sind die Kapazitäten einiger wichtiger Übertragungskanäle angegeben.

Kanal	B	S_R	C
Telegrafie	25 Hz	15 dB	125 bit/s
Telefon	3,1 kHz	40 dB	41 kbit/s
Radio (UKW)	15 kHz	60 dB	300 kbit/s
Fernsehen	5 MHz	45 dB	75 Mbit/s

3.5.3 Nachrichtenquader

Wenn wir eine bestimmte Menge von Informationen z.B. N Bit übertragen wollen, müssen wir einen Übertragungskanal der Kapazität C für die Übertragungszeit T_0 belegen. Die N bit Informationen werden also in einen Quader geformt, d.h. mit einer bestimmten Bandbreite B, mit einem bestimmten Störabstand $S_R/3$ als Kennzeichen des Kanals und einer bestimmten Übertragungszeit T_0 :

$$N = C \cdot T_0 = T_0 \cdot B \cdot S_R / 3 \quad 3-17$$



Figur 3-9 Nachrichtenquader

In einer praktischen Realisierung können die einzelnen Elemente $S_R/3$, T_0 und B gegeneinander verändert werden, um dieselbe Informationsmenge N zu übertragen.

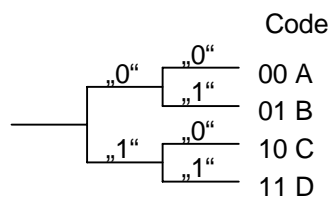
Beispiele:

- Für eine Satellitenübertragung wird eine grosse Bandbreite und eine lange Übertragungszeit eingesetzt, um trotz einem kleinen Störabstand noch Informationen übertragen zu können.
- In lokalen Computernetzen wird ein grosser Störabstand vorausgesetzt, damit in kurzer Zeit in der verfügbaren Bandbreite viele Daten übertragen werden können.

3.6 Anhang zu Kapitel 3

Entropie und Redundanz bei unterschiedlichen Codebäumen und verschiedener Auftretenswahrscheinlichkeit der Zeichen am Beispiel eines Zeichenvorrats mit vier Zeichen.

Codebaum 1



11

Zeichen	Code	Entscheid Schritte	Auftretens-Wahrsch. p	Mittlere Bit-wortlänge L	Entropie H	relative Redundanz
A	00	2	0.5	1	0.5	
B	01	2	0.25	0.5	0.5	
C	10	2	0.125	0.25	0.375	
D	11	2	0.125	0.25	0.375	
			1	2	1.75	12.5%

12

Zeichen	Code	Entscheid Schritte	Auftretens-Wahrsch. p	Mittlere Bit-wortlänge L	Entropie H	relative Redundanz
A	00	2	0.25	0.5	0.5	
B	01	2	0.25	0.5	0.5	
C	10	2	0.25	0.5	0.5	
D	11	2	0.25	0.5	0.5	
			1	2	2	0.0%

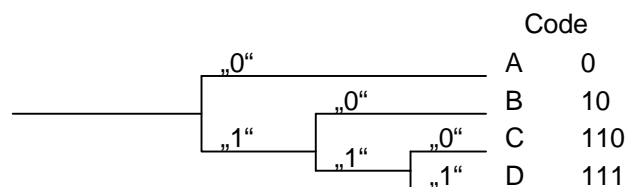
13

Zeichen	Code	Entscheid Schritte	Auftretens-Wahrsch. p	Mittlere Bit-wortlänge L	Entropie H	relative Redundanz
A	00	2	0.6	1.2	0.44	
B	01	2	0.2	0.4	0.46	
C	10	2	0.15	0.3	0.41	
D	11	2	0.05	0.1	0.22	
			1	2	1.53	23.3%

14

Zeichen	Code	Entscheid Schritte	Auftretens-Wahrsch. p	Mittlere Bit-wortlänge L	Entropie H	relative Redundanz
A	00	2	0.4	0.8	0.53	
B	01	2	0.3	0.6	0.52	
C	10	2	0.2	0.4	0.46	
D	11	2	0.1	0.2	0.33	
			1	2	1.85	7.7%

Codebaum 2



21

Zeichen	Code	Entscheid Schritte	Auftretens-Wahrsch. p	Mittlere Bit-wortlänge L	Entropie H	relative Redundanz
A	0	1	0.5	0.5	0.5	
B	10	2	0.25	0.5	0.5	
C	110	3	0.125	0.375	0.375	
D	111	3	0.125	0.375	0.375	
			1	1.75	1.75	0.0%

22

Zeichen	Code	Entscheid Schritte	Auftretens-Wahrsch. p	Mittlere Bit-wortlänge L	Entropie H	relative Redundanz
A	0	1	0.25	0.25	0.5	
B	10	2	0.25	0.5	0.5	
C	110	3	0.25	0.75	0.5	
D	111	3	0.25	0.75	0.5	
			1	2.25	2	11.1%

23

Zeichen	Code	Entscheid Schritte	Auftretens-Wahrsch. p	Mittlere Bit-wortlänge L	Entropie H	relative Redundanz
A	0	1	0.6	0.6	0.44	
B	10	2	0.2	0.4	0.46	
C	110	3	0.15	0.45	0.41	
D	111	3	0.05	0.15	0.22	
			1	1.6	1.53	4.2%

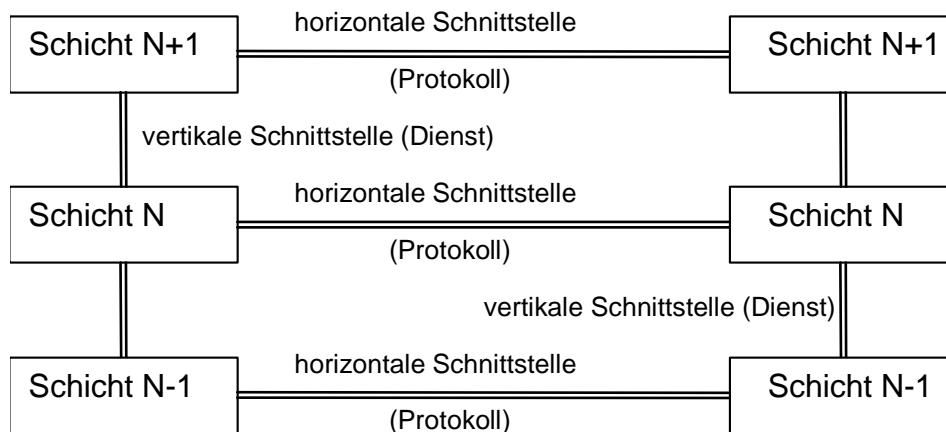
24

Zeichen	Code	Entscheid Schritte	Auftretens-Wahrsch. p	Mittlere Bit-wortlänge L	Entropie H	relative Redundanz
A	0	1	0.4	0.4	0.53	
B	10	2	0.3	0.6	0.52	
C	110	3	0.2	0.6	0.46	
D	111	3	0.1	0.3	0.33	
			1	1.9	1.85	2.8%

4 Referenz Modell für digitale Übertragung

Die Gesamtheit der Funktionen die benötigt werden um digitale Nachrichten zu übertragen sind so vielfältig, dass man Sie strukturieren muss. Von verschiedenen Normierungsgremien (ITU, CCITT, IEC, IEEE, ISO usw.)¹⁸ sind dabei verschiedene Strukturen und Verfahren festgelegt worden. Dieses Kapitel gibt eine Übersicht und legt die wichtigsten Definitionen fest.

Komplexe Systeme werden in Module aufgeteilt. Jedes Modul erfüllt ein genau bestimmten und definierten Teil der gesamten Aufgaben. Eine einfache Strukturierung dieser Module ist eine hierarchische Struktur, d.h. die einzelnen Module haben eine bestimmte Reihenfolge. Man spricht dann von einzelnen Schichten (Layer). Dieses Verfahren ist z.B. in der Strukturierung von Betriebssystemen üblich. Auch die Kommunikationssysteme werden in solche Schichten (Layer) aufgeteilt.



Figur 4-1 Struktur eines Referenz - Modells

4.1 Protokolle

Einzelne Instanzen der gleichen Schicht (z.B. Layer N) verständigen sich untereinander über den Austausch von Meldungen. Diese Meldungen werden als **Protokolldateneinheiten** (Protocol Data Unit, PDU) bezeichnet. Die Gesamtheit der Absprachen auf derselben Schicht zwischen Einheiten derselben Schicht wird als **Protokoll** bezeichnet.

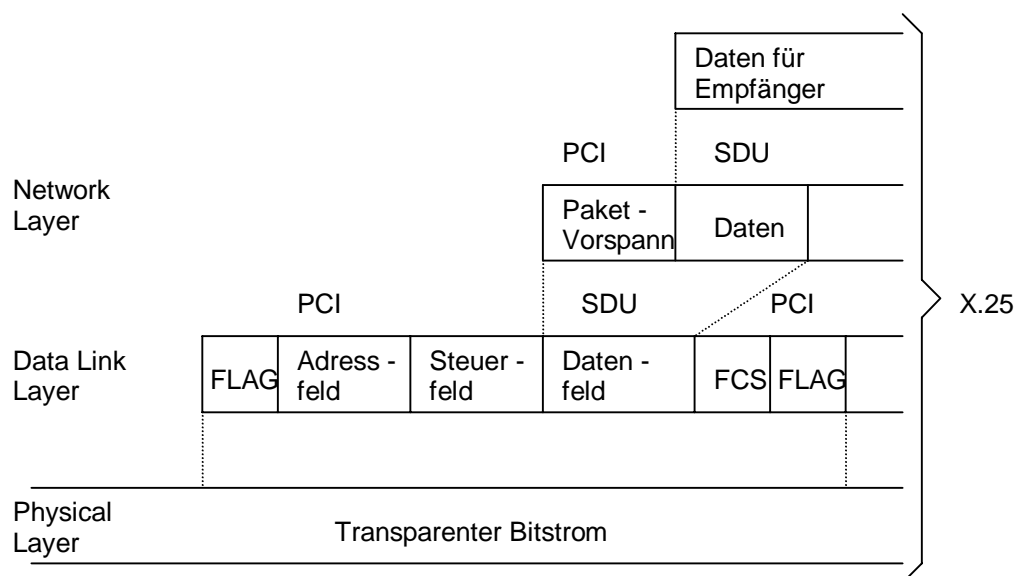
¹⁸ ITU: International Telecommunications Union, CCITT: Comité Consultatif International Telegraphique et Telephonique, IEC: International Electrotechnical Commission, IEEE: Institute of Electrical and Electronic Engineers, ISO: International Standards Organization.

DEFINITION 4-1

Ein **Protokoll** ist die Gesamtheit der Festlegungen von Kommunikationspartnern gleicher Schicht- in verschiedenen Systemen - über die einzuhaltenden Kommunikationsregeln.

Ein Protokoll ist eine horizontale Schnittstelle.

Ein Protokoll übernimmt verschiedene Aufgaben. Diese Aufgaben lassen sich Grundsätzlich in die Nutzdatenübertragung und die Kontrolldatenübertragung (Signalisierung) unterteilen. Diese beiden Elemente werden in der Regel über denselben Kanal übertragen. Somit setzt sich eine PDU (Protocol Data Unit) zusammen aus einem Nutzdatenteil (Service Data Unit SDU) und einer Protokollsteuerinformation (Protocol Control Information PCI).¹⁹



Figur 4-2 Beispiel von PCI und SDU für X.25

In modernen schnellen Systemen (z.B. ISDN) werden die Kontrollinformationen und die Dateninformationen über getrennte Kanäle übertragen.

4.2 Dienste

Im Gegensatz dazu stehen die vertikalen Schnittstellen, lokal in einem System oder Gerät. Hier wird von einer Schicht N einer darüberliegenden Schicht N+1 eine Dienstleistung angeboten.

¹⁹ FCS: Frame Control Sequence

DEFINITION 4-2

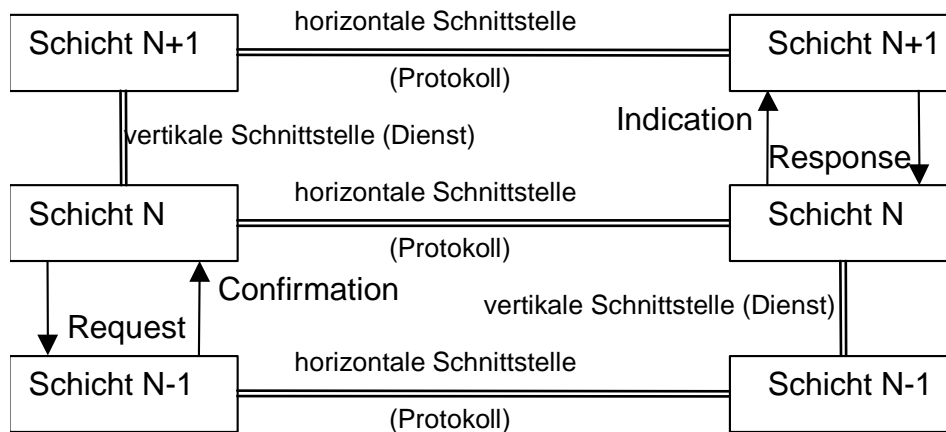
Eine **Dienst - Schnittstelle** umfasst die Gesamtheit der Festlegungen zwischen zwei Instanzen in benachbarten Schichten eines Systems, die ausgetauschten Aufrufe und Quittungen sowie deren Bedeutung festlegen (Syntax und Semantik). Eine Dienst - Schnittstelle ist eine vertikale Schnittstelle. Diese Dienste erfolgen über einen genau festgelegten **Dienstzugriffspunkt**, **Dienstzugangspunkt**.

DEFINITION 4-3

Dienstzugangspunkt (Service-Access-Point SAP)

Der Punkt, an dem N - Dienste einer N+1 Instanz zur Verfügung gestellt werden.

Eine N - Instanz kann Dienste an eine oder mehrere N+1 Instanzen liefern und dazu die Dienste einer oder mehrerer N-1 Instanzen in Anspruch nehmen.



Figur 4-3 Schnittstellen im Referenz - Modell

Dienstzugriffe werden nach einem einheitlichen Schema benannt:

Request

Eine höhere Instanz N fordert von der niedrigeren Instanz N-1 die Ausführung eines Dienstes.

Confirm

Eine niedrige Instanz quittiert ein empfangenes Request - Primitive und meldet das Ergebnis der geforderten Aktion.

Indication

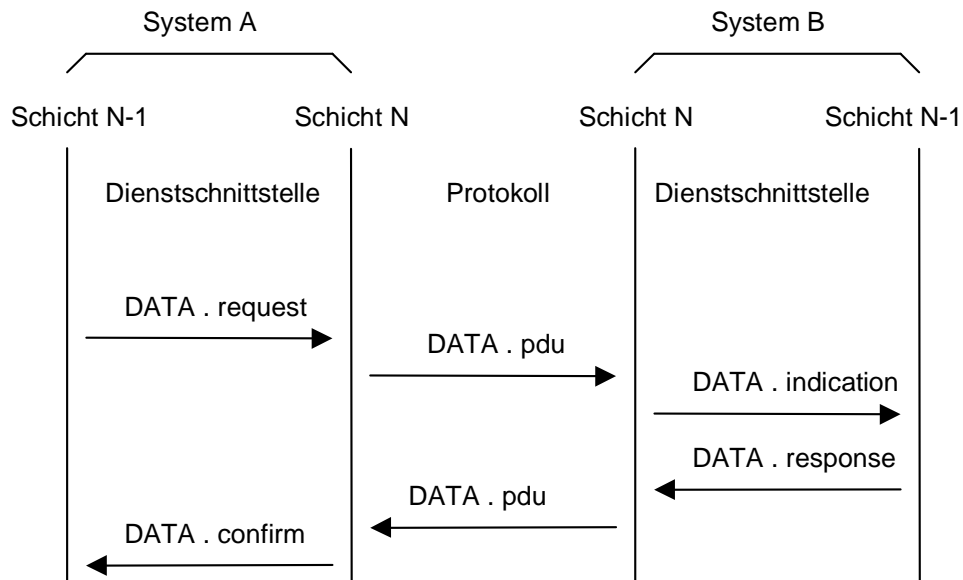
Eine Instanz N meldet der nächst höheren Instanz N+1 ein für diese relevantes Ereignis.

Response

Eine höhere Instanz bestätigt ein empfangenes Indication - Primitive und meldet das Ergebnis der geforderten Aktion. Ist oftmals fakultativ.

Beispiel:

Gezeigt wird ein Sequenzdiagramm, mit einem einfachen Beispiel einer Sequenz von Dienstaufen und der Abbildung auf Protokollelemente. Die Schicht N stellt in diesem Beispiel der Schicht N-1 den Dienst der Datenübertragung zur Verfügung:



Figur 4-4 Sequenz von Diensten

4.3 Das 7 - Schichten OSI Referenz Modell

ISO und CCITT haben ein Referenz - Modell für offene Kommunikation (offen im Sinne von herstellerunabhängig) Open - System - Interface OSI definiert. In diesem Referenz - Modell werden die einzelnen Funktionen und Aufgaben eines Kommunikationssystems in 7 Schichten aufgeteilt. Jede dieser 7 Schichten (Layer) hat bestimmte Aufgaben und stellt an die darüber liegenden Schichten bestimmte Dienste zur Verfügung.

Bezeichnungen	Aufgaben	Dienste
Anwendungsschicht application layer A_	Funktionelle und prozedurale Mittel zur Verfügung stellen, je nach Art der gewünschten Anwendung.	- Identifikation, Verbindungskontrolle, Synchronisation und andere Funktionen mit einem Kommunikationspartner.
Darstellungsschicht presentation layer P_	Mittel zur Verfügung stellen für die syntaktische systemunabhängige Darstellung der Information.	- Transformation der Datensyntax.
Sitzungsschicht session layer S_	Funktionelle und Prozedurale Mittel zur Verfügung stellen für einen organisierten und synchronisierten Datenaustausch zwischen den Darstellungsinstanzen.	- Verbindungsauf und -abbau - Verwendung von Berechtigungsmarken vereinbaren (Token) - Duplex- oder Halbduplexbetrieb vereinbaren - Synchronisation im Fehlerfall
Transportschicht transport layer T_	Funktionelle und prozedurale Mittel zur Verfügung stellen für einen gesicherten und transparenten Transport von Daten zwischen den Transportbenutzern in einem eindeutigen Adressraum.	- Aufbau der Transportverbindung zwischen je zwei, durch eindeutige Adressen bekannte Transportbenutzer. - Transport von Daten zwischen den Benutzern unabhängig vom spezifischen Transportmedium mit einer bestimmten Zuverlässigkeit.
Netzwerkschicht network layer N_	Funktionelle und prozedurale Mittel zur Verfügung stellen für Aufbau, Aufrechterhaltung und Abbau von Netzwerkverbindungen zwischen Systemen durch Austausch von Netzwerk - Dateneinheiten, inklusive das Routing (Wegsuche) und Relaying (Weitergabe).	- Netzwerkadressierung - Auf- und Abbau von logischen Verbindungen - Fehlerbehandlung - Prioritätssteuerung, Sicherung - Routen - Blocken, Segmentieren
Verbindungsschicht data link layer DL_	Datenaustausch zwischen zwei Datenend-einrichtungen oder zwischen Datenendeinrichtungen und Netz mit Hilfe von Fehlerdeckungs- und Fehlerkorrekturfunktionen sowie Synchronisationsverfahren.	- Aufbau, Aufrechterhaltung und Abbau von Datenverbindungen - Adressierung der empfangenden Dateneneinrichtung - Übertragung von einzelnen Blöcken - Entdecken und Beheben von Übertragungsfehlern
Bitübertragungsschicht physical layer Ph_	Mechanische, elektrische, funktionelle und prozedurale Mittel zur Verfügung stellen zur Aktivierung, Aufrechterhaltung und Deaktivierung von physikalischen Verbindungen zwischen Datenübermittlungsinstanzen zur Weitergabe des Bitstromes.	- Transportieren von Bitströmen - Bereitstellen von physischen Adressen - Richtungskontrolle - Schleifentests - Kontrolle der Schrittgeschwindigkeit - Auf und Abbau von physischen Verbindungen

Tabelle 4-1 ISO – OSI Layer

Über dem Kommunikationssystem liegt die eigentliche Anwendung, die selber wieder in einzelne Schichten aufgeteilt sein kann, aber nicht eigentlich zur Kommunikation gehört. Die Anwendung kann von Programmen oder Menschen ausgeführt werden.

4.4 Praktische Realisierungen

4.4.1 Festlegungen

Das OSI Referenz - Modell bestimmt eigentlich nur, wie die Aufgaben eines Kommunikationssystems aufgeteilt werden sollen, damit die einzelnen Schichten zueinander passen und gegeneinander ausgetauscht werden können. Welche Festlegungen in den einzelnen Schichten nun wirklich gemacht werden, ist Gegenstand von weiteren Normen.

Für die meisten Schichten des Referenz - Modells gibt es jetzt eine Vielzahl von Normen und Festlegungen, die zueinander nicht kompatibel sind! Wer also zwei Kommunikationssysteme miteinander Verbinden will, muss für jede Schicht des Referenz - Modells festlegen, welche Norm, und unter Umständen welche Version oder Klasse dieser Norm, eingehalten werden muss.

Damit nicht jeder seine eigenen Festlegungen macht, und somit ein Wirrwarr von inkompatiblen Systemen entsteht, haben verschiedene Gruppen von Anwendern eine Auswahl der Normen getroffen und dies für ein bestimmtes Anwendungsgebiet als verbindlich erklärt.

Beispiele:

A **MAP** Manufacturing Automation Protocol

Eine Firmengruppe (unter der Initiative von GM, General Motors) hat für die Bedürfnisse der Fabrikautomation eine Auswahl von Normen für die einzelnen Schichten des Referenz - Modells als verbindlich erklärt.

Ursprünglich wurde als physikalische Basis nur ein Token - Bus zugelassen, entsprechend selten wurde diese Norm eingesetzt. In Europa haben einzelne nur Mobilfabriken diese Normen eingesetzt. Seit 1992 ist MAP auf der Basis von Ethernet möglich. Es muss somit damit gerechnet werden, dass diese Festlegungen die Grundlage für alle Automatisierungsaufgaben der Zukunft liefern wird.

Layer	Aufgabe (MAP Netzwerk)	Norm
7 Application	File Transfer, Access and Management (FTAM) Manufacturing Message Service (MMS) Directory Services (DS) Network Management (NM) Application Control Service Elements (ACSE)	ISO 8571 ISO 9506 ISO 8649 / ISO 8650
6 Presentation	Abstract Syntax Notation (ASN)	ISO 8822 / ISO 8823
5 Session	Session Kernel	ISO 8326 / ISO 8327
4 Transport	Transport Class 4	ISO 8372 / ISO 8073
3 Network	Connectionless Internet	ISO 8348 / ISO 8473
2 Data Link	Logical Link Control Type 1 / Type 3	ISO 8802/2
1 Physical	Token Passing Bus Broadband / Carrierband CSMA/CD Baseband (Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection)	ISO 8802/4 ISO 8802/3

Tabelle 4-2 MAP - Layer

B **TOP** Technical Office Protocol

Das Gegenstück zu MAP für die Büroumgebung stellt das TOP dar. Hier wird festgelegt wie computergestützte Entwicklungssysteme untereinander kommunizieren sollen. Die Praxis hat gezeigt, dass sich diese Festlegungen nur schwer gegen firmenspezifische Netzwerklösungen durchsetzen. Doch haben alle namhaften Hersteller die Absicht geäußert, in Zukunft Ihre Produkte nach TOP zu realisieren.

Layer	Aufgabe (TOP Netzwerk)	Norm
7 Application	Message Handling System (MHS) File Transfer, Access and Management (FTAM) Directory Services (DS) Network Management (NM) Application Control Service Elements (ACSE)	CCITT X.400 ISO 8571 ISO 8649 / ISO 8650
6 Presentation	Abstract Syntax Notation (ASN)	ISO 8822 / ISO 8823
5 Session	Session Kernel	ISO 8326 / ISO 8327
4 Transport	Transport Class 4	ISO 8372 / ISO 8073
3 Network	Connectionless Internet	ISO 8348 / ISO 8473
2 Data Link	Logical Link Control Type 1	ISO 8802/2
1 Physical	CSMA/CD Baseband (Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection)	ISO 8802/3

Tabelle 4-3 TOP - Layer

4.4.2 Lokale Netzwerke

Bei den Kommunikationssystemen nehmen die Lokalen Netzwerke (LAN) eine spezielle Position ein. Die Ausdehnung dieser Netzwerke ist in der Regel < 1 km (gemäss Definition). Es werden grosse Anforderungen an die Übertragungskapazität gestellt, dafür wird von einer grossen Zuverlässigkeit des Übertragungskanals ausgegangen.

IEEE hat mit einer Normenserie 802.x (Ethernet) diesen speziellen Anforderungen für lokale Netzwerke Rechnung getragen. Diese Normen sind von der ISO als 8802.x übernommen worden. Der Data Link Layer nach dem Referenz - Modell wird dabei in zwei sogenannte sublayer aufgeteilt: der LLC (Logical Link Control) beschreibt in 802.2 die Rahmenbildung wie sie für alle Arten von Netzwerken nötig ist, während im zweiten MAC Sublayer die netzwerkspezifischen Festlegungen gemacht werden.

Bezeichnungen	Aufgaben	Dienste
Logical Link Control LLC - Sublayer	Funktionelle und prozedurale Festlegungen für die fehlerfreie Übertragung von Datenblöcken (Frames)	- Sicherung der Datenkommunikation - Bereitstellung logischer Kanäle
Medium Access Control MAC - Sublayer	Funktionelle und prozedurale Festlegungen für die Regelung eines Mehrfachzugriffes auf ein gemeinsames Übertragungsmedium.	- Datenformatierung - Zugriffssteuerung

802.1 Regelt und beschreibt die Beziehungen der einzelnen Teile untereinander und mit dem ISO Referenz - Modell		
802.2 wird verwendet in Verbindung mit allen standardisierten Zugriffsverfahren und spezifiziert die gesicherte Datenkommunikation. Es werden drei Typen unterteilt: Typ 1: Verbindungslose Kommunikation Typ 2: Verbindungsorientierte Kommunikation Typ 3: Telegramme mit Quittungen		
802.3 CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection)	802.4 Token Bus	802.5 Token Ring

4.4.3 Feldbussysteme

Die ersten Protokollfestlegungen für die Automatisierungstechnik, bekannt unter dem Sammelnamen MAP (Manufacturing Automation Protocol) umfassten alle 7 Schichten. Erfahrungen mit praktischen Realisierungen haben aber gezeigt, dass dies auch mit grosser Rechenleistung ausgerüstete Installationen überlastet und kurze Reaktionszeiten und Durchlaufzeiten unter 100 ms nicht erreicht werden können.

Es wurde darum zur Leistungssteigerung auf die Layer 3 bis 6 verzichtet. Dieses als EPA - MAP (Enhanced Performance MAP) oder mini - MAP bezeichnete Protokoll gilt heute als Wegbereiter für Echtzeitprotokolle und Feldbussysteme.

Es gibt heute eine ganze Reihe von Feldbussystemen, die nur auf drei Schichten aufgebaut sind. In der praktischen Realisierung müssen aber die fehlenden Funktionen der fehlenden Schichten durch die erweiterte Anwendungsschicht übernommen, und/oder Abstriche in der universellen Anwendung gemacht werden.

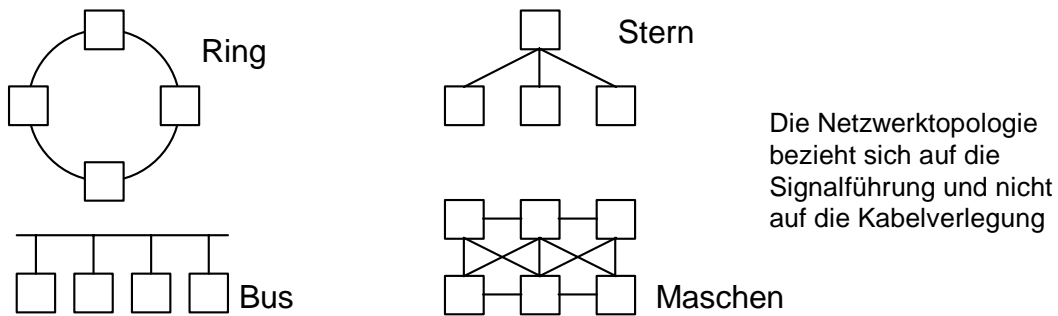
Referenz Modell	MODBUS-I (Modicon)	PROFIBUS DIN-19245	BITBUS IEEE-1118 ²⁰
Application Layer	"Modicon" Telegramme	FMS DIN-19245 Teil 2	Generic Bus Services IEEE-1118
Data Link layer	Master - Slave ASCII/RTU	Token - Bus DIN-19245 Teil 1	Master - Slave IEEE-1118
Physical Layer	RS-485	RS-485	RS-485

Tabelle 4-4 Feldbusse

²⁰ IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers (U.S.A.), IEE: Institute of Electrical Engineers GB.

4.5 Netzwerk-Topologie

Netzwerke können auf Unterschiedliche Art und Weise strukturiert sein. Wir unterscheiden maschenförmige Netze, sternförmige Netze, baumförmige Netze, ringförmige Netze und busförmige Netze. Die Bezeichnung bezieht sich auf die physikalische Übertragung der Signale. Es kann ohne weiteres sein, dass ein ringförmiges Netz sternförmig verlegt wird (wie z.B. der IBM - Token - Ring).



Figur 4-5 Netzwerktopologien

Öffentliche Netze werden in der Regel vermascht um grosse Verfügbarkeit und Kapazitäten zu erreichen. Die Verteilung zu den einzelnen Teilnehmern wird aus Kostengründen als sternförmiges Netz realisiert. Die Hauptproblematik in dieser Art der Netzwerke ist das Routing, d.h. wie findet ein Teilnehmer einen optimalen Verbindungsweg zu seinem Partner ?

Lokale Netzwerke (LAN) werden als busförmige oder sternförmige - Netze realisiert. Dabei sind oftmals die Topologien der physikalischen Signale und der Verdrahtung nicht identisch d.h. aus den Bussen oder Ringen werden Sterne oder Bäume. Die Hauptproblematik in dieser Art von Netzwerke ist der Mehrfachzugriff, d.h. wie wird sichergestellt, dass nicht mehrere Teilnehmer gleichzeitig auf das Übertragungsmedium zugreifen und sich somit gegenseitig stören?

5 Bitübertragung

5.1 Aufgaben des Physical Layers

Die Aufgabe des Physical Layers ist die Übertragung eines Stromes von binären Zeichen (Bits).

Impulsformung

Die einzelnen Bit werden bei der Übertragung deformiert. Sie müssen entsprechend vorgeformt oder nachgeformt werden.

Kanalcodierung

Die Bitinformationen müssen dem Kanal angepasst d.h. codiert werden.

Taktrückgewinnung

Der Signaltakt des Bitstromes muss beim Empfänger zurückgewonnen werden.

5.2 Übertragung im Basisband

Wir behandeln hier ausführlich und exemplarisch die elektrische Übertragung im Basisband etwas genauer. Die einzelnen Symbole sind im Anhang zusammengefasst.

5.2.1 Impulsform

Für eine eindeutige Schwellwertentstehung muss von dem zufällig verteilten Impulssignal mindestens die erste Harmonische des kürzesten Wechsels, also einer 1 - 0 - 1... Bitfolge, übertragen werden. Die dazu mindestens notwendige Bandbreite, man bezeichnet sie auch als die NYQUIST²¹- Bandbreite B_N , beträgt

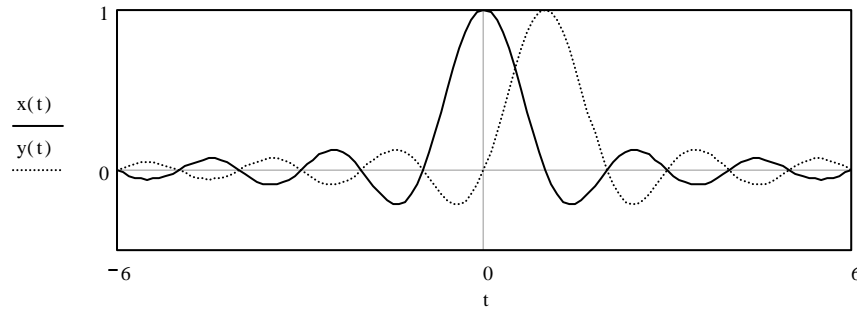
$$B_N = \frac{1}{2 \cdot T_A} = \frac{1}{2 \cdot T_S} = \frac{1}{2} \cdot f_S = \frac{1}{2} \cdot \frac{v_S}{\text{bit}} \quad 5-1$$

worin f_S die Schrittfolgefrequenz und v_S die Bitrate bedeuten.

Längere Folgen von 1 oder 0 Elementen führen zu entsprechend niedrigen Frequenzen der ersten Harmonischen im Spektrum bis hinab zur Frequenz Null. Insgesamt setzt sich das Spektrum des Digitalsignals aus einem diskreten Anteil mit gebrochenen Vielfachen der Schrittfolgefrequenz f_S (Bitrate v_S) und aus einem kontinuierlichen Anteil, herrührend von dem ständigen Wechsel des Bitmusters, zusammen. Es weist eine erste Nullstelle bei der Schrittfolgefrequenz f_S auf.

21

Nyquist - Theorem = Shannon - Theorem = Abtast - Theorem. $f_{\text{Abtast}} \geq 2 \cdot f_{\text{Signal Max}}$.



Figur 5-1 Impulsantwort eines idealen Tiefpassfilters

Eine rechteckförmige Bandbegrenzung des Spektrums auf den Bereich von Null bis B_N hätte eine Verformung der Impulse zur Folge. Am idealisierten Beispiel, mit der Annahme sehr schmaler Impulse (Dirac - Impulse), ergäbe sich am Ausgang des Übertragungskanal eine Systemreaktion entsprechend der $\sin(x) / x$ Funktion mit Nulldurchgängen im Abstand von $1/(2 B_N) = T_S$ von der Impulsmitte aus.

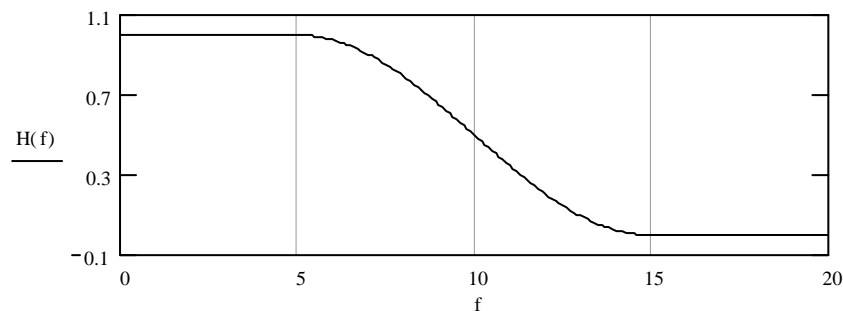
Eine Abweichung der Bandbreite von dem festen Wert könnte jedoch ein Impulsnebensprechen hervorrufen. Abgesehen davon, dass ein idealer Tiefpasskanal praktisch nicht realisierbar ist, wäre es auch unzweckmässig sich auf eine so starre Bandbreitenbeziehung festlegen zu müssen.

Wenn nun der Übertragungskanal nicht schon von vornherein eine mit der Frequenz kontinuierlich ansteigende Dämpfung aufweist, wie im Falle einer Leitungsverbindung, so gibt man diesem vielfach durch ein zusätzliches Filter einen allmählichen Übergang der Übertragungsfunktion in Form eines \cos^2 - förmigen Abfalls.

Dies hat zur Folge, dass die Systemreaktion nach dem Übertragungskanal ebenfalls etwa \cos^2 - förmig verlaufende Flanken und fast keine Überschwinger mehr aufweist. Die Übertragungsfunktion $H(f)$ des \cos^2 Tiefpasses wird bestimmt durch:

$$H(f) = \begin{cases} 1 & \text{für } f < (B - \Delta f) \\ \frac{1}{2} \left(1 + \sin \frac{\pi (B - f)}{2 \Delta f} \right) & \text{für } (B - \Delta f) < f < (B + \Delta f) \\ 0 & \text{für } (B + \Delta f) < f \end{cases} \quad 5-2$$

Der Funktionswert $H(f)$ sinkt bei der Frequenz $f = B$ auf 50% seines Maximalwertes ab. Man definiert nun ein Verhältnis $r = \Delta f/B$, das mit **Roll - off - Faktor** bezeichnet wird.

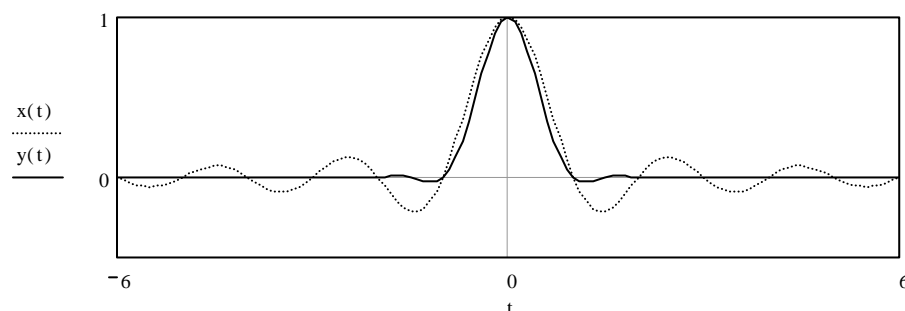


Figur 5-2 Verlauf von $H(f)$ für $B = 10$, $\Delta f = 5$ und $r = 0,5$

Der Roll - off - Faktor r kann Werte zwischen Null und Eins annehmen. Im Falle von $r = 1$ geht die Übertragungsfunktion über in

$$H(f) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{\pi f}{2B} \right) = \cos^2 \left(\frac{\pi f}{4B} \right) \quad \text{für } 0 < f < 2B \quad 5-3$$

und die Impulsform wird jetzt wesentlich geeigneter für die Übertragung. Das Impulsnebensprechen wird stark reduziert.



Figur 5-3 Verbesserung der Impulsform mit \cos^2 Filter

Bezogen auf die 50% Bandbreite B , die für gleichen Nulldurchgänge der Zeitfunktion mit der Nyquist - Bandbreite B_N identisch ist, berechnet sich die für eine Schrittgeschwindigkeit v_s tatsächlich benötigte Übertragungsbandbreite $B_{\ddot{U}}$ abhängig vom Roll - off - Faktor r zu

$$B_{\ddot{U}} = B(1+r) = \frac{1}{2} f_s (1+r) = \frac{1}{2} \frac{v_s}{[\text{Bit}]} (1+r) \quad 5-4$$

In der Praxis wird vielfach mit einem Roll - off - Faktor von $r = 0,6$ gearbeitet, was zu einer für die Übertragung des binären NRZ - Signals notwendigen Bandbreite von

$$B_{\ddot{U}} = 1,6 \cdot B_N = 0,8 \frac{v_s}{\text{bit}} \quad 5-5$$

führt.

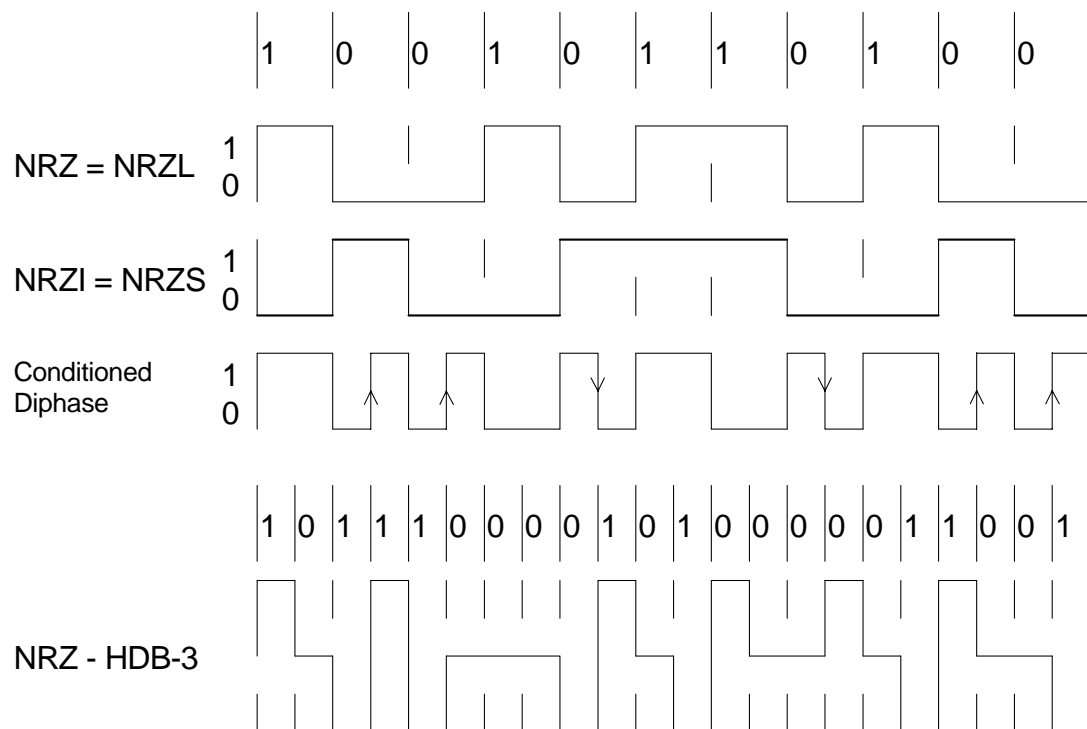
5.2.2 Kanalcodierung

Die einfachste Art ein digitales Signal zu codieren ist die Codierung der statischen Niveaus. Dies wird allgemein als NRZ (Not Return to Zero) bezeichnet, im Gegen-

satz zur RZ (Return to Zero), wo nach jedem Datensignal der Nullwert gesucht wird.

Beide Verfahren haben den Nachteil, dass sie **nicht gleichstromfrei** sind, und somit in einem Übertragungskanal, der keine Tiefpass, sondern nur eine Bandpass - Charakteristik hat, nicht ohne Verzerrungen übertragen werden können.

Dies wird beim AMI (Alternate Mark Inversion), der als AMI - RZ oder AMI - NRZ ausgebildet sein kann, behoben, indem die logischen "1" abwechselnd als positives und negatives Signal übertragen werden. Dieses Signal ist jetzt gleichstromfrei aber kann, insbesondere bei längeren Folgen von logischen "0", lange Zeit keine Taktflanken zur Synchronisation des Empfängers enthalten (Siehe Kapitel Takt-rückgewinnung und Scrambler). Bei der HDB - n (High Density Bipolar) Codierung wird nach n Nullstellen gezielt eine Verletzung der Codierungsregeln eingeführt, damit das Signal nie mehr als n Nullstellen hintereinander aufweist. In der Praxis wird der HDB - 3 Code oft eingesetzt.²²



Figur 5-4 Verschiedene Kanalcodierungsarten

Eine Synchronisation auf jedem Bit erlaubt der Diphase Code (Auch Manchester Code). das Signal wird in Bitzellen eingeteilt. Eine steigende Flanke in der Bitzelle bedeutet logisch "0", eine sinkende Flanke bedeutet logisch "1". Dieser Code hat aber den Nachteil, dass er die doppelte Bandbreite benötigt. Es sind darum eine Unmenge von Abarten bekannt, die diesen Code weiter optimieren: Coded - Diphase, differentieller - Diphase, Conditioned - Diphase usw.

²²

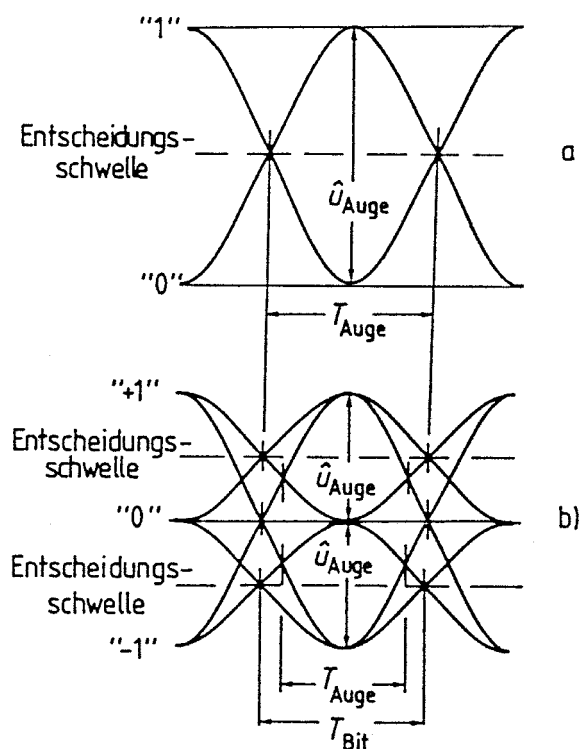
NRZ: Non Return to Zero, L: Level, S: Space, M: Mark, I: Inverted.

Die beste Kanalausnutzung erreicht man mit einer „partial response“ Codierung. Das NRZ Signal wird durch eine übermäßige Bandbreitenbegrenzung verschliffen, so dass die Information eines Bits über die Dauer von zwei Bit übertragen wird. Mit einer quantisierten Rückkopplung im Empfänger kann die Bitfolge trotzdem korrekt decodiert werden.

5.2.3 Augendiagramm

Entscheidend für eine möglichst fehlerfreie Regenerierung des Digitalsignals ist der Signalverlauf am Eingang des Amplituden - Zeit - Entscheiders. Eine sehr anschauliche Beurteilung der Qualität des entzerrten Digitalsignals erlaubt das sogenannte Augendiagramm. Man erhält diese Darstellung als Oszillogramm des Digitalsignals durch übereinander schreiben vieler einzelner Signalelemente eines Zufallsmusters, die zeitlich nacheinander auftreten, über die Zeitdauer von einem oder mehrerer Bits.

Diesem Diagramm entnimmt man eine Augenöffnung in vertikaler Richtung, \hat{U}_{Auge} , und eine solche in horizontaler Richtung, T_{Auge} . Eine möglichst grosse Augenöffnung in jeder Richtung ist anzustreben, damit die Entscheiderschaltung den Signalwert richtig bestimmen kann. Die Abbildung zeigt das ideale Augendiagramm eines binären (a) und eines pseudoternären (b) Digitalsignals mit \cos^2 -förmigen Impulsen.



Figur 5-5 Augendiagramm a) binäres Signal b) pseudoternäres Digitalsignal (HDB – 3)

5.2.4 Taktrückgewinnung

Um die zeitliche Lage der Impulse zu regenerieren, wird ein Taktsignal benötigt, das genau mit der Folgefrequenz des übertragenen Digitalsignals übereinstimmt. Dieses Taktsignal gewinnt man über eine Taktaussiebung aus dem entzerrten Signal. Dazu muss letzteres aber eine Form aufweisen, bei der im Leistungsdichtespektrum die Bitfolgefrequenz mit möglichst hohem Anteil vorkommt. Sowohl bei einem NRZ- als auch beim AMI- oder HDB-3 - Signal ist dies jedoch nicht der Fall. Es werden deshalb aus dem amplitudenbegrenzten entzerrten Signal durch differenzieren die Signalübergänge (Flanken) herausgehoben und durch anschließende Zweiweggleichrichtung einseitig gerichtete Impulse mit hohem Spektralanteil bei der Bitfolgefrequenz gewonnen.

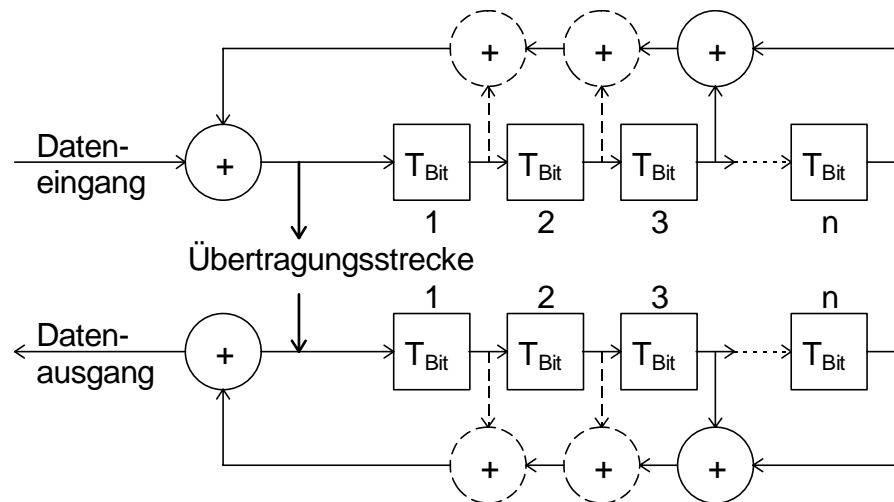
Im Prinzip könnte nun die Taktaussiebung mit einem Schwingkreis hoher Güter erfolgen, dessen Resonanzfrequenz dem Sollwert der Bitfolgefrequenz entspricht. Durch eine hohe Schwingkreistüte lassen sich Taktschwankungen infolge Jitter des Digitalsignals weitgehend unterdrücken. Dabei ist zu bedenken, dass eine über die Zeit oder durch Temperaturschwankungen bedingte Verstimmung des Schwingkreises einen grossen Phasenfehler bewirkt und das Jitterübertragungsverhalten verschlechtert.

Beim Auftreten längerer Folgen gleicher Symbole kann bei einer Taktrückgewinnung mit einem Schwingkreis oder Quarzfilter die Erzeugung der Taktimpulse aussetzen. Ein wesentlich günstigeres Verhalten in dieser Beziehung sowie auch im Jitterverhalten weist ein Phasenregelkreis (PLL) zur Taktrückgewinnung auf.

5.2.5 Scrambler

Häufig angewandt wird auch ein Verfahren der Verwürfelung des binären Datenstromes mit einem Scrambler (Verwürfler), wo die ankommende Datenfolge in eine Pseudozufallsfolge umgewandelt wird. Man verhindert damit das Auftreten von bestimmten Bitmustern, die wenig Taktinformation enthalten.

Der Scrambler besteht aus einem n - stufigen Schieberegister mit Rückkopplung an wenigstens zwei Stellen, von denen aus eine Exklusiv - ODER - Verknüpfung mit dem binären Sendesignal erfolgt. Bei geeigneten Anzapfungen des Schieberegisters wird der abgehende Datenstrom hinreichend statistisch verteilt sein. Insbesondere wird jede sich in kurzen Abständen wiederholende Bitmusterfolge ein Ausgangsmuster erzeugen, dessen Wiederholperiode um den Faktor $2^n - 1$ länger ist gegenüber dem Eingangsmuster. Der Faktor $2^n - 1$ sollte eine Primzahl sein. Schieberegisterlängen von $n = 7, 9, 11, 13, 15, \dots$ sind typisch. Die maximale Wortlänge, d.h. die Stufenzahl n , sollte mit steigender Bitrate zunehmen, damit im Leistungsspektrum eine gleichbleibende dichte Spektrallinienverteilung erreicht wird.



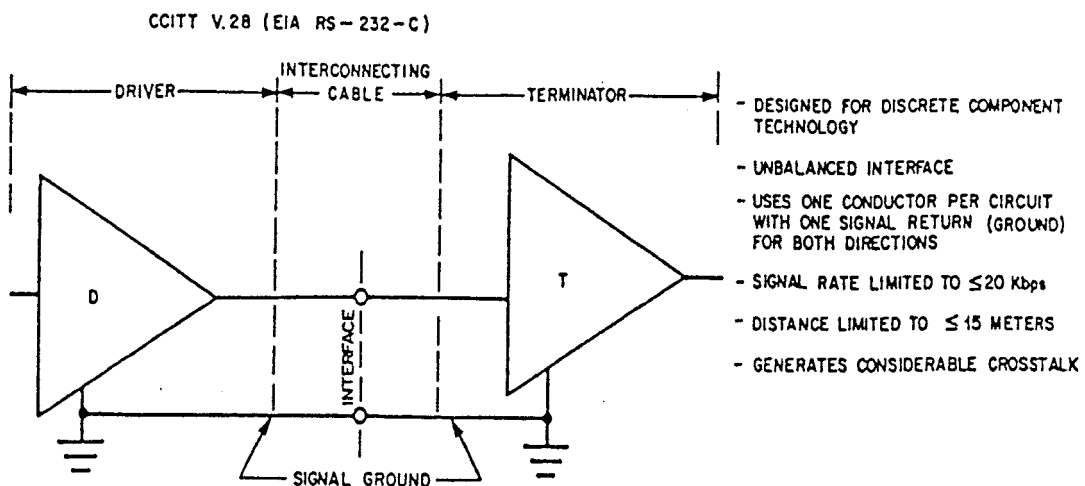
Figur 5-6 Scrambler und Descrambler

Der umgekehrte Vorgang läuft auf der Empfangsseite im Descrambler ab. Das System ist selbstsynchronisierend und benötigt keinen Abgleich, weil dem vom Scrambler erzeugten Bitmuster ein eindeutiges Bildungsgesetz zugrunde liegt.

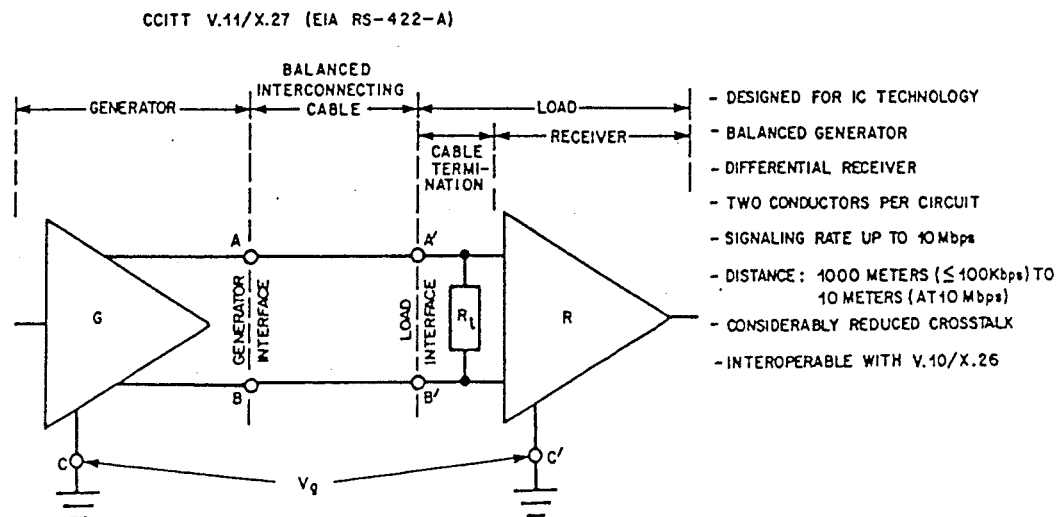
5.2.6 Technische Realisierungen

Für die Übertragung elektrischer Signale haben sich symmetrische und unsymmetrische Systeme durchgesetzt.

Natürlich sind diese beiden Verfahren nicht die einzig möglichen. Neben weiteren elektrischen Schnittstellen werden heute vermehrt auch optische Schnittstellen eingesetzt.



Figur 5-7 Unsymmetrische Signalübertragung



Figur 5-8 Symmetrische Signalübertragung

5.3 Übertragung mit Modem

Bekanntlich lässt sich allein durch Ein- und Ausschalten eines Lichtstrahles eine Nachricht übertragen. Bei den elektrischen Modulationsverfahren dieser Art spricht man von Tastung. Je nachdem, ob bei der Wechselstromtastung der Signalparameter "Amplitude", "Frequenz" oder "Phase" getastet wird, spricht man von **Amplituden-, Frequenz- oder Phasenumtastung**. Bei der Umtastung spricht man zuweilen auch von "Shiftung" (to shift = wechseln, umspringen). Man unterscheidet:

- Amplitudenumtastung (ASK = Amplitude Shift Keying)
- Frequenzumtastung (FSK = Frequency Shift Keying)
- Phasenumtastung (PSK = Phase Shift Keying)

Kombinationen von ASK und PSK ergeben moderne mehrwertige Umtastungsverfahren (QAM = Quadrature Amplitude Modulation).

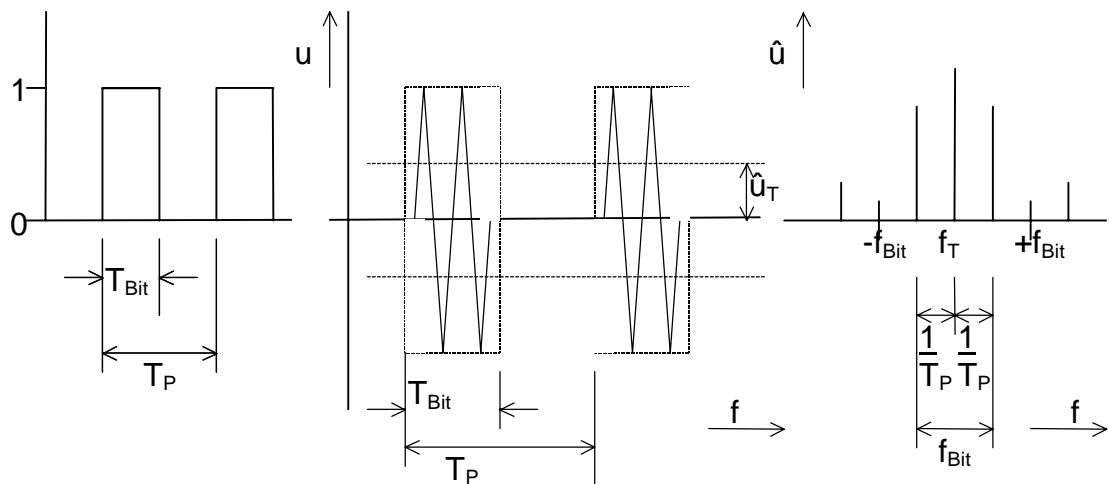
5.3.1 Amplitudenumtastung

DEFINITION 5-1

Bei der **Amplitudenumtastung** wird die Trägeramplitude im Takt des digitalisierten Zeichens ein- und ausgeschaltet.

$$u_{\text{ASK}}(t) = \hat{u}_T c(t) \cos(\omega_T t) \quad 5-6$$

Das binäre Codesignal werde vereinfacht durch eine Folge von 1 - 0 Elemente gebildet mit der Schrittdauer $T_s = T_{\text{Bit}}$ und einer Periodendauer $T_p = 2 \cdot T_s$. Die Amplitudentastung soll zwischen den Werten $2 \hat{u}_T$ und 0 der Trägeramplitude vorgenommen werden, was der Amplitudenmodulation einer Trägerschwingung mit der Amplitude \hat{u}_T bei einem Modulationsgrad $m=1$ entspricht.



Figur 5-9 Zeitfunktion und Spektrum der Amplitudentastung

Das Spektrum des Modulationsprodukts erhält man durch Faltung des Code - Signalspektrums mit der Trägerfrequenz f_T bzw. durch Multiplikation der Fourier - Reihenentwicklung

$$c(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left(\cos\left(1 \frac{2\pi}{T_p} t\right) - \frac{1}{3} \cos\left(3 \frac{2\pi}{T_p} t\right) + \dots \right) \quad 5-7$$

mit der Trägerschwingung

$$u_T(t) = \hat{u}_T \cdot \cos(\omega_T t) \quad 5-8$$

Es enthält die Information des Codesignals im oberen und unteren Seitenband symmetrisch zum Träger.

Zur Erkennung des Signalzustandes genügt es, wenn das Spektrum nur bis zu den ersten Seitenschwingungen übertragen wird. Die Zeitfunktion des Modulationsproduktes nimmt dann die Form der mit einem Sinus - Signal modulierten Trägerschwingung an. Die mindestens nötige Übertragungsbandbreite beträgt in diesem Fall

$$B_{\text{HF}} = 2 \frac{1}{T_p} = \frac{1}{T_s} = f_s = \frac{v_s}{[\text{Bit}]} \quad 5-9$$

Wie bereits erwähnt, wird B_{HF} in der Praxis meist um den Faktor 1,6 grösser gewählt.

Bandbreitenbedarf

$$B_{\text{HF}} = 1/T_s (1 + r) = (1 + r) v_s / \text{bit} \quad 5-10$$

Die Demodulation kann inkohärent mit einem einfachen Hüllkurvendemodulator vorgenommen werden. Dazu ist die Trägerkomponente im Spektrum notwendig. Bei Anwendung der Synchrondemodulation mit einer am Empfangsort erzeugten frequenz- und phasenrichtigen Trägerschwingung genügt es, nur die beiden Seitenschwingungen zu übertragen. Man kommt so zur Zweiseitenband - Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger.

5.3.2 Frequenzumtastung

DEFINITION 5-2

Bei der **Zwei - Frequenzumtastung** wird durch das binäre Datensignal die Frequenz der Trägerschwingung zwischen zwei festen Werten f_1 und f_2 geändert.

$$u_{\text{FSK}}(t) = \hat{u}_T \cos(\omega_T \pm \Delta\omega_T)t \quad 5-11$$

Man definiert als Trägerfrequenz f_T den Mittelwert der beiden Kennfrequenzen mit

$$f_T = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad 5-12$$

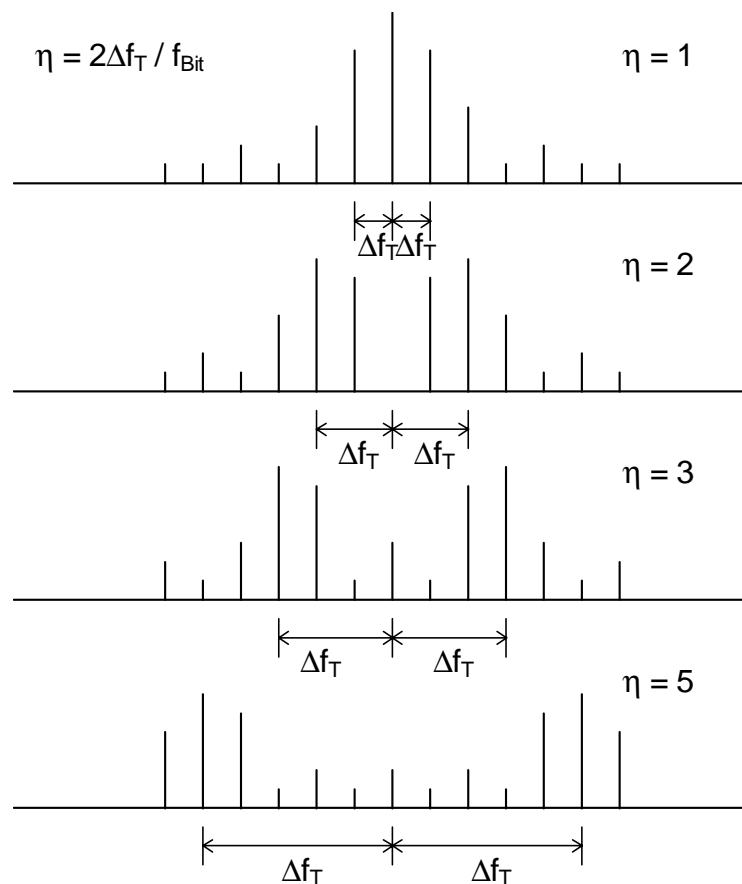
und einen Frequenzhub Δf_T zu

$$\Delta f_T = \frac{|f_1 - f_2|}{2} \quad 5-13$$

Nach der von der analogen Frequenzmodulation her bekannten Beziehung erhält man bei einem binären Signal mit der Schrittdauer $T_s = T_{\text{Bit}} = 1/2 T_p$ den Modulationsindex η zu

$$\eta = \Delta f_T 2 T_s = 2 \frac{\Delta f_T}{f_s} = 2 \frac{\Delta f_T}{v_s / [\text{Bit}]} \quad 5-14$$

Das 2 - FSK Signal kann von der Zeitfunktion her betrachtet werden als die Zusammensetzung von zwei amplitudengetasteten Schwingungen mit den Frequenzen f_1 und f_2 . Demgemäss ergibt sich auch das Spektrum der 2 - FSK aus der Überlagerung der Spektren der beiden amplitudengetasteten Schwingungen.



Figur 5-10 2 - Frequenzumtastung mit verschiedenem Modulationsindex

Durch die Massnahme des Zerlegens der FSK in zwei ASK - Schwingungen lässt sich das Amplitudenspektrum einfach darstellen als die Superposition der beiden ASK - Spektren. Diese sind aber schon aus dem vorangehenden Abschnitt bekannt. Die Superposition der einzelnen zusammenfallenden Spektrallinien führt schliesslich zum Spektrum der FSK. Die Amplituden setzen sich jeweils aus zwei Spektrallinien der Einzelspektren zusammen, mit Ausnahme der beiden Kennfrequenzen f_1 und f_2 , da bei diesen das jeweilige Nachbarspektrum an dieser Stelle aus bekanntem Grund (geradzahliges Vielfache der Grundfrequenz im Tastspektrum nicht vorhanden) keine Spektrallinie aufweist. Eine Mittenfrequenz als arithmetischer Mittelwert aus f_1 und f_2 fehlt im ersten Beispiel.

5.3.3 Phasenumtastung

DEFINITION 5-3

Bei der **Phasenumtastung** wird durch das n - wertige Datensignal die Phase der Trägerschwingung zwischen n Werten umgeschaltet.

Bei digitalen Codesignalen gilt demnach:

$$u_{\text{PSK}}(t) = \hat{u}_T \cos[\omega_T t + c(t)\pi] = \pm \hat{u}_T \cos(\omega_T t) \quad 5-15$$

Phasenmodulation ist das gegenüber der Störspannung am wenigsten empfindli-

che Verfahren und gewinnt daher für die Datenübertragung zunehmend an Bedeutung. Bei der Phasentastung wird die Phase der Trägerschwingung sprunghaft geändert. Man spricht daher auch von Phasensprungmodulation.

Die Umtastung muss nicht grundsätzlich im Nulldurchgang der Trägerschwingung vor sich gehen. Der sprunghafte Übergang wird, wie bei allen harten Tastungsverfahren, bei Bandbegrenzung durch die Eigenschaften der Übertragungsstrecke bzw. des Empfängers verschliffen.

Das Spektrum des 1:1 - rechteckförmig phasentasteten Signals lässt sich leicht angeben, wenn man bedenkt, dass das Signal als aus zwei hart getasteten ASK-Signalen zusammengesetzt gedacht werden kann.

Während sich deren Seitenschwingungen höherer Ordnung verstärken, hebt sich die Trägerschwingung heraus, so dass das Spektrum lediglich aus den Frequenzen $f_T \pm f_S$, $f_T \pm 3f_S$, $f_T \pm 5f_S$ usw. mit abnehmenden Amplituden besteht, wobei unter f_S die Punktfrequenz zu verstehen ist. Es handelt sich also um Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger.

Es ist unschwer zu erkennen, wie sich eine weitgehende Frequenzbandbeschränkung auswirken würde: Bleiben infolge einer solchen nur noch die Frequenzen $f_T + f_S$ und $f_T - f_S$ übrig, so ist dies das Bild der Schwebung! Es enthält zwar noch den Phasensprung, gleichzeitig aber eine sehr starke Amplitudenmodulation.

Der Vorteil gegenüber FSK zeigt sich hier daran, dass bei 180° Tastung der Träger, der ja bekanntlich ohnehin keine Information enthält, grundsätzlich fehlt; dafür sind die Amplituden der Seitenlinien beträchtlich grösser. Dies macht sich hinsichtlich grösserer Störsicherheit bemerkbar.

Es gelten prinzipiell dieselben Überlegungen wie im Kapitel "Signalentdeckung" dargelegt. Die digitale Signalamplitude kann bei der 2 - PSK durch die doppelte Trägeramplitude ersetzt werden. Somit lässt sich aus dem hochfrequenten Signal / Rauschabstand mit einer Korrektur von 3 dB aus der bekannten Graphik die Fehlerrate berechnen.

5.3.3.1 Phasenmodulation mit Bezugsphase

Will man das Binärzeichen in seiner ursprünglichen Form wiedergewinnen, so muss im Empfänger **Demodulation mittels Bezugsphase** gemacht werden. Die Bezugsphase ist z.B. sendeseitig der Binärziffer 1 zugeordnet. Im Empfänger ist also der Träger phasenrichtig zu erzeugen, wenn nicht die Binärzustände vertauscht empfangen werden sollen. Die Trägererzeugung kann etwa durch Doppelweggleichrichtung, Heraussieben der darin enthaltenen Grundschwingung doppelter Frequenz, Frequenzteilung und Phasenkorrektor geschehen.

Hierin steht der entscheidende **Nachteil der Phasenmodulation mit Bezugsphase**: die Information kann auf der Empfangsseite nur in Verbindung mit dem Bezugssignal richtig erkannt werden. Es muss die Anfangsphase beim Empfänger bekannt sein, und es darf während der Übertragung der Daten die Phasenlage keine wesentliche Verschiebung erleiden. Wird bei blockweiser Datenübertragung zu Beginn eines jeden Blocks die richtige Polarität wieder eingestellt und nach au-

tomatischer Fehlererkennung ein Block gegebenenfalls wiederholt, lässt sich dem Nachteil begegnen. Bei längeren durchlaufenden Übertragungen ist diese Gefahr jedoch nicht tragbar. Es empfiehlt sich hier das Verfahren der Differenz - Phasenmodulation.

5.3.3.2 Differenz - Phasenmodulation

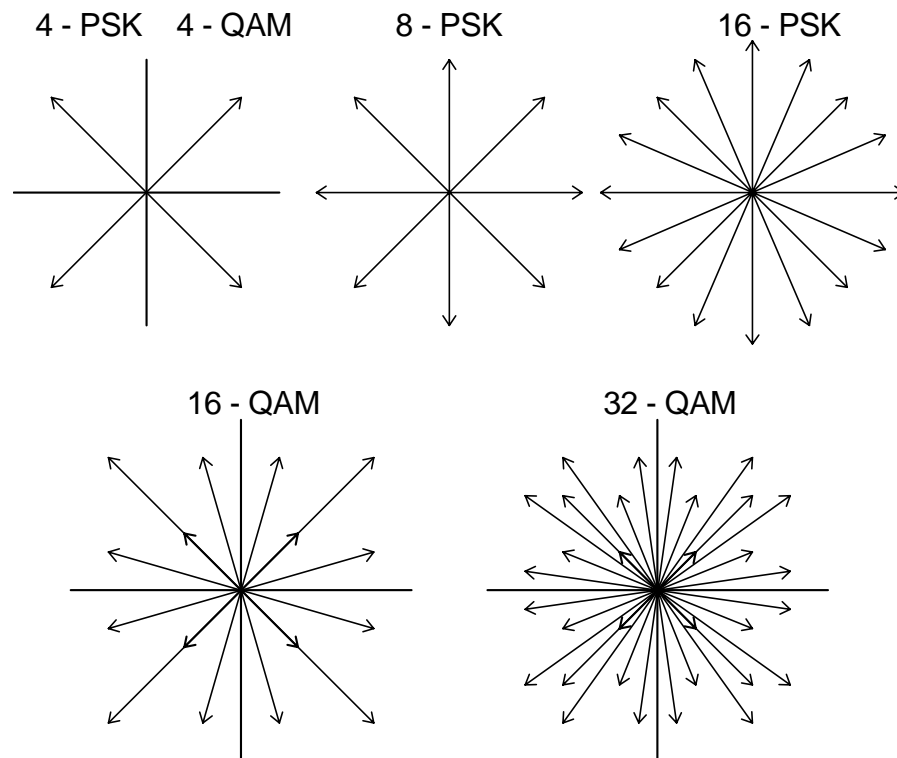
Das Prinzip der Differenz - Phasenmodulation ist, dass lediglich die Phasendifferenz zwischen zwei **aufeinanderfolgenden** Zuständen als Nachweis für den Modulationszustand dient. Zu diesem Zweck wird der Phasenzustand des vorhergehenden empfangenen Bit mit dem folgenden Bit verglichen. Es muss zu diesem Zweck für die Zeitdauer eines Bit gespeichert werden. Zum Nachweis, ob ein Phasensprung vorhanden ist, lässt sich ein Phasendiskriminator verwenden. Dieser antwortet auf einen Phasensprung ähnlich wie auf einen Frequenzsprung mit einem Spannungsimpuls.

Wesentlich für die Differenz - Phasenmodulation ist die Synchronisierung des Empfängers auf den Sendetakt. Es gibt hier mehrere Möglichkeiten. Ein häufiges Verfahren ist, im Empfänger das Synchronisationskriterium aus den Änderungen des Modulationszustandes abzuleiten. Wichtig ist, dass der verwendete Code nicht längere Zeit eine Null- oder Eins - Folge d.h. keine Phasenwechsel aufweist.

5.3.4 Mehrwertige Tastung

Ein Modulationsverfahren mit Amplitudentastung bei vierwertiger Codierung müsste vier Amplitudenstufen haben, wobei eine Stufe auch den Wert 0 haben kann. Es ist klar, dass hierzu im Empfänger gegenüber binärere Modulation zwei zusätzliche Entscheidungsschwellen nötig sind. Vierwertige Frequenzastung würde vier verschiedene Sendefrequenzen erfordern, die im Empfänger bei der Demodulation mit der Schwingkreismethode vier auf die verschiedenen Mittenfrequenzen abgestimmte Schwingkreise bzw. Filter voraussetzen. Die grösste Bedeutung, insbesondere in der Datenübertragungstechnik, hat die Übertragung mehrwertiger Codierung mittels Phasenumtastung erlangt.

Das **Phasendiagramm** zeigt am deutlichsten die einzelnen Niveaus und Phasen einer mehrwertigen Tastung. Je mehr Werte eine PSK Modulation aufweist, desto kleiner wird der Abstand zwischen den einzelnen Niveaus und somit die Störanfälligkeit grösser.



Figur 5-11 Zeigerdiagramm bei mehrstufiger Phasentastung

Eine spezielle Erweiterung der mehrwertigen PSK stellt die **Quadratur Amplituden Modulation (QAM)** dar. Die einzelnen Werte werden nicht nur in der Phase, sondern auch in der Amplitude verändert. Das 16 - PSK und die 16-QAM sind somit gleichwertig in der Übertragung. Die 16 - QAM verfügt aber gegenüber dem 16 - PSK über einen verbesserten Störabstand. In modernen Modems werden schon 64 - QAM Tastungen verwendet (entwickelt in IBM Laboratorien).

5.4 Anwendungen

Die praktische Anwendung der Modulation durch Tastung liegt in den **Modem (Modulator/Demodulator)**. Dieses Gerät hat mit der Verbreitung der PCs eine wachsende Bedeutung, erlaubt es doch die Datenübertragung über das Telefonnetz mit relativ geringen Kosten.

Wichtig für den verbreiteten Einsatz der Modems ist, dass der Sender und der Empfänger, d.h. der Modulator und der Demodulator, dasselbe Verfahren benutzen. In der Praxis haben sich in Europa vor allem die nach CCITT genormten Modems durchgesetzt, während vor allem in den USA oftmals Modems nach Firmennormen der Firmen Bell²³ und Hayes²⁴ eingesetzt werden.

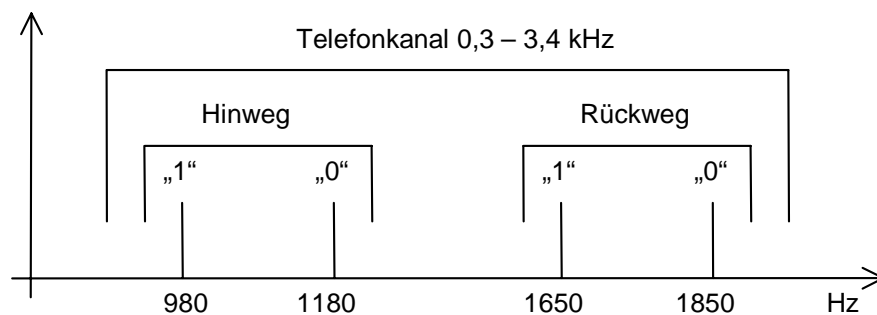
²³ Mit "Bell Modem" werden Produkte der Firmen AT&T/Bell/Western/Electric benannt. Das erste Bell Modem wurde 1957 auf dem Markt eingeführt.

²⁴ Die Firma Hayes Microcomputer Products Inc. baut Modems nach Bell, CCITT und eigenen Spezifikationen. Sie sind die meistverkauften Modems auf dem Weltmarkt.

5.4.1 Technische Grenzen

Der Telefonkanal mit seiner Bandbreite von 0,3 bis 3,4 kHz bietet mit seinem Störabstand von 30 dB eine theoretische Kanalkapazität von 30 kbit/s.

Bei FSK (harte Tastung) bleibt die Übertragungsrates wegen der beschränkten Bandbreite bei 600 Baud beschränkt. Für Vollduplex - Verbindungen wird die vorhandene Bandbreite auf die beiden Übertragungsrichtungen aufgeteilt, die typische Übertragungsgeschwindigkeit für solche Anwendungen ist somit 300 bit/s (V.21).



Figur 5-12 Beispiel der FSK für V.21

Bei der PSK werden in der Regel mehrwertige Codierungen und Übertragungsrates von 600 Baud verwendet. Dies ergibt die bekannten Modems für 1200 Bit/s vollduplex (V.22).

Mit der Grenze der Schrittgeschwindigkeit von 600 Baud für Vollduplex - Verbindungen kann die Übertragungsrates nur mit dem Einsatz der QAM (16) vergrößert werden. Dies ergibt eine Datenrate von 2400 bit/s (V.22bis).

Diese QAM kann natürlich auch auf einem Simplex - Modem verwendet werden. Hier kann die Übertragungsrates auf einem Träger von 1700 Hz ohne weiteres auf 2400 Baud erhöht werden, und somit können 9600 bit/s erreicht werden. Dieses Prinzip erfreut sich weiter Verbreitung, wird es doch auch von den Fax der Gruppe 3 angewendet (V.29).

Der technische Stand der Datenübertragung im Telefonnetz ist die Übertragung mit 56k bit/s. Es werden QAM (64) Signale übertragen. Die nach wie vor durch die physikalischen Gegebenheiten begrenzte Schrittgeschwindigkeit beträgt 2400 Baud. Es gibt aber keinen Platz mehr, um zwei Kanäle innerhalb der zulässigen Frequenzbandbreite aufzubauen.

Um dennoch vollduplex zu übertragen, wurden die physikalischen Grundlagen der Übertragung nochmals erforscht. Dabei kam man auf eine brillante Idee: ein Verfahren, das unter dem Begriff **Echobeseitigung** bekannt ist. Beide Modems senden und empfangen Daten gleichzeitig und auf exakt gleichen Trägerfrequenzen, so dass sich die analogen Datensignale überlappen und interferieren. Das Modem merkt sich die von ihm abgesandten Daten in der analogen Form und subtrahiert

sie ständig vom ankommenden Signal. Auf diese Weise filtert es die echten Empfangsdaten aus, und beseitigt das eigene Echo.

Ausser der standardmässigen Codierung mit 16 Zuständen kann ein solches Modem Daten trellis - codiert übertragen, und unterscheidet in diesem Fall zwischen 32 diskreten Zuständen. Trellis - Codierung ist ein Verfahren, das Fehler selbständig korrigiert. Die zu übertragenden Daten werden dabei in Gruppen von vier aufeinanderfolgenden Bits (Quad - Bit) unterteilt. Diesmal wird aber jeder Vierer - Gruppe ein Redundanz-Bit angehängt und so das als Fünfer - Gruppe (Quint - Bit) über die Leitung gesendet.

Die Übertragungsrate steigt zwar auf 12 kBit/s, da die Quint - Bits aber auf der Gegenseite decodiert werden und das Redundanz - Bit dabei abgeschnitten wird, kommt man auf eine tatsächliche Geschwindigkeit von 9600 Bit/s.

Der Vorteil der Trellis - Codierung liegt in der erhöhten Resistenz (ca. 3 dB) gegenüber einer schlechten Qualität der Verbindung. Der Grund dafür liegt darin, dass der für die Decodierung zuständige Viterbi - Algorithmus anhand des redundanten Bit Bitfehler beheben kann, ohne dass ein Datensatz erneut gesendet werden muss.

5.4.2 Normen der CCITT und ITU

Das Comité Consultatif International Téléphonique et Telegraphique (CCITT) hat in seinen V Normen bis V.42bis verschiedene Modems normiert. Spätere Normen durch ITU – T (International Telecommunications Union – Telecommunications Standards).

Hier ein Auszug der gebräuchlichsten Modems und ihren Eigenschaften:

Norm	Modulation	Baudrate	Bit / s	Bit pro Zustand	Träger-Frequenzen
V.21	FSK	300	300 VD	1	980-1180 1650-1850
V.22	PSK	600	1200 VD	2	1200 2400
V.22bis	QAM	600	2400 VD	4	1200 2400
V.29	QAM	2400	9600, HD	4	1700
V.32	QAM	2400	4800	2	1800
V.32	QAM	2400	9600	4	
	TCM	2400	9600	4 + 1	
V.32bis			14'400		
V.34			28'800		
V.34+			33'600		
56k Flex			56 K		
X.75	ISDN	64k/128k			
V.90	QAM		56 K		
V.120	ISDN / USA				

Tabelle 5-1 Modemnormen

Das **Shannon-Theorem** besagt, dass es einen eindeutigen Zusammenhang zwischen der verfügbaren Bandbreite, dem Verhältnis zwischen Signal- und Rauschpegel und der maximal möglichen Anzahl übertragbarer Bits pro Sekunde gibt.

Daraus resultiert bei einer Bandbreitenbeschränkung von 3 kHz und einem Signal-/Rauschverhältnis von 30 bis 35 dB (wie bei unserem analogen Telefonnetz üblich) eine Übertragungsrate von 30 bis 35 kBit/s.

Verbessern wir nun das S/N-Verhältnis, wie es die Technik der 56K-Modems macht, so können wir etwas mehr aus der Leitung holen. Hier wird das Quantisierungsrauschen der A/D-Wandler in Downloadrichtung weitgehend ausgeschaltet und damit das oben genannte S/N-Verhältnis verbessert.

Zu beachten ist, dass die geringen Übertragungsraten kein Problem der Kupferadern des Telefonanschlusses bis zur Vermittlungsstelle sind. Das Problem liegt im Zusammenspiel aller beteiligten Komponenten des Netzes: Der Weg vom Anschluss zur Vermittlungsstelle, die Übertragungstechnik der Vermittlungsstellen untereinander und der Weg zu dem Anschluss der angewählt wurde.

5.4.3 Amerikanische Modems

In den USA erfreuen sich die Modems der Firmen Bell und Hayes einer weiten Verbreitung. Doch die CCITT Modems nehmen zu. Hier eine kurze Übersicht über diese Modems:

Norm Produkt	Modulation	Baudrate	Bit / s	Bit pro Zustand	Frequenzen
Bell 103	FSK	300	300 VD	1	1070-1270 2025-2225
Bell 212A	PSK	600	1200 VD	2	1200 2400
Bell 208	PSK	600	4800 VD	8	1800
Bell V.29	QAM	2400	9600 VD	4	1800
neuere nach	CCITT				

Tabelle 5-2 Modemnormen alt

5.4.4 Modemkontrolle

Irgendwie muss das Datenendgerät (PC) das Modem kontrollieren und z.B. die Telefonverbindung aufbauen. Dabei gibt es zwei unterschiedliche Implementationsvarianten:

- AT - Modemsprache (Hayes Modem)
- Schnittstelle nach CCITT V.25bis

Bei einer Schnittstelle nach V.25bis werden die Leitungen und Verbindungen der RS - 232 Verbindung so benützt, dass das Modem die Wählinformation von den Nutzdaten mit der Hilfe von Kontrollleitungen unterscheiden kann.

Bei der AT - Modemsprache, die heute weltweit als Pseudo - Standard respektiert wird, werden Befehle für das Modem mit den ASCII Zeichen AT (=Attention) begonnen. Ein dritter Buchstabe ev. gefolgt von Parametern, präzisiert den Befehl. Nahezu jede Kommunikations - Software unterstützt diesen Befehlssatz.

Mit dem AT - Standard wird im Gegensatz zur CCITT - Norm V.25bis nicht nur der

Verbindungsaufbau, sondern durch eine Vielzahl von sinnvollen Parametern auch die Zusammenarbeit zwischen Modem und Datenendgerät (PC) geregelt. Mit den AT Befehlen können lokales Echo, Bedeutung der Steuerleitung, Art der Modem - Meldungen, Wählverfahren etc. eingestellt werden.

5.4.5 Die xDSL – Familie, ISDN

5.4.5.1 Begriffe

Die xDSL (Digital Subscriber Line) – Technik dient der Verbindung von Computern über das Festnetz und beruht auf der physikalischen Gegebenheit, dass eine symmetrische Telefonleitung ohne übermässige Abstrahlung bis 2 MHz Bandbreite aufweist.

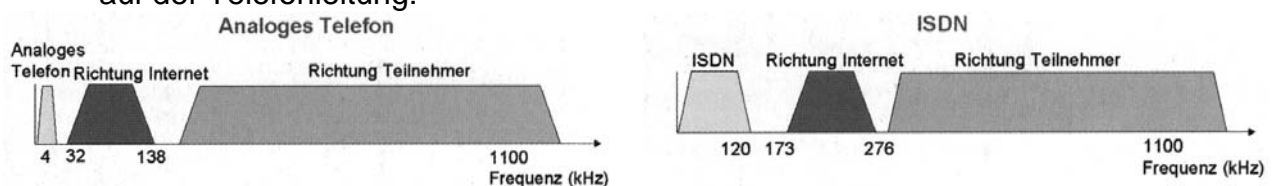
Die xDSL – Technik nutzt die Telefonleitungen (Last Mile) breitbandig ab 4 kHz bis einige MHz.

Begriffe	
ADSL	Asymetric Digital Subscriber Line
POTS	Plain Old Telephone Service: Das herkömmliche Analogtelefon wie wir es alle schon seit Jahrzehnten kennen.
SDSL	Single Line Digital Subscriber Line
HDSL	High Data Rate Digital Subscriber Line
ISDN	Integrated Digital Network Service: Stellt 2 B Kanäle à 64 kBit/s, diese werden zur Nutzdatenübertragung verwendet, und einen D Kanal à 16 kBit/s, über den Steuerdaten wie z.B. die Diensterkennung oder die Rufnummer übertragen werden, zur Verfügung
VDSL	Very High Data Rate Digital Subscriber Line

Tabelle 5-3 xDSL Begriffe

Die x steht dabei für A (Asymmetrical), H (High-bit-rate), S (Single-pair) und V (Very-high-speed).

In der Breitenentwicklung (KMU, Private) setzt sich ADSL durch. Bandbelegung auf der Telefonleitung:



Figur 5-13 ADSL und Telefonleitung

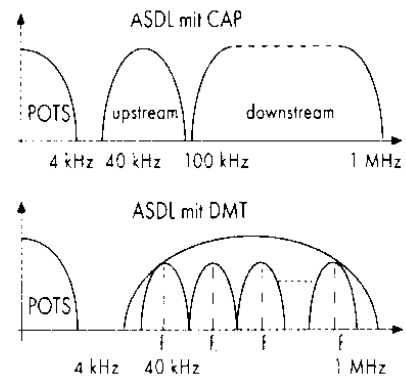
ADSL ist asymmetrisch, das heisst der „downstream“, der Datenstrom vom Internet zum Benutzer ist breiter als der „upstream“ vom Benutzer zum Internet. ADSL setzt einen Provider und beim Benutzer ein separates Modem voraus.

Angeboten sind nach Wahl 256/64 kbps, 512/128 kbps, 1024/256 kbps oder 2048/352 kbps (möglich bis 8 Mbps/768 kbps).

ADSL lässt sich über ein Trennfilter mit analoger Telefonie und über einen Splitter (Filter) mit ISDN kombinieren. Die Übertragung erfolgt zunehmend mit DMT (Discrete Multitone Technology).

Übertragungsmethoden

Drei Übertragungsmethoden stehen zur Auswahl: die Quadraturamplitudenmodulation (QAM), die damit eng verwandte Carrierless Amplituden / Phasenmodulation (CAP) und die für bereits mehrere Standards ausschlaggebende Diskrete Multiton-Verfahren **DMT**. DMT teilt den für die Datenkommunikation verfügbaren Frequenzbereich in über 250 schmale Frequenzbänder auf, die jeweils etwa 4 kHz umfassen. Die Mittenfrequenzen dieser Bänder sind die Träger, auf welche die zu übertragenden Daten mittels QAM moduliert werden. Die Standardisierungsgremien ANSI und ETSI legen in ihren ADSL-Standards fest, dass jede Trägerfrequenz maximal 15 Bit pro Signalwechsel transportiert. Diese Anzahl muss nicht für jede Frequenz gleich sein.



Die beiden an der Übertragung beteiligten Modems testen die zwischen ihnen liegende Kabelstrecke und erstellen eine Bitzuweisungstabelle (Bit loading table), die für jede Trägerfrequenz die optimale Modulation festlegt. Sie hängt in erster Linie vom Dämpfungsverhalten der Leitung und von den vorhandenen Störeinflüssen auf der Übertragungsstrecke ab. Diese Bitzuweisungstabelle erlaubt es dem ADSL - Anbieter, die maximal verfügbare Bandbreite vorab einzustellen. So kann er die angebotenen Datendienste differenzieren und zu unterschiedlichen Preisen anbieten; dies auf Grundlage einer einheitlichen Hardware.

Über TV – Kabelnetze wird in ähnlicher Weise verfahren.

Einen übertragungstechnisch bedenklichen Versuch am digitalen Markt teilhaben zu wollen, stellt die Power – Line dar. Starkstromleitungen sind grundsätzlich keine Leitungen der Übertragungstechnik, da sie ihre Eigenschaften (Beläge) laufend ändern und als abstrahlende Antennen wirken.

5.4.5.2 Technische Daten

Kriterien	Daten			
	ADSL	SDSL	HDSL	VDSL
Bitrate in Sende- richtung (Nutzer zum Netz)	16 bis 768 kBit/s	1,544 MBit/s bzw. 2,048 MBit/s	1,544 MBit/s bzw. 2,048 MBit/s	1,5 bis 2,3 MBit/s
Bitrate in Emp- fangsrichtung (Netz zum Nutzer)	1,5 bis 9MBit/s	1,544 MBit/s bzw. 2,048 MBit/s	1,544 MBit/s bzw. 2,048 MBit/s	13 bis 52 MBit/s
überbrückbare Leitungslänge	2,7 bis 5,5 km	2 bis 3 km	3 bis 4 km	0,3 bis 1,5 km
benötigte Adern- paare	1	1	2 bei 1,544 MBit/s, 3 bei 2,048 MBit/s	1
Verfügbarkeit	seit Mitte 90er Jahre	seit Anfang 90er Jahre	Seit Anfang 90er Jahre	ab Ende 90er Jahre
benutzte Band- breite	bis ca. 1MHz	ca. 240 kHz	ca. 240 kHz	bis ca. 30 MHz
POTS im Basis- band	ja	nein	nein	ja
ISDN im Basis- band	nein	nein	nein	ja

Tabelle 5-4 xDSL Technische Daten

5.4.5.3 ISDN

Die digitale Telefonie bis zum Endgerät wird gegen 1990 eingeführt. Durchgesetzt hat sich ISDN (Integrated Services Digital Network, CCITT I.120). In Europa wird zunehmend nach dem Protokoll DSS1 verfahren. Aus der Einführungszeit sind bis gegen 2010 noch Netze nach nationalen Normen in Betrieb.

Das Protokoll DSS1 stammt vom ETSI (European Telecommunication Standards Institute). DSS1 wird darum auch E – ISDN, E – DSS1, Euro-ISDN genannt.

Protokolle: (nicht abschliessend)

D - Kanal		B - Kanal	
1TR6	Deutschland	HDLC	
TPH 1962	Australien	V.110	Rate Adaption (Europe)
5ESS	USA (AT&T)	V.120	Rate Adaption (USA)
E-DSS1	Euro-ISDN-Protokoll	V32.bis	analoge Verbindungen über ISDN
VN4	Frankreich	V34.bis	analoge Verbindungen über ISDN
INS 64	Japan, Hongkong	X.25	Standard
NI	USA (National ISDN 1)	X.75	Standard
DGT	Taiwan	T.70 NL	
		T.90	
		ISO 8208	

Tabelle 5-5 ISDN Protokolle

Neue ISDN – Modem unterstützen mehrere Protokolle.

Funktionsweise

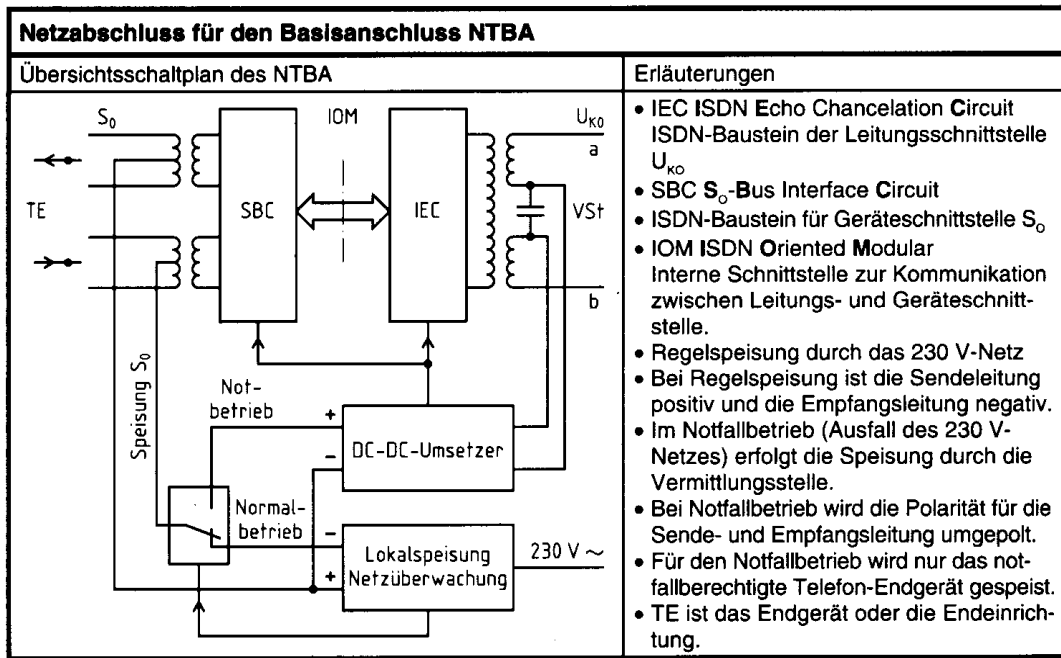
Zwischen Zentrale und „Wohnung“ wird die bestehende a-b-Zweidrahtleitung genutzt. Diese Leitung gilt als U – Bus oder U – Schnittstelle (Basisanschluss). Der U – Bus führt 97 Volt (+a, – b)

Analoge Geräte (Telefon, Fax, Telefonbeantworter, Modem) **werden** am U – Bus **zerstört**.

An die a-b-Zweidrahtleitung wird ein NT (network termination, NT1) angeschlossen, das die U – Bus - Signale auf den S (S₀) – Bus übersetzt. Der S – Bus wird vierdrähtig geführt. Senden und empfangen nutzen je zwei verseilte Adern (RJ45 am NT: 3,6 empfangen und 5,4 senden). S – Bus – Kabel sind paarverseilt und weisen eine Leitungsimpedanz von $Z_0 = 100 \Omega$ auf; die Leitungen sind abzuschliessen. Normstecker ist RJ45.

Der S – Bus führt 34 Volt bis 42 Volt zwischen den Sende- und Empfangsadern. Der S – Bus ist AMI_{mod} (Alternate Mark Inversion modifiziert) codiert.

Die Umsetzung Digital zu Analog DA und von Analog zu Digital AD erfolgt im Endgerät [Telefon (PCM), FAX, ISDN - Modem und so weiter] über Kompression (Kompression, Expansion).



Figur 5-14 ISDN

ITU-T I.430		Polarität		T+T 83		RJ 45		Farbe U72m
a	——	+	——		——	1	——	
b	——	-	——		——	2	——	
c	——	+	——	1a	——	3	——	türkis
f	——	+	——	2b	——	4	——	weiss
e	——	-	——	2a	——	5	——	blau
d	——	-	——	1b	——	6	——	violett
g	——	-	——		——	7	——	
h	——	+	——		——	8	——	

Tabelle 5-6 Verbindungskabel

Der U – Bus arbeitet voll-duplex zur Zentrale [RJ45: 4(a), 5(b)]. Das geschieht mit einem 2 Bit – 1 Quaternär (2Binary 1Quaternary, 2B1Q) codierten Signal, Gabelschaltungen und Echounterdrückung. [Bekannt sind auch 4 Bit – 3 – Ternär (4B3Q) und AMI (Alternate Mark Inversion) codierte Signale].

Die maximale Datenrate von 192 kbit/s kann so mit einer Bandbreite von <120 kHz übertragen werden.

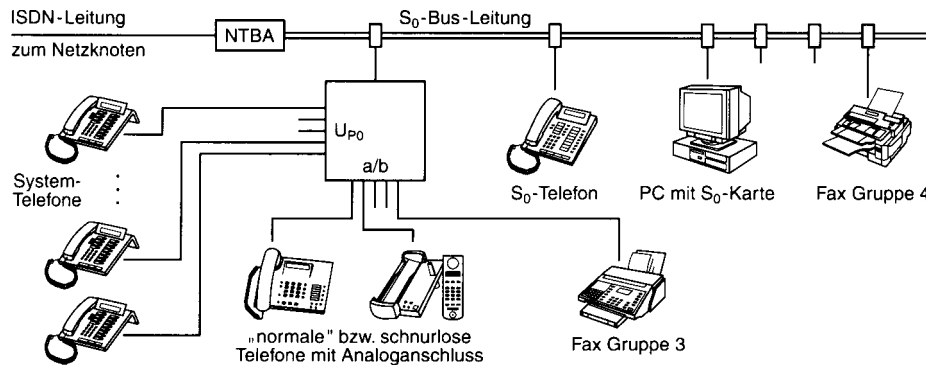
B – Kanal 1	64 kbit/s	D – Kanal (Signalisierung)	16 kbit/s
B – Kanal 2	64 kbit/s	Wartung u. Synchronisation	48 kbit/s

Hinweise und Anmerkungen:

Die Spezifikationen der U – Schnittstelle sind von der Betreibergesellschaft abhängig. Es ist daher geeignet, den NT (network terminal) lokal zu beziehen. Das NT lässt sich programmieren (lokales Handbuch benutzen).

Viele Geräte am S – Bus sind auf mehrere Normen konfigurierbar, insbesondere Modems verschiedener Hersteller. Auf dem S – Bus stehen alle zugeordneten Rufnummern zur Verfügung. Es muss jedem Gerät am S – Bus gesagt werden, auf welche Nummer(n) es reagieren soll.

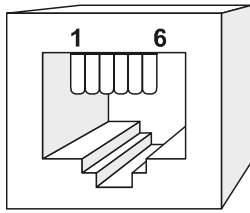
Die freien Kontakte des RJ45 lassen es zu, neben dem S – Bus zwei analoge Leitungen zu führen. Verwendet werden dazu die beiden Kontaktpaare 1–2 und 8–7.



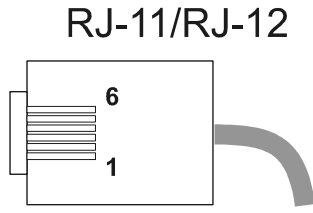
Figur 5-15 S – BUS

Wollen zwei Computer oder zwei Telefone an einem S – Bus miteinander kommunizieren, müssen sie sich anrufen und es werden zwei Nummern belegt. Dabei fällt die normale Telefongebühr an was bedeutet, dass der S – Bus nicht LAN – geeignet ist.

5.5 Anhang zu Kapitel 5

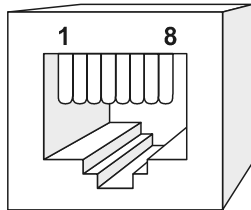


RJ-11/RJ-12 socket (female) external view



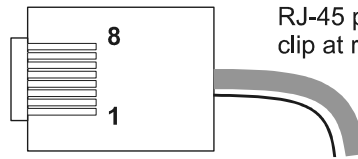
RJ-11/RJ-12 plug (male) clip at rear

RJ-11	RJ-12	Telefon PTT	Telefon international
6 NC	6 Shield	6	6
5 Receive +	5 Receive +	5	5
4 Transmit +	4 Transmit +	4	4 b
3 Transmit -	3 Transmit -	3 b	3 a
2 Receive -	2 Receive -	2 a	2
1 NC	1 Shield	1	1



RJ-45 socket (female) external view

RJ-45



RJ-45 plug (male) clip at rear

Pin No	ISDN	EIA T568B *)	10Base-T straight thru patch cord	10Base-T crossover patch cord	STMs, CMN-16, X.25 PADs, switches
8	Pair4 R4 (brown)	Pair4 R4 (brown)	br		CTS
7	T4 (white/brown)	T4 (white/brown)	wh/br		Signal GND
6	Pair2 R2 (orange)	R3 (green)	RXD- gn		DTR
5	Pair1 T1 (white/blue)	Pair1 T1 (white/blue)	wh/bl		Tx Data
4	Pair1 R1 (blue)	R1 (blue)	bl		DCD
3	T2 (white/orange)	T3 (white/green)	RXD+ wh/gn		RX Data
2	Pair3 R3 (green)	Pair2 R2 (orange)	TxD- ora		RTS
1	Pair3 T3 (white/green)	Pair2 T2 (white/orange)	TxD+ wh/ora		Chassis GND

Source	Signal Designation	Pin	Pin	Signal Designation	Source
DTE	Secondary Transmitted Data	14	1	Shield	Common
DCE	Transmitter Signal Element Timing	15	2	Transmitted Data (TD)	DTE
DCE	Secondary Received Data	16	3	Received Data (RD)	DCE
DCE	Receiver Signal Element Timing	17	4	Request To Send (RTS)	DTE
DTE	Local Loopback (LL)	18	5	Clear To Send (CTS)	DCE
DTE	Secondary Request To Send	19	6	Data Set Ready (DSR)	DCE
DTE	Data Terminal Ready (DTR)	20	7	Signal Ground	Common
DTE	Remote Loopback (R)	21	8	Received Line Signal Detector (DCD)	DCE
DCE	Ring Indicator (RI)	22	9	+ Voltage	
DTE/DCE	Data Signal Rate Detector	23	10	Voltage	
DTE	Transmit Signal Element Timing	24	11	Unassigned	
DCE	Test Mode	25	12	Sec. Received Line Signal Detector	DCE
			13	Secondary Clear To Send	DCE

Source	Signal desig.	Pin	Pin	Signal Desig.	Source
DCE	Data Set Ready (DSR)	6	1	Data Carrier Detector	DCE
DTE	Request To Send (RTS)	7	2	Received Data (RD)	DCE
DCE	Clear To Send (CTS)	8	3	Transmitted Data (TD)	DTE
DCE	Ring Indicator (RI)	9	4	Data Terminal Ready (DTR)	DTE
			5	Ground (GND)	Common

*) Standard Networking configuration (T568B)

- ATM 155 MB/s uses pairs 2 and 4 (pins 1-2, 7-8)
- Ethernet 10Base-T uses pairs 2 and 3 (pins 1-2, 3-6)
- Ethernet 100BaseT4 uses pairs 2 and 3 (4T+) (pins 1-2, 3-6)
- Ethernet 100Base-T8 uses pairs 1,2,3 and 4 (pins 4-5, 1-2, 3-6, 7-8)
- Token Ring uses pairs 1 and 3 (pins 4-5, 3-6)
- TP-PMD uses pairs 2 and 4 (pins 1-2, 7-8)
- 100VG-AnyLAN uses pairs 1,2,3 and 4 (pins 4-5, 1-2, 3-6, 7-8)

V.24/RS-232

(DCE: Data Communications Equipment = Modem
DTE: Data Terminal Equipment = PC, Terminal)

RS232-Nullmodem-Kabel

25-pol. 9-pol. 9-pol. 25-pol.

Frame Ground	1	-	-	1	Frame Ground
Transmitted Data	2	3	2	3	Received Data
Received Data	3	2	3	2	Transmitted Data
Request to Send	4	7	8	5	Clear to Send
Clear to Send	5	8	7	4	Request to Send
Signal Ground	7	5	5	7	Signal Ground
Data Set Ready	6	6	4	20	Data Terminal Ready
Data Terminal Ready	20	4	6	6	Data Set Ready

6 Statistische Funktionen (Anhang)

Momente

Die wichtigsten statistischen Funktionen einer Verteilung sind die sog. **Momente**:

$$M_S(x_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(x)(x - x_0)^S dx \quad 6-1$$

Diese Momente sind Funktionen eines frei wählbaren Koordinatenursprungs x_0 . Momente der Wahrscheinlichkeitsverteilung im engeren Sinne sind die Spezialwerte von $M_S(x_0)$, die z.B. für $x_0 = 0$ oder $x_0 = x$ entstehen.

Die ersten fünf Momente einer Wahrscheinlichkeitsverteilung haben besondere Namen:

$$\begin{aligned} 1. \quad M_0(x_0) &= \int_{-\infty}^{+\infty} p(x) dx \\ &= \text{Gesamt - Wahrscheinlichkeit} \end{aligned} \quad 6-2$$

Diese Grösse ist beliebig wählbar und wird i.a. gleich 1 gesetzt (normierte Wahrscheinlichkeitsverteilung). Diese Bestimmung ist jedoch nicht zwingend und kann gelegentlich durch eine andere ersetzt werden.

$$\begin{aligned} 2. \quad M_1(x_0) &= \int_{-\infty}^{+\infty} p(x)(x - x_0) dx \\ &= \text{Erwartungswert} \\ 3. \quad M_2(x_0) &= \int_{-\infty}^{+\infty} p(x)(x - x_0)^2 dx \\ &= \text{Streuungsquadrat(Varianz)} \end{aligned} \quad 6-3$$

$$\begin{aligned} 4. \quad M_3(x_0) &= \int_{-\infty}^{+\infty} p(x)(x - x_0)^3 dx \\ &= \text{Schiefe} \\ 5. \quad M_4(x_0) &= \int_{-\infty}^{+\infty} p(x)(x - x_0)^4 dx \\ &= \text{Excess} \end{aligned}$$

Die Abhängigkeit der Momente von x_0 wird also nicht durch die Definition der Momente hereingebracht, sondern sie ist ein Ausdruck für die willkürliche Verschiebbarkeit des Nullpunktes der Verteilung auf der Abszisse. Bevor eine Verteilung $p(x - x_0)$ auf irgendeinem Wege ermittelt wird, muss dieser Nullpunkt festgelegt werden, was weitgehend willkürlich geschehen kann. Sei z.B. in der Ausgangslage einer Betrachtung $x_0 = 0$, dann nennt man die Momente auch Mittelwert:

$$M_1 = \int_{-\infty}^{+\infty} p(x)x \, dx = \bar{x}$$

= Arithmetischer Mittelwert

$$M_2 = \int_{-\infty}^{+\infty} p(x)x^2 \, dx$$

= Quadratischer Mittelwert

6-4

Es lässt sich beweisen, dass jede beliebige Wahrscheinlichkeitsverteilung durch Angabe aller (im allgemeinen abzählbar vieler) Momente M_s eindeutig gekennzeichnet ist. Wenn man z.B. alle Momente $s > 2$ gleich Null setzt, ergibt sich die Gauss' sche Wahrscheinlichkeitsverteilung.

DEFINITION 6-1

Eine Wahrscheinlichkeitsverteilung mit allen Momenten $s > 2$ gleich Null wird **Normal- oder Gauss - Verteilung** genannt.

Wenn die Schiefe ungleich Null ist, ergibt sich eine unsymmetrische Verteilung. Wenn auch M_4 ungleich Null ist, ergibt sich eine gegenüber der Gauss - Verteilung überhöhte Verteilung.