

Teil II vertieft und erläutert die Grundlagen der Telematik. Der Aufbau dieses Teils orientiert sich streng nach den Schichten des ISO/OSI-Modells, wobei die näheren Erläuterungen zu den Kabeln vorangestellt werden.

7. Übertragungsmedien

Die wichtigsten physikalischen Eigenschaften und Begriffe im Zusammenhang mit Kupfer- und Glasfaser-Kabel werden erklärt. Einige Beispiele von Kabeln und deren Normierung runden die Ausführungen in diesem Kapitel ab.

8. Übertragungsarten

Serielle und parallele Übertragungen, synchrone und asynchrone Übertragungen sowie Zeichen- und Bit-orientierte Übertragung werden erläutert. Die Technologie des Multiplexens rundet die Betrachtung der grundsätzlichen Übertragungsarten ab.

9. Bitströme und Signale

Die Entstehung von Bitströmen aus analogen Signalen in der Schicht 1 und deren Übertragung als codierte oder modulierte Signale wird an dieser Stelle erklärt.

10. Strukturierung der Bitströme (Framing)

Das Framing und die Gründe für eine Strukturierung der Bitströme und die damit im Zusammenhang stehenden Funktionen der Schicht 2 werden erläutert.

11. Vermittlung von Netz-Verbindungen

Das Versenden von Nachrichten über ein Netz (Vermittlung) und die damit im Zusammenhang stehenden Funktionen der Schicht 3 werden erläutert.

12. Sicherung des Nachrichten-Transportes

Die Sicherung der Nachrichtenübertragung im Netz wird erklärt.

13. Anwendungsorientierte Funktionen der Übertragung

Die Sitzungsfunktionen, Darstellungsfunktionen und anwendungsspezifische Funktionen in Netzen werden beschrieben.

7 Übertragungsmedien

In diesem Kapitel werden die verschiedenen Übertragungsmedien und deren Eigenschaften besprochen, die in der Telematik für die Übertragung von Daten zur Verfügung stehen. Es werden die dazu notwendigen physikalischen Begriffe, die im Zusammenhang mit den Übertragungsmedien benötigt werden, erläutert. Einige Übertragungsmedien werden exemplarisch vorgestellt, wobei die Normierung von Übertragungsmedien in Netzen im Vordergrund stehen soll. Einige Beispiele von gebräuchlichen Steckern und Verbindungen sowie die möglichen Störungen auf den Übertragungsmedien bilden den Abschluss des Kapitels.

7.1 Physikalische Begriffe bei Übertragungsmedien

In Kabel-Datenblättern werden wir auf die Begriffe Dämpfung, Reflexion, Übersprechen, Bandbreite und Verzerrung stoßen. Diese Begriffe sollte man erklären können. Bei den Lichtwellenleitern kommen Begriffe wie optische Dichte, Lichtbrechung und Reflexion, Dämpfung, Streuung, Absorption, Übertragungsfenster und Dispersion vor.

7.1.1 Bandbreite B (engl. bandwidth)

Die Bandbreite eines Signals ist der Frequenz-Bereich von der tiefsten bis zur höchsten Frequenz, die in diesem Signal vorkommen. Bei analogen technischen Übertragungseinrichtungen wird das gesamte zur Verfügung stehende Frequenzband mittels Filtern (Hoch- und Tiefpassfilter) in Bänder aufgeteilt (Breitbandnetz) und den unterschiedlichen Technologien zur Verfügung gestellt (Tabelle 7.1).

Beim Kabel-TV-Netz zum Beispiel wird das gesamte Frequenzband von etwa 41 bis 854 MHz in verschiedene Kanäle unterteilt. Diese Kanäle haben eine bestimmte Bandbreite (etwa 7 MHz), in welcher das TV-Signal übertragen wird. In diesen Kanälen werden sowohl die UKW-Frequenzen, als auch analoge und vermehrt auch digitale TV-Signale übertragen.

Der Begriff Bandbreite wird in der Praxis leider oft total falsch verwendet. Sehr oft wird damit die Übertragungsrate zwischen zwei Kommunikationsteilnehmern bezeichnet, was natürlich nicht stimmt. So kann es sein, dass eine Übertragungsstrecke eine installierte Bandbreite von 6 MHz hat, die Übertragungsrate jedoch 10 Mbit/s beträgt.

Applikation

7 Anwendung

6 Darstellung

5 Sitzung

4 Transport

3 Vermittlung

2 Sicherung

1 Bitübertragung

Übertragungsmedien

Praxis-Hinweis:

Die an dieser Stelle beschriebenen Begriffe finden sich in Katalogen und anderen Hersteller-Unterlagen wieder. Dort finden sich auch genaue Zahlenwerte für die hier beschriebenen physikalischen Eigenschaften der Übertragungsmedien.

Bandbreite in Hz ist nicht gleich der Übertragungsrate in Bit/s!

| Bezeichnung | Kanäle | Frequenz | Wellenlänge | Kanalbreite |
|---------------|-----------|------------------|--|--------------------|
| Langwelle | - | 151 - 285 kHz | 2000 - 1050 m | 9 kHz |
| Mittelwelle | - | 536 - 1605 kHz | 560 - 189 m | 9 kHz |
| Kurzwelle | - | 5,95 - 26,1 MHz | 50 - 11,5 m | 9 kHz |
| VHF Band I | 2-4 | 41 - 68 MHz | 6,35 - 4,4 m | CCIR-Norm abhängig |
| UKW | 2-56 | 87,5 - 100 MHz | 3,4 - 2,9 m | 300 kHz |
| Digital Radio | S 2-S 5 | 111 - 139 MHz | 2,7 - 2,15 m | 7 MHz |
| USB | S 1-S 10 | 104 - 174 MHz | 2,9 - 1,7 m | CCIR-Norm abhängig |
| VHF Band II | 5-12 | 174 - 223 MHz | 1,7 - 1,3 m | CCIR-Norm abhängig |
| OSB | S 11-S 20 | 230 - 300 MHz | 1,3 - 1 m | CCIR-Norm abhängig |
| ESB | S 21-S 37 | 302 - 446 MHz | 1 - 0,64 m | CCIR-Norm abhängig |
| UHF Band IV | 21-37 | 470 - 606 MHz | 64 - 49,5 cm | CCIR-Norm abhängig |
| UHF Band V | 38-69 | 606 - 854 MHz | 49,5 - 35 cm | CCIR-Norm abhängig |
| S-Band | - | 2 - 3,5 GHz | normalerweise Interkontinentalverbindungen | |
| C-Band | - | 3,6 - 4,2 GHz | Satelliten-TV | |
| X-BAND | - | 7,25 - 8,4 GHz | nur für militärische Zwecke | |
| KU FSS-Band | - | 10,7 - 11,7 GHz | Satelliten-TV | |
| KU DBS-Band | - | 11,7 - 12,5 GHz | Satelliten-TV | |
| KU SMS-Band | - | 12,5 - 12,75 GHz | Satelliten-TV | |

Tabelle 7.1: Die kommerzielle Rundfunk-Kanaleinteilung

7.1.2 Basisband (engl. baseband)

Nutzt man in einem Kabel nur einen Teil der verfügbaren Bandbreite (z.B. nur den untersten Kanal eines Breitbandnetzes), so spricht man vom Basisband-System. Die vom Sendesignal eingenommene Bandbreite ist direkt abhängig von der Übertragungsgeschwindigkeit. Sie kann aber je nach verwendetem Übertragungsverfahren stark variieren. Die digitalen Signale werden direkt in Form von Impulsen in das Kabel eingespeist und belegen die gesamte zur Verfügung stehende

Bandbreite des Kabels oder einen Teil davon, wobei der andere Teil nicht mehr für andere Dienste nutzbar ist. Basisband-Systeme bieten also nur einen Kanal. Abbildung 7.1 zeigt den Unterschied zwischen Breitband- und Basisband-Systemen.

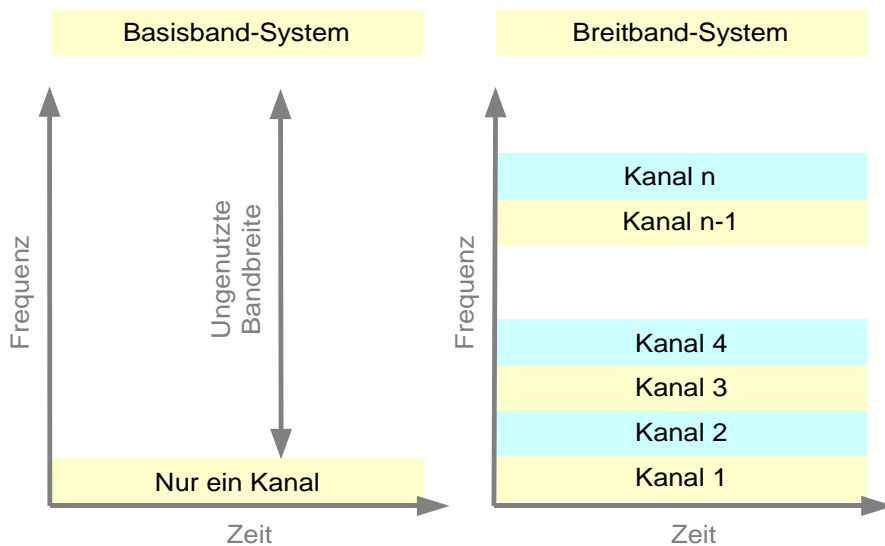


Abbildung 7.1: Vergleich zwischen Basisband- und Breitband-System

Als Beispiel sei hier das in LANs eingesetzte Ethernet erwähnt. Diese Technologie ist eine typische Basisband-Technologie, wird doch im untersten Band nur ein Kanal mit einer Bandbreite von ca. 30 MHz benutzt und die restliche zur Verfügung stehende Bandbreite von 30 MHz bis unendlich bleibt ungenutzt.

7.1.3 Dämpfung a (engl. attenuation)

Die zu übertragenden Signale werden von einem Sender mit einer Leistung P_i in ein Kabel eingespiesen. Am anderen Ende der Leitung empfängt der Empfänger das Signal mit einer kleineren Empfangsleistung P_o . Die Differenz zwischen eingespiesener Leistung und empfangener Leistung bezeichnet man als Verlust. Dieser muss in regelmässigen Abständen durch Verstärker kompensiert werden. Dies ist ein Grund, weshalb mit Kupferleitungen Daten nur über eine gewisse Strecke übermittelt werden können und weshalb Kabel mit möglichst kleiner Dämpfung bevorzugt werden. Der Verlust wird als Dämpfung (a) bezeichnet und kann aus den Leistungen P_i , P_o berechnet werden.

Stehen für die Berechnungen die Spannungen U_i und U_o zur Verfügung, so müssen die Leistungen mit dem Zusammenhang $P = U^2/R$ aus den Spannungen errechnet werden oder der Logarithmus des Quotienten U_i/U_o muss mit 20 multipliziert werden. Die Dämpfung wird mit der Einheit Dezibel (dB) angegeben. Abbildung 7.2 zeigt die

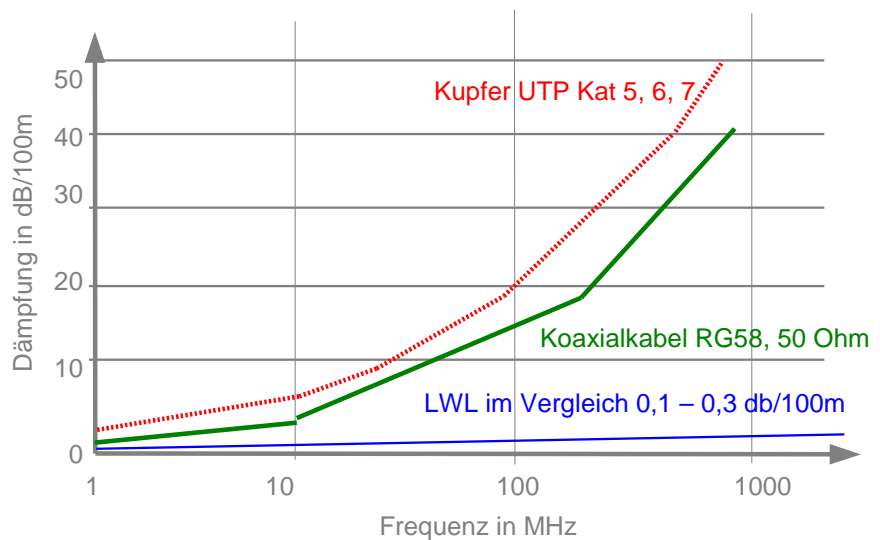


Abbildung 7.2: Dämpfungen verschiedener Übertragungsmedien

Dämpfungen von Unshielded Twisted Pair-Kupferkabeln (UTP), Koaxialkabeln und Lichtwellenleitern (LWL) im Vergleich.

7.1.4 Übersprechen / Nebensprechdämpfung NEXT

(engl. crosstalk)

Mit der Dämpfung verwandt ist die so genannte Nebensprechdämpfung (siehe Abbildung 7.3). Diese Verluste entstehen in nebeneinander liegenden Signalleitungen, indem die Signale der einen Leitung auf die daneben liegende Leitung durch Kopplung (elektromagnetische Übertragung) eingestreut werden und somit die Datensignale beider Leitungen „gestört“ werden.

Diesen Effekt kann man unter Umständen in extremer Form (Übersprechen) beim Telefonieren erleben, wenn man plötzlich ein Ge-

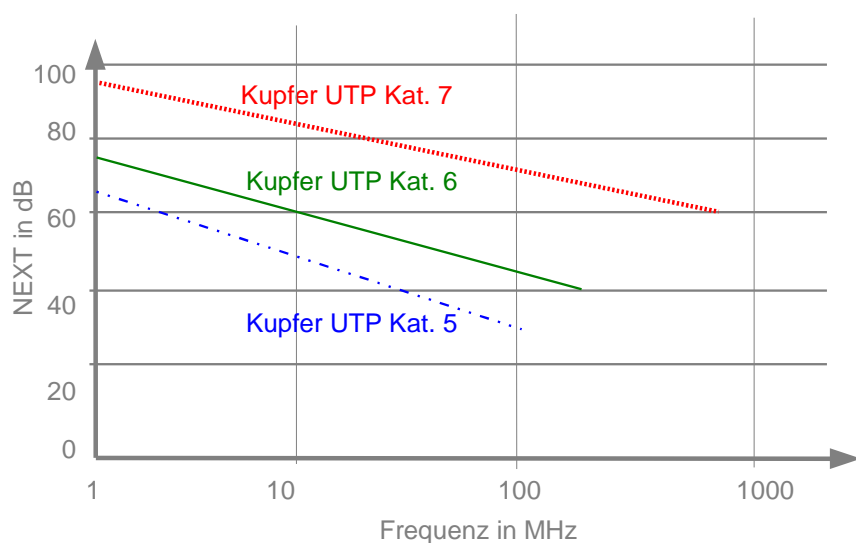


Abbildung 7.3: NEXT für verschiedene verdrehte Kupfer-Kabel

sprach von zwei anderen Telefonierenden im Hintergrund des eigenen Gespräches mithören kann.

Man definiert zwei Arten der Nebensprechdämpfung:

- Nahnebensprechdämpfung, wenn das Nebensprechen nahe beim Sender stattfindet (engl. near-end-crosstalk, NEXT).
- Fernnebensprechdämpfung, wenn das Nebensprechen auf der Seite des Empfängers stattfindet (engl. far-end-crosstalk, FEXT).

In der Praxis muss darauf geachtet werden, dass NEXT möglichst gross ist, das heisst, dass möglichst kein Übersprechen stattfindet.

7.1.5 Dämpfung-Nebensprech-Verhältnis

(engl. attenuation to crosstalk ratio) (ACR)

Das Verhältnis Dämpfung/Nahnebensprechdämpfung, das so genannte ACR (engl. Attenuation to crosstalk ratio), ist ein weiterer wichtiger Wert. ACR ist ein Mass für die qualitative Bewertung einer Übertragungsstrecke und nicht für Kabel.

Der ACR-Wert wird in den Verkabelungsstandards (z.B. ISO/IEC 11801, EIA/TIA 568 und EN 50173) für die Qualitätsbewertung von Ende-zu-Ende-Verbindungen spezifiziert.

7.1.6 Reflexion

Werden in einem Kabel Signale mit einer gewissen Frequenz eingespielen, so laufen diese Signale bis an das Ende des Kabels (wie Wellen auf dem Wasser ans Ufer). Am Ende des Kabels werden sie umkehren (reflektiert) und den nachfolgenden Signalen während des Zurücklaufens überlagert, was im Extremfall zu einer vollständigen Auslöschung des Nutzsignals führen kann.

Damit dies verhindert werden kann, befinden sich bei allen Datenbus-Kabeln so genannte Abschlusswiderstände (Abbildung 7.4).

Sie können dieses Phänomen selber beobachten: Wenn Sie die Wellen eines Sees an einer senkrechten Mauer beobachten, werden Sie feststellen, dass diese Wellen über die nachfolgenden Wellen zurückgeworfen werden und diese in ihrer Ausbreitung stören. Beobachten Sie hingegen Wellen, die auf ein flaches Ufer im Strandbad treffen, so werden Sie sehen, dass diese Wellen auslaufen und somit die nachfolgenden nur unwesentlich stören.



Abbildung 7.4: SCSII-Gerät mit Abschlusswiderstand (siehe Pfeil)

Praxis-Hinweis:

Abschlusswiderstände brauchen unter anderem alle ISDN-Installationen, Koaxial-Ethernet-Bus-LANs und USB-Systeme. Man erkundige sich immer bei Fachleuten, ob die Abschlusswiderstände in einer Installation vorhanden sind, bevor man ein solches System in Betrieb nimmt – instabile oder nicht funktionierende Anlagen wären die Folge von fehlenden Widerständen.

7.1.7 Verzerrungen (engl. distortion), Jitter

Verzerrungen treten dann auf, wenn die Grund-Frequenz der Signale gestört wird. Dies kann besonders bei hohen Bitraten (Bit/s) und schlechten Abtastraten der Fall sein (wie oft tastet der Empfänger das erhaltene Signal ab).

Jitter zum Beispiel ist ein Fehler in der Zeitbasis. Er wird verursacht durch Zeitverschiebungen in den Schaltkreisen der Kommunikations-Komponenten. Die zwei häufigsten Gründe für Jitter sind schlecht implementierte Zeitbasis-Elemente in den Schaltkreisen und Verzerrungen in der Wellenform aufgrund schlecht angepasster Leitungswiderstände, was wiederum zu Reflexionen in den Datenleitungen führt. Abbildung 7.5 veranschaulicht die Verzerrung der Wellenform infolge Veränderung der Zeitbasis.

Die obere Abfolge repräsentiert ein perfektes, in der Zeitbasis einheitliches Digitalsignal des Wertes 010101. Wird dieses perfekte Signal durch eine Leitung falscher Impedanz geleitet, so kommt es zu Verundungen sowie zu Reflexionen, die die exakten Nulldurchgänge „verschmieren“, es entsteht eine Unschärfe. Speziell die Nulldurchgänge sind nicht mehr scharf. Trotzdem repräsentiert das verzerrte Signal denselben Wert 010101. Ab einem bestimmten Mass der Verzerrung sind diese Fehler hörbar, z.B. in Form von Clicks im Musiksignal einer CD, und beruhen nicht automatisch auf Fehlern in der Informationsspur der CD.

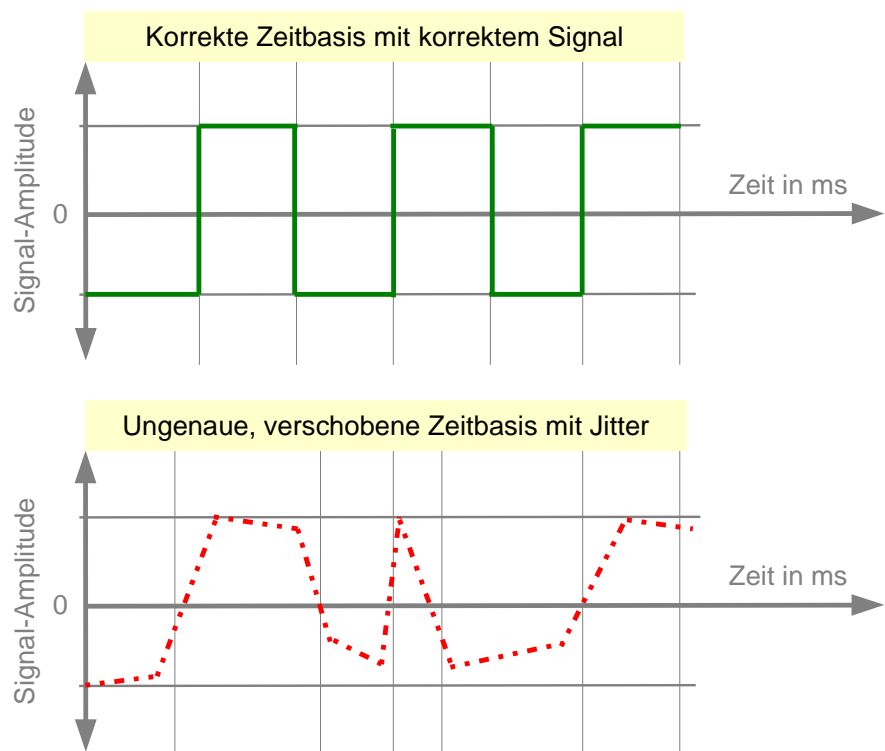


Abbildung 7.5: Jitter infolge einer schlechten Zeitbasis

7.1.8 Physikalische Zusammenhänge bei Lichtwellenleitern

Damit die Wirkungsweise von Lichtwellenleitern verstanden werden kann, müssen einige physikalische Zusammenhänge erklärt werden. Um die digitale Information über Lichtwellenleiter zu verbreiten, müssen die elektrischen Signale zuerst in Puls-Lichtsignale umgewandelt werden.

7.1.8.1 Optische Dichte

Die Dichte eines optischen Mediums bestimmt die Geschwindigkeit, mit der sich das Licht im Medium ausbreiten kann. Das Mass für diese Dichte ist der Brechungsindex. Je höher der Brechungsindex, desto höher ist die optische Dichte des Stoffes. So ist der Brechungsindex in Vakuum = 1 und derjenige in Glas 1,5 bis 1,9.

Die unterschiedliche optische Dichte von Glas und Luft (Vakuum) spielt besonders bei Steckverbindungen eine Rolle.

Ein Lichtstrahl tritt unter einem gewissen Winkel aus dem einen Steckerteil in die Luft zwischen den beiden Steckerteilen aus und wird abgelenkt (gebrochen). Im zweiten Steckerteil wird der Lichtstrahl von der Luft wieder in das Glas eingeleitet und in der anderen Richtung gebrochen (Abbildung 7.6). Qualitativ schlecht verarbeitete Steckverbindungen mit Winkelfehlern können daher grosse Verluste verursachen, wenn der Lichtstrahl derart stark abgelenkt wird, dass er aus dem Stecker austritt.

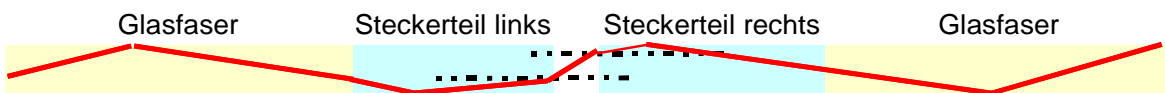


Abbildung 7.6: Der Strahlengang des Lichtes durch eine Steckerverbindung

7.1.8.2 Reflexion

Gelangt ein Lichtstrahl unter einem sehr flachen Winkel an die Grenzfläche zwischen Glas und Luft (oder Kunststoff, dem Material der Glasfaserummantelung), wird der Strahl den LWL nicht verlassen können, weil er total reflektiert wird (Abbildung 7.7).

Diese letzte Eigenschaft der Reflexion wird in Lichtwellenleitern dazu benutzt, dass die Information nicht unterwegs verloren geht. Die ge-

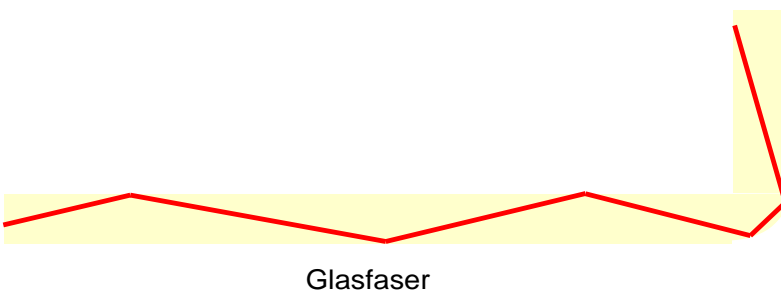


Abbildung 7.7: Totalreflexion in der Glasfaser

pulsten Lichtwellen, welche die Information übertragen, werden an den Grenzflächen der Lichtwellenleiter immer in das Innere der Glasfaser zurückgeworfen. Wird ein LWL zu stark gebogen oder gar geknickt, kann es zu Lichtaustritt kommen und somit zu Verlusten in der Datenübertragung.

7.1.8.3 Dämpfung (Streuung, Absorption, Dispersion)

LWL sind nicht anfällig auf äussere Störungen wie elektromagnetische und elektrische Felder. Feuchtigkeit kann den LWL jedoch schaden, weshalb die Glasfasern mit einem speziellen Gel geschützt sind.

Verluste können hingegen trotzdem entstehen. Man spricht in diesem Zusammenhang von Dämpfung. Für die Dämpfung sind die physikalischen Phänomene Streuung, Absorption und Dispersion verantwortlich:

Streuung

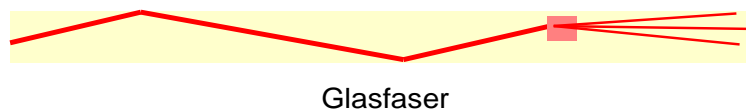


Abbildung 7.8: Streuung in der Faser

An defekten oder verunreinigten Stellen im Glas (vergleiche Abbildung 7.8) kann der eng gebündelte Lichtstrahl gestreut werden. Dabei dürfte klar sein, dass ein gestreuter Strahl nicht mehr die gleich hohe Signalintensität aufweist wie ein gut gebündelter Strahl.

Absorption

Alle Stoffe absorbieren (verschlucken) Licht. Sie tun dies bei unterschiedlichen Lichtwellenlängen unterschiedlich stark (vergleiche Abbildung 7.9). Bei ganz speziellen Wellenlängen wird viel Licht absorbiert und man versucht, diese Wellenlängen bei der Signalübertragung zu vermeiden, indem man so genannte (normierte) Übertragungsfenster definiert⁴⁵.

Moderne Lichtwellenleiter-Herstellungsverfahren zielen darauf ab, den Effekt der Absorption zu minimieren. Durch umfangreiche Forschung konnten diese Herstellungsverfahren so weit optimiert wer-

⁴⁵ Mit zunehmender Wellenlänge nimmt der Streuverlust ab. Verunreinigung, z.B. OH-Ionen, die bei der Faserherstellung in die Faser gelangen, absorbieren das Licht bei verschiedenen Wellenlängen. Bedingt durch die OH-Absorptionsspitzen gibt es Dämpfungsspitzen (bei ca. 950, 1.200 und 1.400 nm) und günstige Wellenlängenbereiche, die auch Fenster oder Arbeitswellenlängenbereiche genannt werden. Folgende Fenster (Wellenlängenbereiche) werden heute zur optischen leistungsgebundenen Signalübertragung mittels LWL-Systemen genutzt: 850 nm, 1300 nm und 1550 nm.

den, dass im Bereich 1200 nm bis 1600 nm eine konstante Dämpfung von 1 dB/km erreicht werden kann (gestrichelte Linie).

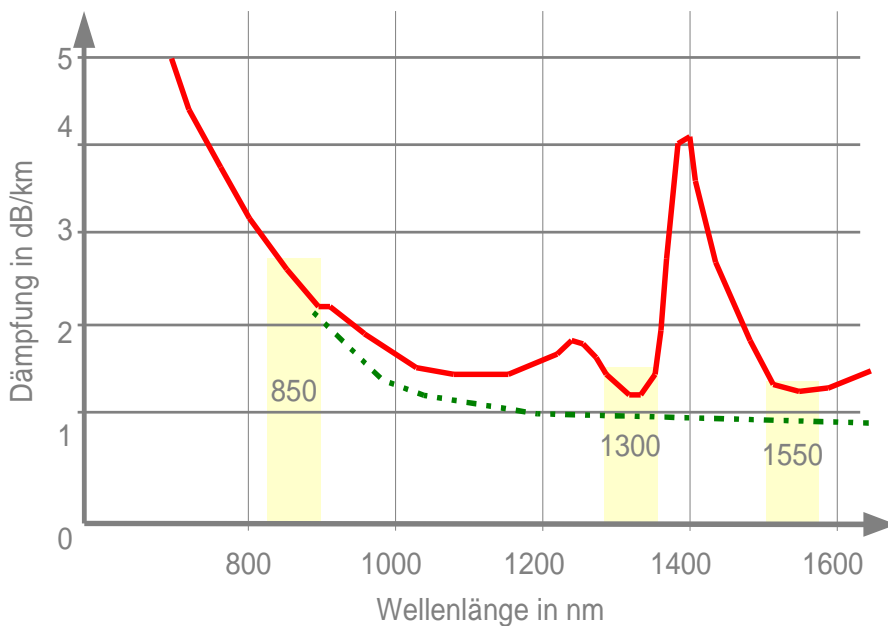


Abbildung 7.9: Die optischen Fenster in der optischen Übertragungstechnik

Dispersion

Jeder Lichtstrahl verbreitert sich mit zunehmender Länge der Übertragungsstrecke. Diese Eigenschaft nennt man Dispersion. Man kann dies mit dem Lichtstrahl einer Taschenlampe leicht nachprüfen. Die Qualität der optischen Fasern wird daher auch durch den Grad der Dispersion bestimmt.

7.2 Verschiedene Übertragungsmedien

Für die Übertragung von Daten in den verschiedenen Formen von Rechnernetzen und insbesondere lokalen Netzen stehen folgende Medien zur Verfügung:

- verdrehte Leitung mit oder ohne Abschirmung (Twisted Pair)
- Koaxialkabel
- Lichtwellenleiter (Glasfaser)
- Luft (Funk).

Für die korrekte Verkabelung in Gebäuden steht eine Europa-Norm (EN) zur Verfügung (EN 50173).

7.2.1 Kupferkabel

Bei den Kupferkabeln werden Niederfrequenzkabel und Hochfrequenzkabel unterschieden.

Praxis-Hinweis:

Man beachte unbedingt die neuesten Kabelkataloge der Hersteller.

7.2.1.1 Niederfrequenzkabel (NF-Kabel)

Man unterscheidet folgende Grundtypen:

1. Shielded Twisted Pair (STP), mit zwei einzeln mit Folie abgeschirmten Paaren, einem Gesamtschirm und einer Wellenimpedanz (Hochfrequenz-Übertragungseigenschaften eines Kabels) von 150 Ohm.
2. Unshielded Twisted Pair (UTP), völlig ohne Abschirmung, mit vier Paaren und einer Wellenimpedanz von 100 Ohm.
3. Screened Unshielded Twisted Pair (S-UTP), bei dem der Gesamtschirm entweder als Folie (St) oder als Folie und Geflecht (St-C) ausgeführt ist. Es gibt zwei oder vier Paare mit einer Wellenimpedanz von 100 Ohm.
4. Screened Shielded Twisted Pair (S-STP), mit zwei oder vier einzeln mit Folie abgeschirmten Paaren, Gesamtschirm als Geflecht und Wellenimpedanz 100 Ohm.
5. Sternvierer, als Besonderheit der Telefonie. Hier sind alle vier Adern gemeinsam mit sich selbst verdrillt. Die Übertragungskapazität ist sehr gering und nur für die Telefonie geeignet.

Die verschiedenen Kabel werden in Klassen von A bis G und Kategorien 1 bis 8 eingeteilt. Generell gilt, je grösser die unverstärkte Übertragungstrecke und je grösser der Datendurchsatz (Bit/s), desto besser muss das Kabel sein (höhere Kategorie). Höhere Kabelkategorien sind auch weniger anfällig auf Störungen von aussen und haben einen kleineren Übertragungswiderstand.

| <i>Klasse</i> | <i>Anwendungen</i> | <i>Kategorie</i> | <i>Stand</i> |
|---------------|--|------------------|---------------|
| Class A | Sprach-/Datenverbindungen für niederfrequente Anwendungen bis 100 KHz für Telefon und ISDN | Kat. 1&2 | gültig |
| Class B | Datenverbindungen mit mittleren Datenraten bis 1 MHz für Telefon und ISDN | Kat. 1&2 | gültig |
| Class C | Datenverbindungen bis 16 MHz für Telefon, ISDN, Token Ring, Ethernet | Kat. 3 | gültig |
| Class D | Datenverbindungen bis 100/125 MHz für Telefon, ISDN, Token Ring, Ethernet (GigaBit Ethernet), FDDI, TPDDI, 100 VG Anylan | Kat. 5 (Kat5e) | gültig |
| Class E | Datenverbindungen bis 250 MHz für Class D plus ATM und GigaBit Ethernet | Kat. 6 | gültig |
| Class F | Datenverbindungen bis 600 MHz | Kat. 7 | gültig |
| Class G | CATV-Anlagen (Video) bis 1200 MHz bei max. 50 m Kabellänge | Kat. 8 | In Diskussion |

Tabelle 7.2: Die verschiedenen Kategorien und Klassen der Kupferkabel

Neue Verkabelungen sollen, falls sie in Kupfer ausgeführt werden, generell mit Kategorie-5-Kabeln verlegt werden.

Die verschiedenen Kabelarten und ihre physikalischen Eigenschaften findet man in den aktuellen Katalogen.

7.2.1.2 Hochfrequenzkabel (HF-Kabel)

Für Übertragungsraten über 100 MBit/s werden oft Koaxialkabel eingesetzt. Zum Beispiel:

1. Das 50 Ohm RG 58 Koaxialkabel nach der Norm IEEE 802.3 für 10 Base 5 und 10 Base 2
2. Das 75 Ohm RG 59 Koaxialkabel nach der Norm IEEE 802.7 für Breitbandnetzwerke (beispielsweise Kabelfernsehen)
3. Das 93 Ohm RG 62 Koaxialkabel für IBM 3270 Terminalverkabelung (ARCNet).

Das RG 58 Kabel der IEEE-Norm 10 Base 5 (Yellow Cable) ist ca. 10 mm dick und darf beim Verlegen nicht mit Radien kleiner als 250 mm gebogen werden, da sonst die Impedanz der Isolation verändert wird, was zu Störungen in der Datenübertragung führen kann.

Weil das yellow cable relativ schwer ist, existiert noch das so genannte RG 58 (Thin Wire) Kabel. Dieses Kabel hat eine Impedanz von 50 Ohm. Der Durchmesser ist etwa 5 mm und sein minimaler Biegeradius beträgt 80 mm (Reflexionsgefahr).

7.2.2 Lichtwellenleiter (LWL)

Lichtwellenleiter gewinnen sehr rasch an Bedeutung. Für universelle Gebäudeverkabelungen sind diese Übertragungsmedien nicht mehr wegzudenken, weil sie eine sehr grosse Störsicherheit gewährleisten. Lichtwellenleiter bestehen im Prinzip aus einem sehr dünnen Glasfaserkern aus hochreinem Quarzglas mit Dotierstoffen. Dieser Kern ist umgeben mit einem optischen Mantel aus Quarzglas. Die gesamte Faser ist mit einer Acrylatbeschichtung (Aussenhülle) versehen. Diese Fasern werden zu Kabeln mit einer, zwei oder mehreren Fasern verbunden. Auch kombinierte Glas/Kupferkabel existieren.

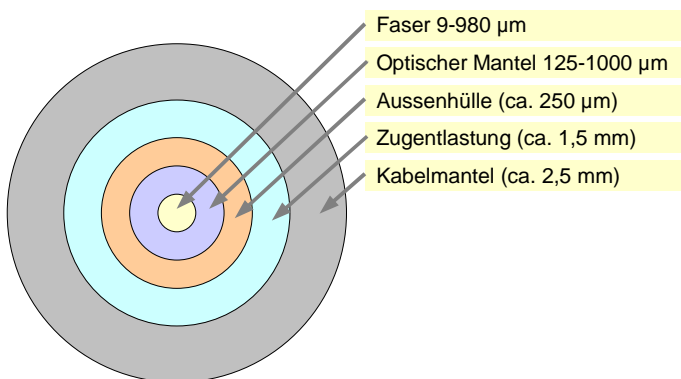


Abbildung 7.10: Der prinzipielle Aufbau eines LWL-Kabels

Es werden vier Grundaufbauten für das LWL-Kabel unterschieden:

- Festader oder auch Vollader
- Kompaktader
- Hohlader gefüllt oder ungefüllt
- Bündelader gefüllt oder ungefüllt.

7.2.2.1 Festader / Vollader

Die Festader (auch Vollader genannt) besteht aus einer Glasfaser und einer sie fest umgebenden Hülle.

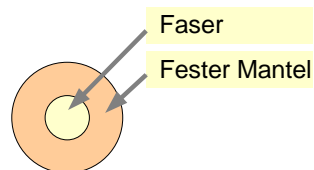


Abbildung 7.11: Festader

7.2.2.2 Hohlader gefüllt

Die gefüllte Hohlader besteht aus einer Glasfaser und einer lose umgebenden Schutzhülle, wobei der Zwischenraum zwischen Glasfaser und Hülle mit einem wasserabweisenden Gel gefüllt ist. Diese Faser ist zwar von den Ausmassen grösser als eine Festader, hat aber meist bessere Eigenschaften bezüglich wirkender Kräfte auf die Hülle, z.B. Temperaturschwankungen und Zugkräfte. Das Füllmaterial schützt u.a. auch vor Längswasser, Querwasser und Druck.

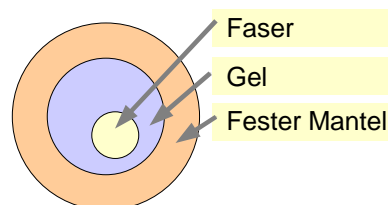


Abbildung 7.12: Gefüllte Hohlader

7.2.2.3 Hohlader ungefüllt

Die ungefüllte Hohlader ist eine Ader mit einer losen umgebenden Hülle um die Glasfaser und ohne Füllmaterial zwischen Faser und festem Mantel.

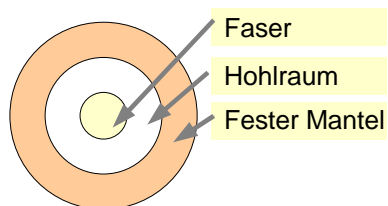


Abbildung 7.13: Ungefüllte Hohlader

7.2.2.4 Kompaktader

Die Kompaktader ist vom Aufbau eine Mischung zwischen der Festader und der Hohlader mit dem Unterschied, dass die Schutzhülle nicht fest, sondern lose um die Glasfaser liegt.

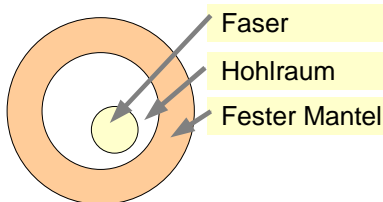


Abbildung 7.14: Kompaktader

7.2.2.5 Bündelader gefüllt

Die gefüllte Bündelader besteht aus mehreren Fasern mit einer gemeinsamen Schutzhülle, wobei auch hier der Zwischenraum mit einem wasserabweisenden Gel gefüllt ist. In der Regel werden zwei bis zwölf Fasern kräftefrei gebündelt. Zur Unterscheidung der Lichtwellenleiter sind die Fasern farblich unterschiedlich.

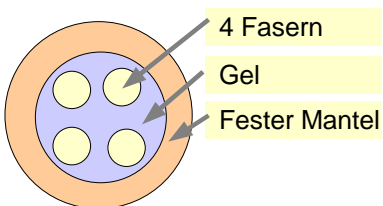


Abbildung 7.15: Gefüllte Bündelader

7.2.2.6 Bündelader ungefüllt

Bei der ungefüllten Bündelader ist der Zwischenraum zwischen den Fasern und der umgebenden Schutzhülle nicht mit Gel gefüllt.

7.2.2.7 LWL-Kabel

Im weiteren Verlauf bei der Herstellung eines LWL-Kabels werden eine oder mehrere Adern (Voll-, Kompakt-, Hohl- oder Bündelader) und eventuell Blindelemente mit einem Stützelement und einer Zugentlastung in einem Kabelmantel verseilt. Die Verseilungshohlräume sind meistens zum Schutz vor Längswasser mit einem wasserabweisenden Gel gefüllt. Das Stützelement ist ein Element, das in axialer Richtung Zug- und/oder Stauchkräfte aufnehmen kann. Dieses Element befindet sich üblicherweise in der Kabelmitte und besteht meistens aus einem dielektrischen Epoxy-Glasfiberstab.

Blindelemente werden eingesetzt, falls die Anzahl der Adern nicht aufgeht, um das Stützelement zentral in der Kabelseele zu installieren.

7.2.3 Typen von LWL

Für den Einsatz in optischen Übertragungssystemen gibt es heute drei Typen von Glasfasern:

- Multimode-Stufenindexfaser
- Multimode-Gradientenindexfaser
- Singlemode / Monomode-Stufenindexfaser.

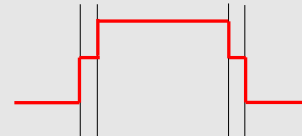
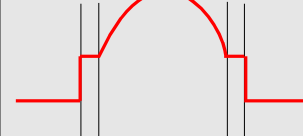
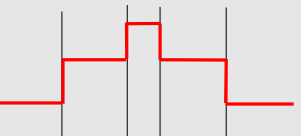
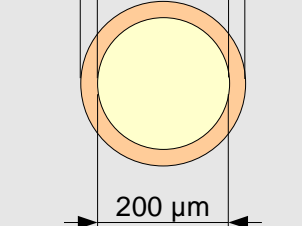
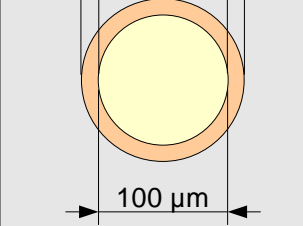
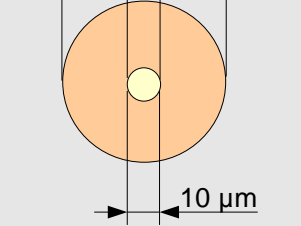
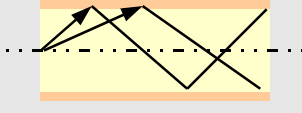
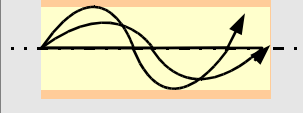
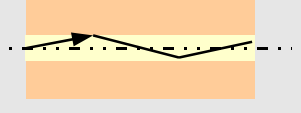
| Art | Multimode | | Monomode |
|-----------------------|---|--|---|
| | Stufenprofil | Gradientenprofil | Stufenprofil |
| Verlauf der Brechzahl |  |  |  |
| Querschnitt |  |  |  |
| Strahlenverlauf |  |  |  |
| Modendispersion | 50 ns/km | 1 ns/km | 0 |
| Dämpfung bei 850 nm | 5 bis 30 dB/km | 3 bis 10 dB/km | 2 bis 5 dB/km |
| Strahlenführung | Totalreflexion | Brechung | Wellenführung |

Tabelle 7.3: Multimode- und Monomode-Fasern mit ihren Eigenschaften

7.2.3.1 Multimodefaser (Stufen- und Gradientenfaser)

(engl. multimode fiber)

Bei diesem Lichtwellenleiter (siehe Tabelle 7.3) werden mehrere diskrete⁴⁶ Moden⁴⁷ zur Signalübertragung benutzt, d.h., die Lichtstrahlen

⁴⁶ Diskretheit (von lat. discretus = unterschieden, getrennt) bezeichnet allgemein eine räumliche oder zeitliche Trennung von Objekten oder Ereignissen. Diskretheit ist nicht zu verwechseln mit Diskretion, der Geheimhaltung von Wissen.

Ein diskretes Signal besteht aus zeitlich oder räumlich getrennten Teilen, zum Beispiel sind Rauchzeichen und Morsezeichen diskret.

⁴⁷ Moden sind die diskreten Wellen, die zur Signalübertragung benutzt werden. Bei Monomode- oder Singlemodefasern breitet sich nur eine Welle aus. Moden sind Eigenwellen (Licht-Eigenschwingungen) im LWL.

werden an der Grenzschicht zwischen Kern und Mantel häufig und unterschiedlich reflektiert, was unterschiedliche Laufzeiten der Strahlen bedingt. Die Multimodefaser ist entweder eine *Stufenindex-Profilfaser* mit einem typischen Kerndurchmesser von 100, 120 oder 400 μm , mit einem Bandbreitenlängenprodukt von weniger als 100 MHz x km und einer Dämpfung von ca. 6 dB /km oder eine *Gradientenindex-Profilfaser* mit typischen Kerndurchmessern von 50 μm , 62,5 μm , 85 μm oder 100 μm und Manteldurchmessern von 125 μm oder 140 μm . Die Dämpfungswerte liegen bei 3 dB/km (LED⁴⁸ 850 nm), wodurch eine repeaterlose Übertragung von bis zu 10 km möglich ist. Das Bandbreitenlängenprodukt liegt hier wegen der besseren Unterdrückung der Modendispersion zwischen 200 MHz x km bei 850 nm und 500 MHz x km bei 1.300 nm.

7.2.3.2 Monomodefaser (Stufenprofilfaser)

(Engl. monomode fiber)

Die Monomodefaser ist ein Lichtwellenleiter mit Stufenindex-Profil, bei dem durch einen sehr kleinen Kerndurchmesser, der bei 8 bis 10 μm liegt, das Licht praktisch nur in einem Mode, der quasi parallel zur Achse verläuft, übertragen wird (siehe Tabelle 7.3).

Die Monomodefaser zeichnet sich dadurch aus, dass sie praktisch keine Laufzeitunterschiede aufweist (Modendispersion 0,1 ns/km), da das Licht ja nur in einer Ausbreitungsrichtung den Lichtwellenleiter durchläuft, das Impulsverhalten dadurch formgetreu ist und dass sie über die geringsten Dämpfungswerte aller Lichtwellenleiter verfügt. Dies drückt sich in einer Dämpfung von 0,1 dB /km (LED 1300 nm), einem Bandbreitenlängenprodukt von >10 GHz x km und einem Bitratenlängenprodukt von 250 GHz x km aus. Es können Entfernungen bis zu 50 km ohne Repeater überbrückt werden. Die Faser wird mithilfe von speziellen Pump-Lasern⁴⁹ für Übertragungsstrecken über 5000 km eingesetzt (Transatlantikstrecken). Der Manteldurchmesser der Monomodefaser liegt typischerweise bei 125 μm , der Kerndurchmesser typischerweise bei 10 μm .

⁴⁸ LED: Light Emitting Diode, eine Diode, die gepulstes Licht aussenden kann.

⁴⁹ Die Raman-Verstärkung [in Raman-Pump-Lasern] basiert auf dem Raman-Effekt, einem nichtlinearen Effekt in der Glasfaser, bei dem Photonen kürzerer Wellenlänge ihre Energie an langwelligere Photonen abgeben und die Verstärkung bewirken. Zur Raman-Verstärkung sind starke Pumplaser im Watt-Bereich erforderlich, aber keine spezielle Glasfaser als „Verstärkungs-Medium“. Das Maximum der Verstärkung liegt etwa 100 nm oberhalb der Pumpwellenlänge. Durch geschickte Anordnung mehrerer Pumpen kann ein sehr breites Band mit WDM-Kanälen verstärkt werden, das prinzipiell auf den gesamten Übertragungsbereich einer SMF von 1,3 μm bis 1,6 μm ausgedehnt werden kann. Bei der so genannten „Verteilten Raman-Verstärkung“ erfolgt die Verstärkung entlang der Übertragungsfaser, sodass keine diskreten Streckenverstärker notwendig sind. (Erklärung Fraunhofer Institut Nachrichtentechnik, Heinrich Herz-Institut)

Die folgende Tabelle 7.4 fasst einige typischen Eigenschaften der Lichtwellenleiter zusammen:

| Fasertyp | Multimode (Gradientenindexprofil) | | Monomode (Stufenindexprofil) |
|-----------------------------|-----------------------------------|----------------------|------------------------------|
| | 50/125 | 62.5/125 | 9/125 |
| Optische Daten | | | |
| Dämpfung (dB) (bei 1300 nm) | < 0.8 | < 0.7 | < 0.38 |
| Bandbreite (MHz * km) | > 800 | > 600 | - |
| Dispersion (ps/[nm * km]) | - | - | < 3.50 |
| num. Apertur | 0.20 ± 0.015 | 0.275 ± 0.015 | 13 ± 0.015 |
| Physikalische Daten | | | |
| Kern-Ø (mm) | 50 ± 3 | 62.5 ± 3 | 8.3 |
| Mantel-Ø (mm) | 125 ± 2 | 125 ± 2 | 125 ± 2 |
| Coating-Ø (mm) | 250 ± 15 | 250 ± 15 | 245 ± 10 |
| Brechungsindex | | | |
| Kern n1 | 1.46 | 1.47 | 1.470 |
| Mantel n2 | 1.45 | 1.46 | 1.456 |
| Prüflast/Prüfdauer [%] | 1.0 / sec (100 kpsi) | 1.0 / sec (100 kpsi) | 1.0 / sec (100 kpsi) |
| Faserbezeichnung | G 50/125 | G 62.5/125 | E 9/125 |

Tabelle 7.4: Eigenschaften der Lichtwellenleiter

7.2.4 Vergleich LWL – Kupferkabel

Die folgende Tabelle 7.5 zeigt einige vergleichende Eigenschaften der beiden Übertragungsmedien LWL und Kupferkabel.

| Kupfer | LWL |
|---|--|
| Leichte Verlegbarkeit | Grosse Übertragungsbandbreite |
| Geringe Konfektionskosten | Niedrige Signaldämpfung |
| Günstige Arbeitsplatzausstattung | Kein Nebensprechen |
| Kostengünstige Montage | Keine Beeinflussung durch äussere elektrische Störfelder |
| Einfach integrierbar in bestehende Netztopologien | Schutz vor Potentialübertragung (Blitzeinschlag) |
| Montagefreundlich | Einsetzbar im explosionsgefährdeten Umfeld |
| | In vielen Fällen bessere Wirtschaftlichkeit |
| | Glasfaser ist leicht, dünn, flexibel |
| | Abhörsicher |

Tabelle 7.5: Vergleich Kupfer / LWL - Kabel

Abbildung 7.16 zeigt die verschiedenen Übertragungsmedien im Vergleich. Es zeigt sich, dass die Monomodefaser eindeutig für grosse Distanzen und hohe Übertragungsraten geeignet ist. Multimodefasern und Kupferkabel werden bei kleineren Distanzen eingesetzt. Die Begrenzungen durch Dämpfung und Dispersion können heute durch geeignete Verstärkungsmassnahmen und spezielle Laser hinausgeschoben werden.

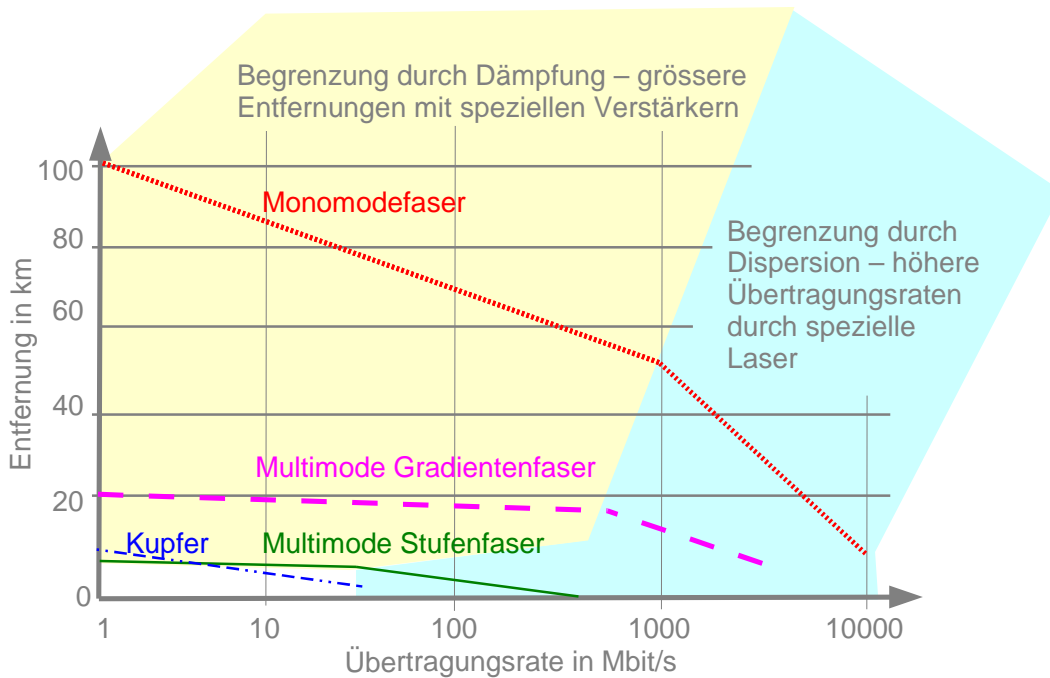


Abbildung 7.16: Verschiedene Übertragungsmedien im Vergleich

7.3 Verwendete Stecker und Verbindungen

An dieser Stelle sollen nur einige wenige Anmerkungen zu den im Einsatz stehenden Steckern für Kupferkabel und Lichtwellenleitern gemacht werden. Weitere Hinweise finden sich in der einschlägigen Literatur und den Katalogen der Hersteller.

7.3.1 Stecker bei UTP, STP und Koaxialkabeln

Es kommen die folgenden Stecker zur Anwendung:

- UTP-Kabel werden mit RJ45-Steckern (8-polige US-Telefonstecker) versehen.
- STP-Kabel werden mit dem IBM-Datenstecker versehen (manchmal auch RJ45)
- Koaxialkabel werden mit BNC- (Bayonet Nut Coupling) Stecker versehen.
- In der Telefonie wird in der Schweiz der CH-Stecker TT83 vermehrt durch RJ45 abgelöst.

7.3.2 Stecker bei LWL



Abbildung 7.17: BNC und RJ45-Stecker

Die Verbindung von Lichtwellenleitern ist ein heikles Kapitel. Eine gute Verbindung wird nur mit speziellen Apparaturen und Steckern erreicht. Generell gilt, dass jede Verbindung wegen dem Übergang Glas-Luft mit einem Verlust behaftet ist (0.3 bis 0.4 dB). Auch Fehler wie radialer, axialer und Winkel-Versatz treten bei unsachgemäss ausgeführten Verbindungsstellen auf und verursachen grosse Fehler und Verlustquellen.



Abbildung 7.18: SC, ST, E2000 und LWL-BNC-Stecker

Moderne Steckverbindungen für LWL enthalten zur Verbesserung der Kopplung und zur Verminderung von Verlusten ein Gel.

7.4 Normierung von Übertragungsmedien in Netzen

An dieser Stelle sollen einige Anmerkungen zu den gebräuchlichen Normenbezeichnungen für LAN-Kabel (Ethernet) und LWL gemacht werden. Ausführlichere Darstellungen finden sich in der einschlägigen Normen-Literatur und dem Internet.

In LANs gilt folgende Normbezeichnung: **nn Base k**, wobei „nn“ für die Übertragungsrate in MBit/s, „Base“ für den Begriff Basisband und „k“ für die maximale Segmentlänge in 100 m oder die Kabelart steht. In der Praxis wird für nn die Übertragungsrate in MBit/s angegeben. Dies ist jedoch ungeschickt, da die effektive Nutzdaten-Übertragungsrate viel kleiner ist als die theoretische Übertragungsrate und dies bei der Berechnung der Leistungsfähigkeit der Netze zu Missverständnissen führt.

In der Praxis erreichbare Übertragungsraten auf einem 100 MBit/s-Basisband bewegen sich somit zwischen 25 bis 50 MBit/s. In Bytes

ausgedrückt ergibt dies (8 Bit pro Byte angenommen): ca. 3000 bis 5500 kByte/s.

Beispiele für Hochfrequenz-Koaxialkabel (Bus-Topologie)

- 10 Base 5: 10 MBit/s Basisband, 500 m (100 Knoten/Segment) (IEEE 802.3⁵⁰)
- 10 Base 2: 10 MBit/s Basisband, 200 m (30 Knoten/Segment) (IEEE 802.3a)

Beispiele für Twisted Pair-Kabel (Stern-Topologie)

- 10 Base T: 10 MBit/s Basisband, Twisted Pair, 100 m (1024 Knoten/Segment) (IEEE 802.3i)
- 100 Base TX: 100 MBit/s Basisband, Twisted Pair, 100 m (IEEE 802.3u)

Beispiel für LWL (Stern-Topologie)

- 100 Base FX: 100 MBit/s Basisband, Fibre, 2000 m (1024 Knoten/Segment) (802.3u)
- 1000 Base LX: 1000 MBit/s Basisband, Fibre, 5000 m (802.3z)
- (Knoten = angeschlossene Stationen, PCs)

7.4.1 Spezielle LWL-Normen

Lichtwellenleiter-Kabel erfüllen eine oder mehrere der folgenden Normen:

DIN VDE 0888

DIN VDE 0899

DIN VDE 0472

DIN VDE 0473

EN 50 173

EN 187 000

EN 188 000

CCITT rec G651 bis G654

IEC 60793 bis 60794

7.5 Überlegungen zur physikalischen Verbindung

Mit der physikalischen Verbindung (Verkabelung) von WAN und GAN können sich aus Kostengründen nur grosse, international tätige Firmen befassen. Beim Aufbau eines LAN wird jede Firma auf das Problem der wirtschaftlich sinnvollen Verkabelung stossen. Möchte man eine Verkabelung realisieren, müssen einige Überlegungen in die Planung einfließen.

- Wenn man grössere Probleme im LAN ausschliessen will, dann darf an der Verkabelung auf keinen Fall gespart werden.

⁵⁰ IEEE: Institute of Electrical and Electrical Engineers, des Verbandes der Amerikanischen Elektro- und Elektronik-Ingenieure. Diese haben Normen herausgegeben, die alle unter der IEEE 800-Norm angesiedelt sind und die verschiedenen Übertragungsmedien normieren.

- Eine gute Verkabelung kostet einiges und ist auf lange Sicht trotzdem wirtschaftlich vertretbar.
- Verkabelungen sind nach wie vor abhörsicherer als drahtlose Übertragungen (siehe Wireless LAN).

Man unterscheidet zwei verschiedene Arten von Verkabelungen:

1. Sehr oft werden in einer kleinen Firma vorerst nur einige wenige Computer zu einer Arbeitsgruppe (Workgroup) zusammengeschlossen. Wächst die Firma, so wächst auch das Netz. Diese Art der Verkabelung wird *Bedarfsverkabelung* genannt und ist sehr häufig anzutreffen.
2. Die zweite Möglichkeit wäre die *Vollverkabelung*. Bei dieser Art der Verkabelung werden ganze Gelände, Gebäude, Etagen und Räume gezielt und gut geplant verkabelt. Diese Verkabelungen dienen dann nicht nur der Übertragung von Computerdaten, sondern auch der Telefonie und der Bilddaten- oder Videoübertragung.

Die Verkabelung eines Gebäudes bedingt ein geplantes Vorgehen und wird von Spezialisten ausgeführt. Welche Vorgehensweise und welche Planungshilfen dabei verwendet werden, spielt dabei keine Rolle. Die eingesetzte Methode sollte aber mindestens die folgenden Phasen aufweisen:

1. Erfassen und Dokumentieren des Ist-Zustandes
 - Situation im Gebäude
 - Standorte von Server, Workstations und Hubs (Pläne)
 - Vorhandene Kabelkanäle
 - Dimension des Netzes (Kabellängen)
 - Elektromagnetische und andere Arten von Störungen
 - Wie kann die Anlage geerdet werden?
 - Wie kann man Störungen von aussen verhindern?
 - Art der Übertragungsmedien
 - Glas
 - Kupfer, Koaxial
 - Kupfer Twisted Pair (mit und ohne Abschirmung)
 - Funk
 - Satellit
 - Aufbau der Verkabelung
 - Physikalische Topologie
 - Flexibilität, Ausbaubarkeit
 - Bandbreite der Datenübertragung aufgrund des Mengengerüsts
2. Erfassen der Benutzerbedürfnisse
3. Vorschlagen von Soll-Zustands-Varianten und Auswahl einer Ausführungsvariante
4. Planung der Umsetzung (mit Budget, Zeitplan, Ressourcenplan)

Praxis-Hinweis:

Für die Verkabelung von Gebäuden und für den Aufbau von Netzen existieren Normen.

5. Detailplanung (konkrete Arbeitsschritte)
6. Tests (eine Verkabelung, die nicht ausgemessen ist, birgt ein grosses Betriebsrisiko)
7. Dokumentation
8. Organisation des Betriebes des Netzes.

7.6 Aufgaben

1. Erklären Sie den Unterschied zwischen Bandbreite und Übertragungsgeschwindigkeit.
2. Warum bieten Basisband-Systeme nur einen Kanal?
3. Was sagt die Abbildung 7.3 aus?
4. Wie kann Jitter verursacht werden?
5. Erklären Sie den Vorteil der Qualitätsnorm LWPF anhand der Abbildung 7.9.
6. Was versteht man unter Raman-Verstärkung und was unter verteilter Raman-Verstärkung?
7. Wo werden Monomode-LWL eingesetzt?
8. Welches sind die Vorteile von LWL gegenüber Kupferkabeln?

Lösungen unter www.sauerlaender.ch/downloads

8 Signale und Bitströme

Nachrichten werden zwischen zwei Kommunikationsteilnehmern auf Übertragungsmedien mithilfe von Signalen ausgetauscht. In einigen Fällen wird die Nachricht mit analogen Signalen erfasst, so zum Beispiel beim Telefon, wo die Sprache von einem Mikrofon in elektrische Spannungen umgewandelt wird. Andere Nachrichten liegen in digitaler Form vor, wie zum Beispiel Nachrichten in Computern. In einer zunehmend von Computern dominierten Kommunikationstechnik macht es Sinn, möglichst alle Daten in digitaler Form, als Bitströme, verarbeiten zu können. Auf den Übertragungsmedien müssen diese Daten hingegen in analoger Form, als Signale, vorliegen. Die Umwandlung von analogen Signalen in digitale Daten und umgekehrt spielt somit in der Kommunikationstechnik eine zentrale Rolle.



8.1 Umwandlung analoger Signale in digitale Daten

Analoge Signale werden mittels Analog/Digital-Wandlern in digitale Daten umgewandelt.

Die Digitalisierung der analogen Signale erfolgt durch periodisches Messen der Amplituden⁵¹ und anschliessendem Umwandeln dieser Messwerte in binäre Werte. Wie die Abbildung 8.1 zeigt, wird beim

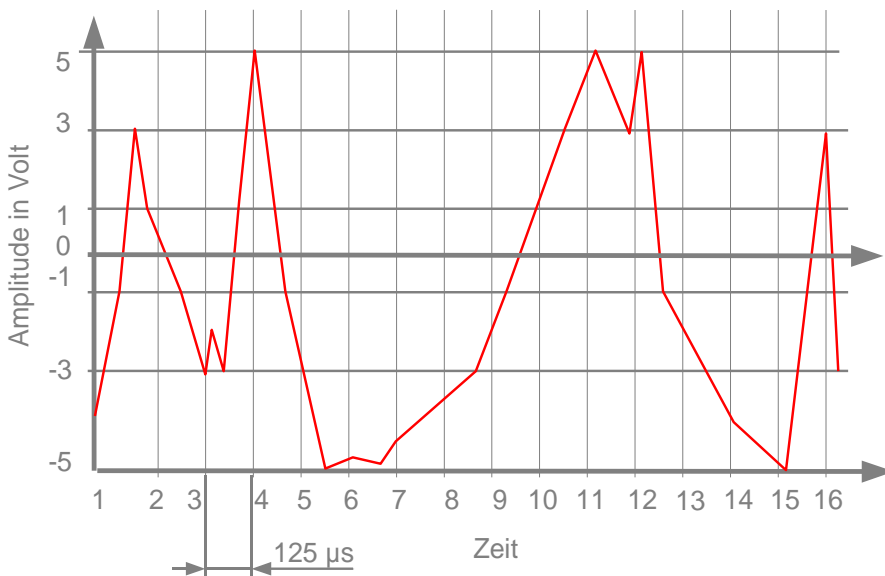


Abbildung 8.1: Das analoge Signal

⁵¹ Das periodische Messen der Amplituden wird im Englischen mit *sampling* bezeichnet. Das *Sampling* erfolgt mit einer bestimmten Abtastrate (*sampling rate*), die etwa der doppelten Signalfrequenz entspricht. Bei einer Bandbreite der Telefonie von ca. 3000 Hz sind somit 8000 Hz als Abtastrate genügend. Zu kleine Abtastraten verursachen eine schlechte Qualität der digitalen Daten und zu grosse Abtastraten liefern zu viele Daten, die unnötig Speicherplatz und Übertragungsbandbreite benötigen.

ISDN-Netz die Messung des Analogsignals im 8-kHz-Takt vorgenommen, das heisst alle 125 µs entsteht ein Messwert. Das Mikrofon im Telefonhörer soll im dargestellten Fall ein analoges Signal zwischen -5 und +5 Volt erzeugen.

Die Umwandlung der Messwerte in digitale Werte geschieht mit einer bestimmten Bit-Breite, beim ISDN beträgt diese 8 Bit. Der dezimale Wertebereich, der mit diesen 8 Bit dargestellt werden kann, ist somit von 0 bis 255 und soll den -5 bis +5 Volt entsprechen.

Damit kann eine Auflösung von $10V / 255 = 0,03921$ Volt erreicht werden.

Tabelle 8.1 zeigt die ermittelten Messwerte in Volt, deren digitalen Dezimalwerte und deren binären Werte.

| Messpunkt | Messwert in Volt | Berechnung des dezimalen Wertes | Dezimaler Wert | Binäre Werte (8Bit) |
|-----------|------------------|---------------------------------|----------------|---------------------|
| 1 | - 4 | $-4 - (-5) / 0,03921 =$ | 26 | 0001 1010 |
| 2 | 0 | $0 - (-5) / 0,03921 =$ | 128 | 1000 0000 |
| 3 | - 3 | $-3 - (-5) / 0,03921 =$ | 51 | 0011 0011 |
| 4 | + 5 | $+5 - (-5) / 0,03921 =$ | 255 | 1111 1111 |
| 5 | - 3 | $-3 - (-5) / 0,03921 =$ | 51 | 0011 0011 |
| 6 | - 5 | $-5 - (-5) / 0,03921 =$ | 0 | 0000 0000 |
| 7 | - 4,5 | $-4,5 - (-5) / 0,03921 =$ | 13 | 0000 1101 |
| 8 | - 3,5 | $-3,5 - (-5) / 0,03921 =$ | 38 | 0010 0110 |
| 9 | - 1,5 | $-1,5 - (-5) / 0,03921 =$ | 89 | 0101 1001 |
| 10 | + 1 | $+1 - (-5) / 0,03921 =$ | 153 | 1001 1001 |
| 11 | + 4,5 | $+4,5 - (-5) / 0,03921 =$ | 242 | 1111 0010 |
| 12 | + 4 | $+4 - (-5) / 0,03921 =$ | 230 | 1110 0110 |
| 13 | - 2 | $-2 - (-5) / 0,03921 =$ | 77 | 0100 1101 |
| 14 | - 4 | $-4 - (-5) / 0,03921 =$ | 26 | 0001 1010 |
| 15 | - 5 | $-5 - (-5) / 0,03921 =$ | 0 | 0001 0000 |
| 16 | + 3 | $+3 - (-5) / 0,03921 =$ | 204 | 1100 1100 |

Tabelle 8.1: Die Wertetabelle für die Messwerte aus Abbildung 8.1

Die binären Werte, die alle zuvor ermittelten Messresultate repräsentieren, werden anschliessend als Bitstrom übertragen, indem dieser als elektrisches Signal codiert und durch die Übertragungsleitungen geschickt wird (Abbildung 8.2⁵²).

⁵² ISDN benutzt einen anderen Leitungscode als der hier dargestellte. Aus Gründen der Verständlichkeit wurde ein einfacher Leitungscode benutzt. Die richtigen ISDN-Leitungscode werden weiter hinten abgebildet.

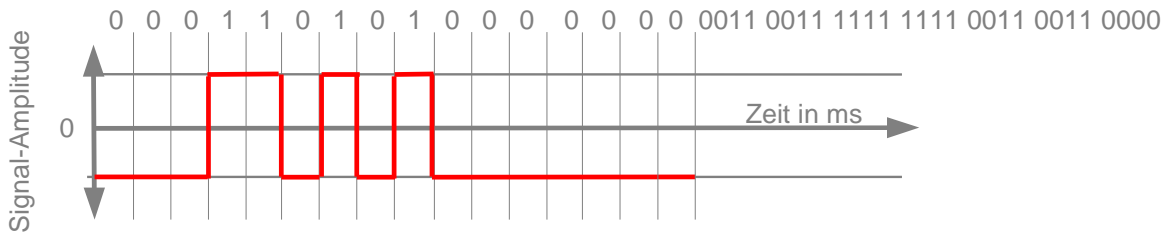


Abbildung 8.2: Leitungscodierung des Bitstromes

Für die Rückwandlung ins analoge Signal wird das elektrisch codierte Bitmuster vom Empfänger ausgelesen und in Dezimalwerte und letztlich in Spannungswerte zurückgewandelt.

Dies führt beim Empfänger zur folgenden Tabelle 8.2 (die Spannungswerte wurden wieder auf -5 bis +5 Volt normiert):

| Binäre Werte (8Bit) | Dezimaler Wert | Berechnung des Spannungswertes | Spannungswerte in Volt | Stützstelle |
|---------------------|----------------|--------------------------------|------------------------|-------------|
| 0001 1010 | 26 | $0,03921 \times 26 = 1$ | $1 - 5 = -4$ | 1 |
| 1000 0000 | 128 | $0,03921 \times 128 = 5$ | $5 - 5 = 0$ | 2 |
| 0011 0011 | 51 | $0,03921 \times 51 = 2$ | $2 - 5 = -3$ | 3 |
| 1111 1111 | 255 | $0,03921 \times 255 = 10$ | $10 - 5 = +5$ | 4 |
| 0011 0011 | 51 | $0,03921 \times 51 = 2$ | $2 - 5 = -3$ | 5 |
| 0000 0000 | 0 | $0,03921 \times 0 = 0$ | $0 - 5 = -5$ | 6 |
| 0000 1101 | 13 | $0,03921 \times 13 = 0,5$ | $0,5 - 5 = -4,5$ | 7 |
| 0010 0110 | 38 | $0,03921 \times 38 = 1,5$ | $1,5 - 5 = -3,5$ | 8 |
| 0101 1001 | 89 | $0,03921 \times 89 = 3,5$ | $3,5 - 5 = -1,5$ | 9 |
| 1001 1001 | 153 | $0,03921 \times 153 = 6$ | $6 - 5 = +1$ | 10 |
| 1111 0010 | 242 | $0,03921 \times 242 = 9,5$ | $9,5 - 5 = +4,5$ | 11 |
| 1110 0110 | 230 | $0,03921 \times 230 = 9$ | $9 - 5 = +4$ | 12 |
| 0100 1101 | 77 | $0,03921 \times 77 = 3$ | $3 - 5 = -2$ | 13 |
| 0001 1010 | 26 | $0,03921 \times 26 = 1$ | $1 - 5 = -4$ | 14 |
| 0001 0000 | 0 | $0,03921 \times 0 = 0$ | $0 - 5 = -5$ | 15 |
| 1100 1100 | 204 | $0,03921 \times 204 = 8$ | $8 - 5 = +3$ | 16 |

Tabelle 8.2: Wertetabelle auf der Seite des Empfängers

Die ermittelten Spannungswerte werden an den Stützstellen (im Abstand von 125 µs) als Pulse dargestellt. Diese Pulsfolge (Pfeile in Abbildung 8.3) wird durch einen Tiefpassfilter gesandt und es entsteht wieder ein hörbares analoges Signal (siehe durchgezogene Linie in Abbildung 8.3 - als Vergleich ist das ursprüngliche Signal gestrichelt eingezeichnet).

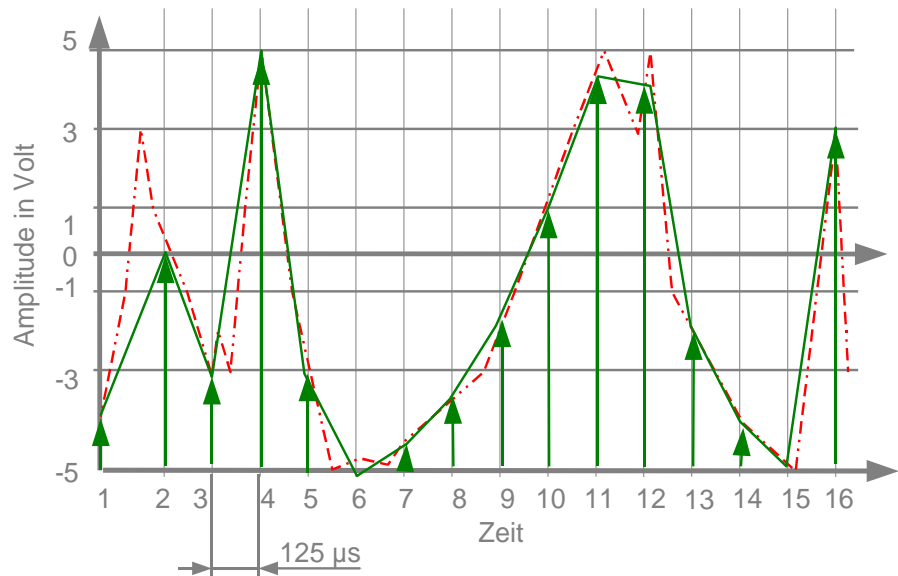


Abbildung 8.3: Ein analoges Signal entsteht aus einem Bitstrom

Wie man unschwer erkennen kann, besitzt ein zurückgewandeltes Signal nicht mehr die genau gleiche Qualität wie das ursprüngliche Signal – einige Spitzen sind abgeschnitten. Diese Qualitätsminderung ist jedoch weder am Telefon, noch auf digitalen Tonträgern wie Musik-CD oder DVD zu hören oder zu sehen – unser Ohr oder unser Auge gleicht diese Ungenauigkeiten wieder aus.

8.2 Transport von Bitströmen

Damit digitale Bitströme transportiert werden können, werden diese über mehrere Stufen codiert, bis daraus Basisband-Signale entstehen. Anschliessend können diese Basisband-Signale moduliert über analoge Leitungen übertragen werden.

Eine vollständige Übertragung einer Nachricht bedingt somit je nach Übertragungsstrecke unterschiedliche Nachrichten- respektive Signal-Aufbereitungsmethoden.

Meistens werden die Nachrichten zuerst quellencodiert, anschliessend kanalcodiert und zum Schluss leituncodiert. Dies liefert ein Basisbandsignal, das anschliessend mithilfe von Modulationen auf Kanälen oder Leitungen von analogen Übertragungssystemen übertragen werden kann. In lokalen Netzwerken (LAN) werden die Signale oft in Form von Basisband-Signalen übertragen – es steht dabei nur ein Basisband zur Verfügung (vergleiche Ethernet).

Alle diese Codier- und Modulierverfahren werden im Folgenden dargestellt und erklärt. Abbildung 8.4 zeigt eine Übersicht über die Möglichkeiten.

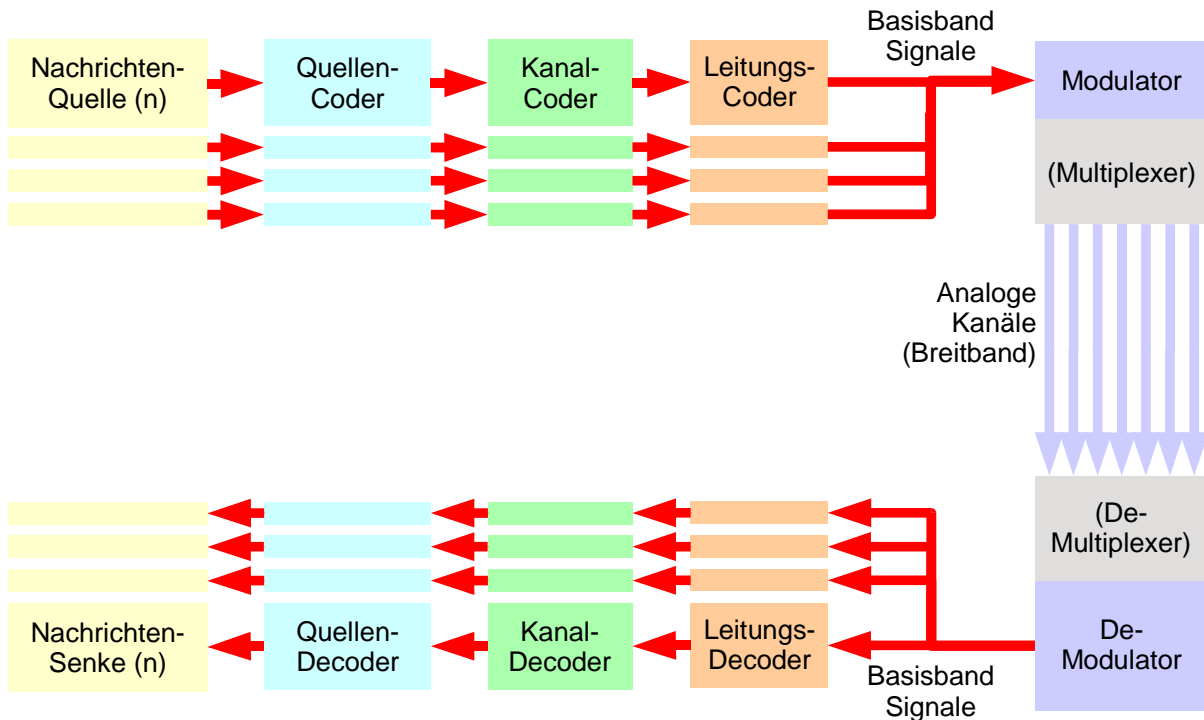


Abbildung 8.4: Mögliche Codier- und Modulier-Verfahren

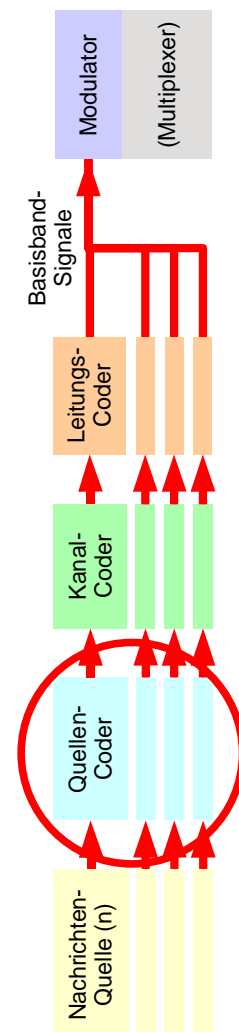
8.2.1 Quellen-Codierung / Quellen-Decodierung

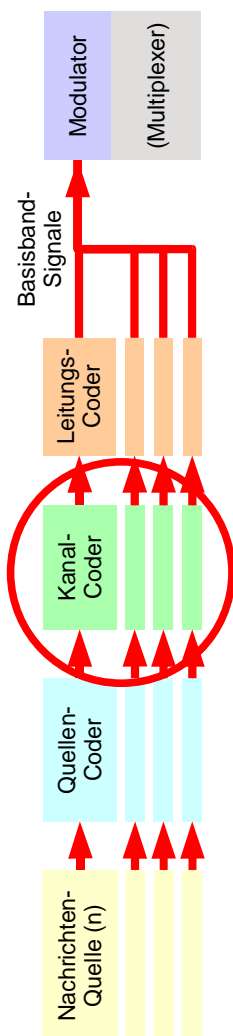
Einer der ältesten Quellencodes stellt der Morsecode dar. Dieser Code codiert die Zeichen der Nachrichten mithilfe von Punkten und Strichen (Tabelle 8.3).

| Zeichen | Morsecode | Zeichen | Morsecode |
|---------|-----------|---------|-----------|
| A | . _ | B | _ . . . |
| C | _ . _ . | D | _ . . |
| E | . | F | . . _ . |

Tabelle 8.3: Einige Morsezeichen

Moderne Kommunikationseinrichtungen benutzen ausschliesslich den binären Code, der alle Zeichen in Nullen und Einsen darstellt. Zur Anwendung gelangen z.B. der ASCII-Code oder der ANSI-Code. Vollständige Code-Tabellen finden sich in der einschlägigen Literatur oder im Internet.





| ASCII | ANSI | Bedeutung | Unicode | hex |
|-------|------|-----------------|---------|------|
| 128 | 199 | Ç C mit Cedille | 0 199 | C7 |
| 129 | 252 | ü Umlaut ü | 0 252 | FC |
| 132 | 228 | ä Umlaut ä | 0 228 | E4 |
| 134 | 229 | å a mit Ringel | 0 229 | E5 |
| 135 | 231 | ç c mit Cedille | 0 231 | E7 |
| 136 | 234 | ê ^e | 0 234 | EA |
| 137 | 235 | ë e mit Trema | 0 235 | EB |
| 138 | 232 | è `e | 0 232 | E8 |
| 139 | 239 | ï i mit Trema | 0 239 | EF |
| 140 | 238 | î ^i | 0 238 | EE |
| 141 | 236 | ì `i | 0 236 | EC |
| 142 | 196 | Ä Umlaut Ä | 0 196 | C4 |
| 143 | 197 | Å A mit Ringel | 0 197 | C5 |
| 144 | 201 | É ´E | 0 201 | C9 |
| 145 | 230 | æ ae Ligatur | 0 230 | E6 |
| 146 | 198 | Æ AE Ligatur | 0 198 | C6 |
| 147 | 244 | ô ^o | 0 244 | F4 |
| 150 | 251 | û ^u | 0 251 | FB |
| 151 | 249 | ù `u | 0 249 | F9 |
| 152 | 255 | ÿ y mit Trema | 0 255 | FF |
| 153 | 214 | Ö Umlaut Ö | 0 214 | D6 |
| 154 | 220 | Ü Umlaut Ü | 0 220 | DC |
| 155 | 162 | ¢ ¢ | 1 101 | 0165 |
| 156 | 163 | £ Brit. Pfund | 0 163 | A3 |

Tabelle 8.4: Auszug aus der ANSI – ASCII-Tabelle

8.2.2 Kanal-Codierung / Fehlerbehandlung

Diese Codierung wird vor allem zur Fehlererkennung eingesetzt. Bei der Kanalcodierung geht es darum, Nachrichten so zu codieren, dass sie auch nach dem Passieren eines Kanals, der die Nachricht unter Umständen verzerrt bzw. verrauscht überträgt, wieder entziffert werden können.

Kanalcodierung wird in allen modernen Übertragungssystemen, z.B. im Mobilfunk bei GSM und UMTS, bei Kabelmodems und generell in Computer-Netzwerken eingesetzt.

Paritybits, Hamming Code, Cyclic Redundancy Check (CRC) und andere Codes sind typische Vertreter solcher Kanalcodierungen und dienen hauptsächlich der Fehlererkennung und Korrektur. Abbildung 8.5 zeigt die Wichtigkeit einer Fehlererkennung in der Datenübertragungstechnik!

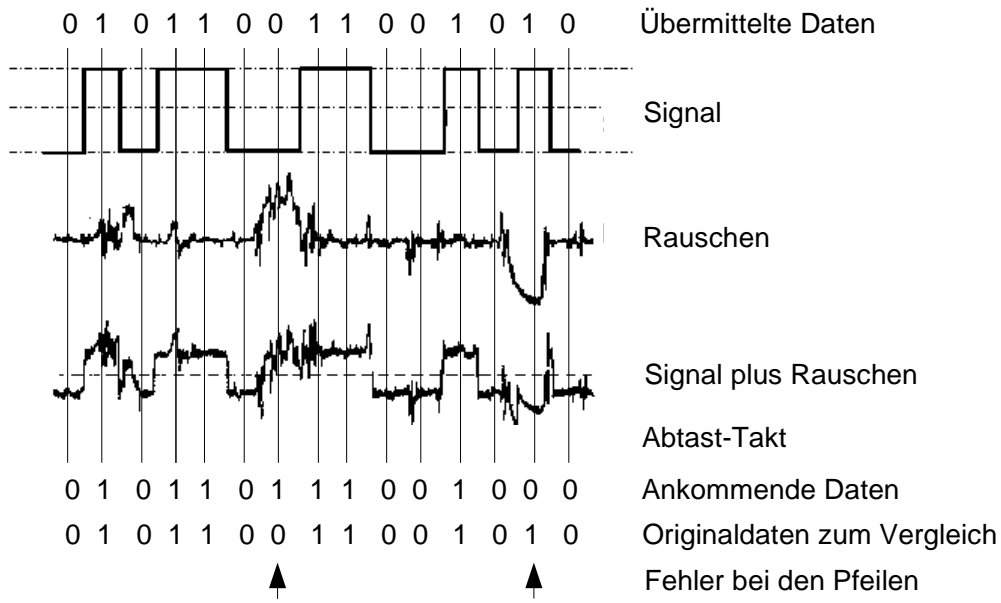


Abbildung 8.5: Die Entstehung von Fehlern auf Kommunikationsleitungen (basierend auf realen Messresultaten)

8.2.2.1 Möglichkeiten der Fehlerbehandlung

Die Fehlerbehandlung erfolgt nach zwei Grundstrategien.

1. Entweder wird vom Sender mit jedem Datenblock (Frame oder Character) genügend redundante Information (zusätzliche Information) mitgeliefert (codiert), damit der Empfänger Fehler erkennen und korrigieren kann (Forward Error Control, oder auch Forward Error Correction, FEC).
2. Die zweite Möglichkeit besteht darin, dass vom Sender nur gerade so viele Informationen mitgeliefert werden (codiert werden), um die Fehler zu erkennen; eine Korrektur ist jedoch nicht möglich (Feedback Error Control). Die Information muss erneut gesendet werden (Retransmission). Welche Art der Fehlererkennung und -korrektur in der Praxis angewendet wird, hängt vom Einsatzort der Übertragung ab. Die folgenden Überlegungen helfen, die Problematik zu verstehen.

Auf Leitungen mit guter Übertragungsqualität können relativ grosse Datenblöcke (Frames) mit Feedback Error Control kostengünstig übertragen werden, weil die wenigen zu erwartenden Fehler nur selten zum erneuten Senden ganzer Datenblöcke führen. Je schlechter

die Leitung, desto kleiner sollen die Datenblöcke gewählt werden und um so eher lohnt sich ein Forward Error Control.

Bei Simplex-Verbindungen und bei Broadcast-Kommunikation kommt hingegen nur die Forward Error Control in Frage, da der Empfänger keine Möglichkeit hat, dem Sender mitzuteilen, welches Frame er noch einmal senden soll.

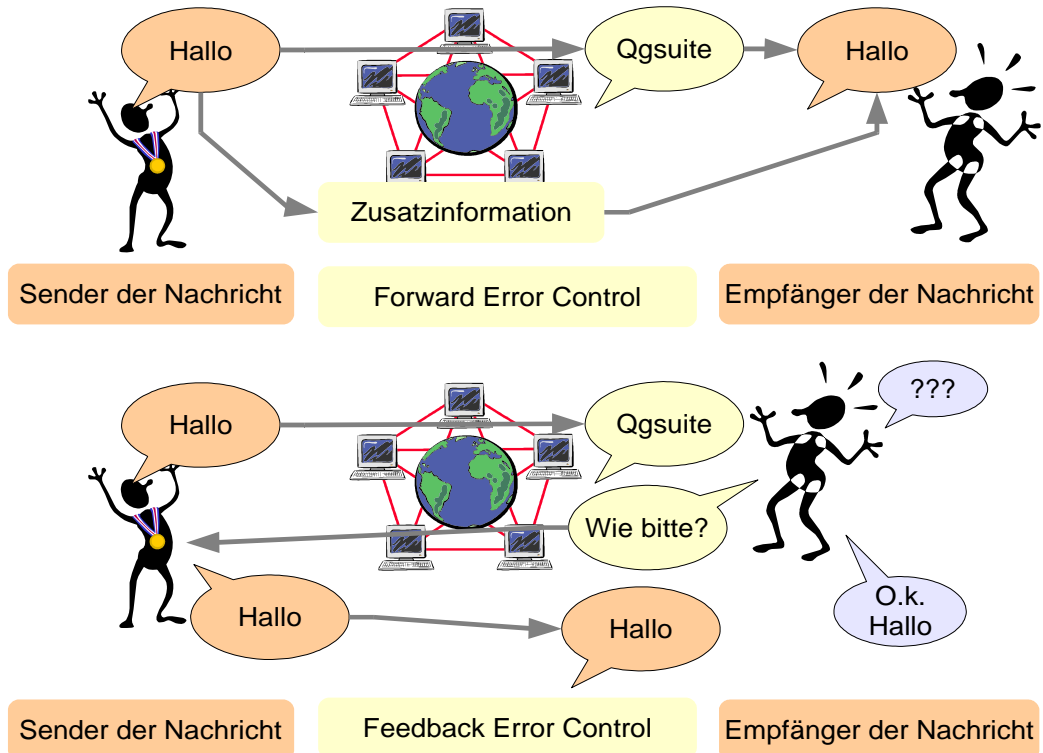


Abbildung 8.6: Die beiden Fehlerbehandlungsmethoden im Überblick

8.2.2.2 Forward Error Control and Correction (FEC)

Dies ist ein Verfahren zur Fehlerkorrektur, bei dem der Empfänger in der Lage ist, fehlerhafte Daten wiederherzustellen.

Der Sender hängt der Meldung genügend zusätzliche Informationen an (doppelt oder mehrfach eingefügte Prüfbits, Redundanz), die es dem Empfänger erlauben, die fehlerhafte Meldung wiederherzustellen (Error Correction). Der dazu notwendige mathematische Aufwand ist gross.

Anwendung findet dieses Verfahren z.B. bei Simplex-Verbindungen, aber auch in CD-Playern, beim so genannten Reed-Solomon-Code, RS-Code. Auch andere Speichermedien wie HDD, FDD, Bänder (Magnetic Tapes) benutzen solche Codes.

8.2.2.2.1 Generierung von Zusatzinformationen

Die für das FEC-Verfahren benötigten Zusatzinformationen müssen vom Sender generiert und der Nachricht angehängt werden. Der Empfänger kann aus diesen Informationen die fehlerhaften Bit erken-

nen und korrigieren. Grundsätzlich kann auch der Cyclic Redundancy Check (CRC) Folgefehler erkennen und Einzelbit-Fehler korrigieren. Eine Fehlerkorrektur für mehrere Bit ist jedoch nicht möglich. Daher kommt CRC für die FEC nicht in Frage. Ein geeignetes Verfahren stellt der Hamming-Code dar.

8.2.2.2 Hamming-Code

Ein weit verbreiteter Forward Error Correction-Code ist der Hamming-Code, eigentlich ein Fehlererkennungscode, der mächtig genug ist, auch Fehler zu korrigieren.

Als stark vereinfachtes Beispiel soll die Übertragung eines 8-Bit-Datenfeldes gezeigt werden: 10011001 seien die zu übertragenden Daten. Ein Einzelbit-Korrektor, auf dem Hamming-Verfahren basierend, fügt zusätzliche Bits (mit „x“ bezeichnet) an den Positionen mit Zweierpotenzen ein:

| | | | | | | | | | | | | |
|----------------|----|----|----|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Speicher Platz | 12 | 11 | 10 | 9 | 8 | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 |
| Bitstrom | 1 | 0 | 0 | 1 | x | 1 | 0 | 0 | x | 1 | x | x |

Abbildung 8.7: Ausgangslage

Weil die Positionen 1, 2, 4 und 8 in diesem Fall Zweierpotenzen darstellen⁵³, sitzen dort die Prüfbits.

Die vier Prüfbits rechnet der Sender wie folgt aus: Die binären Zahlen aller Stellen mit einer 1 werden spaltenweise zusammengezählt:

| | |
|--------|----------------------|
| Stelle | Binärzahl der Stelle |
| 12 | 1100 |
| 9 | 1001 |
| 7 | 0111 |
| 3 | 0011 |

Resultat: 0001⁵⁴

Die vier Prüfbits werden an den mit „x“ markierten Stellen eingefügt. Das zu übermittelnde Codewort lautet somit:

| | | | | | | | | | | | | |
|----------------|----|----|----|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Speicher Platz | 12 | 11 | 10 | 9 | 8 | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 |
| Bitstrom | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |

Abbildung 8.8: Zu übermittelnde Daten

⁵³ $1 = 2^0, 2 = 2^1, 4 = 2^2, 8 = 2^3$

⁵⁴ Kleiner Trick: Zur Bestimmung des XOR: Zählen Sie die Anzahl der Einsen in jeder Spalte. Ist das Resultat eine gerade Anzahl, dann schreiben Sie im Resultat eine 0, bei einer ungeraden Anzahl Einsen schreiben Sie 1.

Der Empfänger zählt wieder alle Stellen mit einer 1 im Bitmuster mit Modulo 2 zusammen. Ergibt in unserem Fall die Summe 0000, so stimmt die Übertragung:

Stelle Binärzahl der Stelle
 12 1100
 9 1001
 7 0111
 3 0011
 1 0001

Resultat: 0000

| | | | | | | | | | | | | |
|----------------|----|----|----|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Speicher Platz | 12 | 11 | 10 | 9 | 8 | 7 | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 |
| Bitstrom | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |

Abbildung 8.9: Fehler in der Übertragung

Nun untersuchen wir den Fall, wo an erster Stelle keine 1, sondern eine 0 übermittelt wird (ein Fehler):

Stelle Binärzahl der Stelle
 9 1001
 7 0111
 3 0011
 1 0001

Resultat: 1100 = 12

Das Resultat ist Dezimal 12 und der Decoder weiss, dass die 0 an der zwölften Stelle eine 1 sein muss. Dieser Code kann aber wie gesagt nur ein (1) falsches Bit erkennen. Sind zwei Bits fehlerhaft, so wird es für das Einbit-Hamming-Verfahren unmöglich, zu korrigieren. Erweiterungen des Hamming-Verfahrens erlauben es, auch mehrere fehlerhafte Bit zu erkennen und zu korrigieren. Diese Demonstration mit dem Einbit-Hamming-Verfahren zeigt jedoch, wie Fehler nach der FEC-Methode korrigiert werden können, und wo deren Grenze liegt.

8.2.2.3 Feedback Error Control

Bei diesem Verfahren muss der Empfänger die fehlerhaften Daten nur erkennen können. Die Fehler können vom Empfänger nicht korrigiert werden. Die fehlerhaften Frames müssen noch einmal gesendet werden (engl. Retransmission).

8.2.2.3.1 Einfache Paritätskontrolle mit dem Paritätsbit (Paritybit)

Dieses Codier-Verfahren wird beispielsweise in Übertragungssoftware von Modems angewendet. Daher muss auch bei einer Übertragung mit Modem jeweils angegeben werden, wie viele Paritätsbit man wünscht.

Das Verfahren funktioniert sehr einfach und recht effizient: Für die Übertragung eines Zeichens werden zum Beispiel sieben Datenbits benötigt (ASCII-Code, 7 Bit). Das achte Bit ist das Paritätsbit (parity bit), das mit den anderen sieben Bits gleichzeitig übertragen wird. Das Paritätsbit wird am siebten Datenbit angehängt:

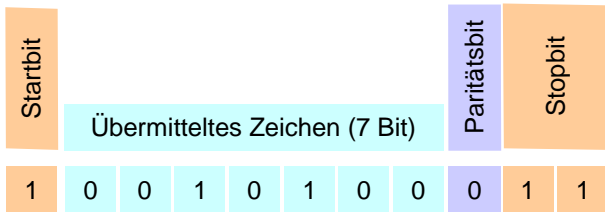


Abbildung 8.10: Paritätsbit als Prüfsumme

Der Wert des Paritätsbits wird durch mehrere aufeinander folgende Exklusiv-ODER-Verknüpfungen gebildet, indem man die ersten zwei Datenbits mittels einer Exklusiv-ODER-Funktion (XOR) verarbeitet, und danach das Resultat mit dem nächsten Datenbit auf gleiche Weise wiederholt, bis alle Datenbits verarbeitet sind, und daraus das Paritätsbit resultiert.

Die Funktionstabelle für Exklusiv-ODER lautet:

| Bit 1 | Bit 2 | XOR |
|-------|-------|-----|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |

In der Praxis wird die Bestimmung des Paritybits mithilfe der folgenden Hardware-Schaltung realisiert.

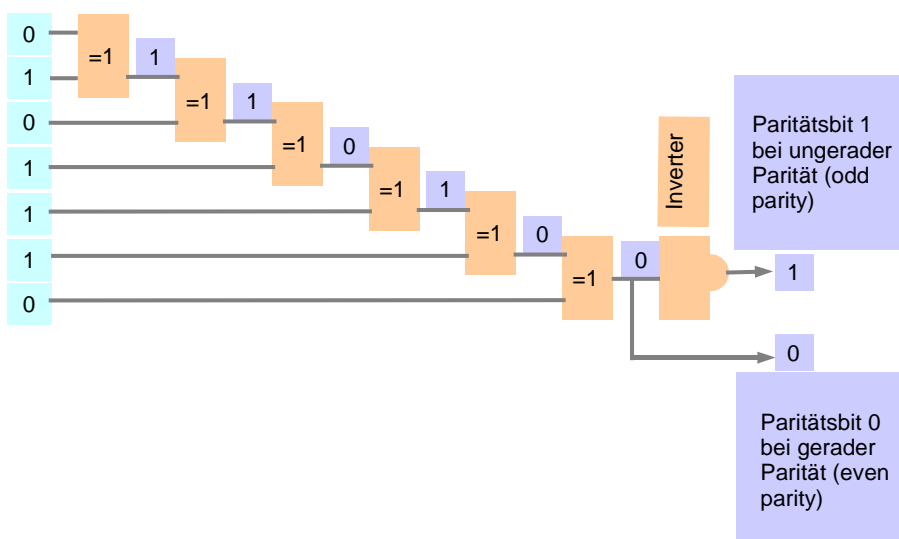


Abbildung 8.11: Digitale Schaltung zur Ermittlung des Paritybits mit XOR

Die übermittelten Daten werden je nach gewünschter Art der Parität am Ausgang der Schaltung mit einer 0 oder einer 1 versehen: 01011101 bei ungerader Parität (odd) und 01011100 bei gerader Parität (even).

Der Empfänger behandelt die empfangenen Daten mit der gleichen Hardware-Schaltung und vergleicht das Resultat seiner Schaltung mit dem Wert des Paritätsbits des Senders. Stimmen die Bits überein, wird er die Daten als fehlerfrei anerkennen, ansonsten verwerfen.

Mit dieser Methode lassen sich nur Einzelfehler oder eine ungerade Anzahl von Fehlern erkennen. Eine gerade Anzahl von Fehlern wird hier die Kontrolle unerkannt passieren. Eine Korrektur von Fehlern ist nicht möglich, da nicht bestimmt werden kann, welches Bit falsch ist.

8.2.2.3.2 BSC (Block Sum Check)

Statt einzelner Zeichen (oder Frames) können auch Zeichenblöcke (oder Frameblöcke) übermittelt werden. Der Sender ordnet die Zeichen (Frames) untereinander, in Form eines Blockes an. Es werden jeweils die Zeilen- und die Spaltenparitäten ermittelt. Diese Methode erlaubt immerhin schon die sichere Erkennung von zwei Fehlern. Das folgende Bild zeigt einen Zeichenblock aus sechs Zeichen à sieben Bit mit einem STX (Start of Text) und einem ETX (End of Text). Die Zeilenparität ist ungerade (odd) und die Spaltenparität gerade (even). Die Paritybits der Spalten werden auch als Block Check Character (BCC) bezeichnet.

| Zeilen- parität (odd) | Bit | Bit | Bit | Bit | Bit | Bit | Bit | |
|-----------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|------------------------------|
| | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 | 1 | 0 | |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | = STX |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | Zeichen oder Frameinhalte |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | = ETX |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | = BCC |
| Spaltenparität (even) | | | | | | | | |

Abbildung 8.12: Block Sum Check-Verfahren

8.2.2.3.3 CRC (Cyclic Redundancy Check)

Zyklischer Redundanz-Code oder Polynom-Code

Die Parity-Bit-Methode oder die Block-Parity-Bit-Methode können aufeinander folgende Fehler nicht sicher erkennen. Mit der CRC-Methode lassen sich mithilfe von standardisierten Codewörtern (so genannte Generatorpolynome) auch solche Fehler feststellen.

Die genaue theoretische Erklärung des CRC ist nicht ganz einfach. Der mathematische Zusammenhang ist ziemlich kompliziert und bedarf einiger Mathematikkenntnisse.

Die Methode basiert darauf, dass man die zu übertragenden Daten durch ein genormtes Bitmuster dividiert und den Divisionsrest mitüberträgt. Der Empfänger kann die Fehler anhand der übertragenen Daten erkennen. Als Bitmuster kommen die erwähnten Generatorpolynome zum Einsatz.

Es existieren genormte Generatorpolynome: Die Umsetzung der Polynome in maschinenlesbare Bitmuster erfolgt gemäss folgendem Beispiel:

$$\text{CRC-12} (= x^{12} + x^{11} + x^3 + x^2 + x + 1)$$

$$\text{CRC-16} (= x^{16} + x^{15} + x^2 + 1)$$

$$\text{CRC-CCITT} (= x^{16} + x^{12} + x^5 + 1)$$

$$\text{CRC-32} (= x^{32} + x^{26} + x^{23} + x^{22} + x^{16} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^2 + x + 1)$$

Abbildung 8.13: Die Generatorpolynome

Alle Summanden im Polynom haben die Form x^n . Alle x im Polynom stehen für eine 1 oder eine 0. Die Exponenten (n) geben die Stelle im Bitmuster an (im Beispiel hat das Bitmuster 10 Stellen, Stelle 0 bis Stelle 9).

Beispiel: $x^9 + x^7 + x^3 + x^2 + 1$ bedeutet 1010001101

Der erste Summand (von rechts) repräsentiert die Stelle 0 im Bitmuster, die 1 im Polynom ergibt bei der Umwandlung eine binäre +1, da $1^0 = 1$.

Die Stelle 1 im Bitmuster fehlt im Polynom (x^1), weil im Bitmuster eine Null ($0^1 = 0$) steht. Im Polynom werden keine Nullen abgebildet, weil ein Summand mit Null-Wert die Gesamtsumme nicht ändern kann!

Die Stelle 2 (x^2) ist im Polynom wieder vertreten, weil im Polynom eine Eins des Bitmusters ($1^2 = 1$) repräsentiert werden muss.

Es ist nun leicht nachzuvollziehen, wie die Stellen 3, 7 und 9 des 10-stelligen Bitmusters in diesem Beispiel umgesetzt werden müssen.

Die zu übertragenden Daten werden beim CRC der folgenden, umfangreichen Behandlung unterzogen:

Der Sender generiert eines der genormten Generatorpolynome.

1. Der Sender gibt dem Empfänger das Generatorpolynom bekannt, das er für die bevorstehende Übertragung verwenden will.
2. Durch Dividieren der gültigen Daten mit dem Generatorpolynom erhält der Sender eine Prüfsumme.
3. Die Prüfsumme wird den Daten angehängt und mit den Daten übermittelt.
4. Der Empfänger dividiert die erhaltenen Daten durch das vorher abgemachte Polynom.
5. Gibt der Divisionsrest Null, so sind mit sehr grosser Wahrscheinlichkeit keine Fehler in den Daten.

Abbildung 8.14 zeigt das Verfahren schrittweise.

Das Bitmuster 11100110 soll mit dem Generatorpolynom 11001 übertragen werden. Weil im folgenden Beispiel das Generatorpolynom fünf Bit lang ist, werden dem Bitmuster vor der Division vier Nullen (0000) angehängt = 11100110 0000.

Das neue Bitmuster wird durch das Generatorpolynom mit Modulo 2 dividiert. Der Rest 0110 wird nun zu 111001100000 dazugezählt, was 1110011000110 als zu übertragendes Bitmuster ergibt.

Auf diese Weise erreicht man, dass das zu übertragende Bitmuster durch das vorher bestimmte Generatorpolynom ohne Rest teilbar ist. Weil aber dem Empfänger das Generatorpolynom ebenfalls bekannt ist (es wird immer ein genormtes Polynom verwendet), kann er jetzt alle empfangenen Bitmuster durch das Generatorpolynom teilen, und wenn der Rest der Division 0 ist, dann sind die Daten mit grosser Wahrscheinlichkeit korrekt.

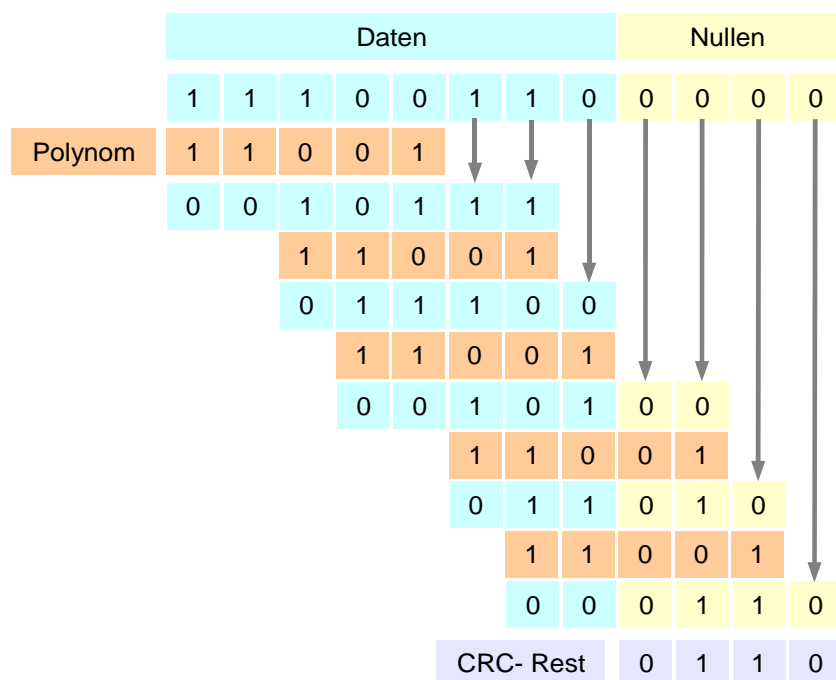


Abbildung 8.14: CRC-Ermittlung

Durch eine einfache Schieberegisterschaltung lässt sich die Methode mit Hardware realisieren.

CRC kann Folgefehler erkennen, deren Länge kleiner ist als die Anzahl der an die Daten bei der Division angehängten Nullen (Länge des Generatorpolynoms – 1).

8.2.3 Leitungscodierung / Leitungscodierung

Diese Technologie wird mittels CoDec-Geräten realisiert. Dies sind Geräte, die Bitströme in Leitungscodes codieren. Diese elektrischen Leitungscodes (Signale) werden durch Signalleitungen vom Sender zum Empfänger übermittelt.

Leitungscodes weisen einige wichtige Eigenschaften auf. Die wichtigste ist wohl die Taktrückgewinnung: Es muss möglich sein, dass den Signalwerten der Takt (engl. Clock) entnommen werden kann. Wäre dies nicht möglich, müsste eine separate Taktleitung zwischen dem Sender und dem Empfänger zur Verfügung stehen. Der Takt eines Codes sollte möglichst unabhängig vom Inhalt der übertragenen Daten sein.

Im Weiteren ist es wünschenswert, dass die Übertragung gleichstromfrei ist. Auf manchen Übertragungstrecken darf wegen der angeschlossenen Geräte kein Gleichstrom auftreten.

Die Übertragungreichweite hängt von der Betriebsdämpfung ab. Generiert der Code zu hohe Frequenzen werden die Signale stärker gedämpft und die Reichweite der Übertragung wird vermindert.

In einigen Fällen kann in einem Signalwert mehr als ein Zeichenwert codiert werden. Zudem ist es wünschenswert, wenn der Code eine Resynchronisation des Empfängers erlauben würde. Dies wird meist durch Rahmenbildung ermöglicht (siehe Layer 2).

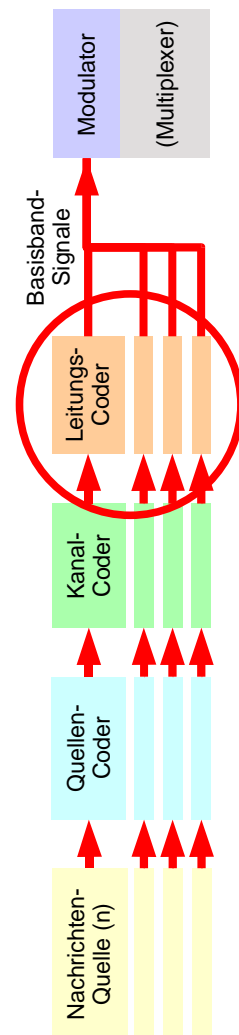
Es existieren einige Code-Varianten, um Bitmuster als elektrische Signale darzustellen. Man unterscheidet meistens zwischen binären Leitungscodes, biphasen Leitungscodes, ternären Leitungscodes und Blockcodes.

8.2.3.1 Binäre Leitungscodes

Bei binären Leitungscodes werden die Symbolwerte durch den Signalwert bestimmt. Im Folgenden sind einige typische binäre Leitungscodes dargestellt.

8.2.3.1.1 Non Return to Zero (NRZ)

Die einfachste Art, Bitmuster zu codieren, ist der Non Return to Zero-Level (NRZI-L) Code. Diesen gibt es in einer unipolaren und einer polaren Variante⁵⁵ (siehe Abbildungen 8.16. und 8.15).



⁵⁵ Unipolar = Spannungspegel entweder + oder -
Polar = Spannungspegel + und -

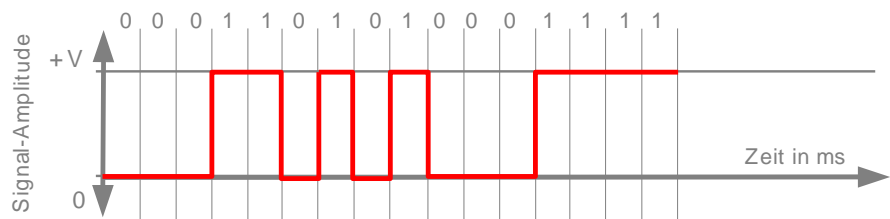


Abbildung 8.15: Unipolarer Code (NRZ-L)

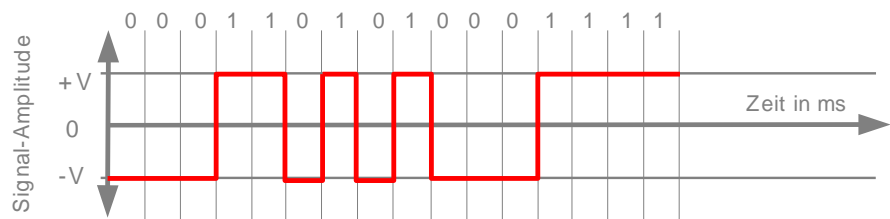


Abbildung 8.16: Polarer Code (NRZ-L)

Das Verfahren ist störanfällig, weil bei konstanter Bitfolge (z.B. alles 1 oder 0) dauernd eine Gleichspannung an der Datenleitung anliegen würde. Die beiden Kommunikationsteilnehmer können aufgrund der fehlenden Signalwechsel auch schlecht synchronisiert werden und es muss daher eine spezielle Synchronisierleitung zwischen Sender und Empfänger gelegt werden.

Dieses Verfahren wird z.B. bei allen digitalen Schaltungen, bei der seriellen RS232-Übertragung oder beim CAN-Bus⁵⁶ verwendet.

Eine Variante ist der NRZ-I (Non Return to Zero-Invers), bei dem bei jeder 1 der Pegel wechselt. Eingesetzt wird NRZ-I beim USB und beim FDDI und bei der Aufzeichnung von Daten auf CD-ROM und Festplatte. (Abbildung 8.17).

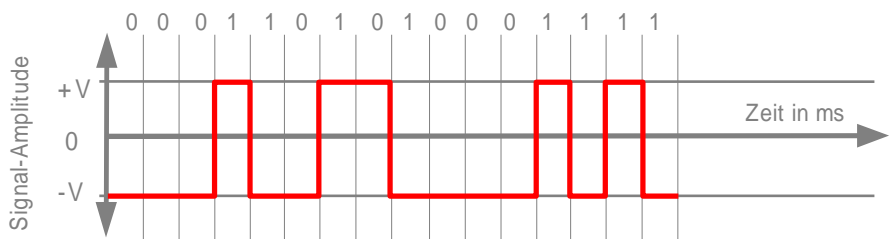


Abbildung 8.17: Der NRZ-I-Code

⁵⁶ Der CAN-Bus (Controller Area Network) gehört zu den Feldbussen. Es handelt sich dabei um ein serielles Bussystem, das von BOSCH für die KFZ-Automatisierung entwickelt wurde und 1985 zusammen mit Intel vorgestellt wurde, um die Kabelbäume (bis zu 2 km pro Fahrzeug) zu reduzieren und dadurch Gewicht zu sparen.

8.2.3.1.2 Return to Zero (RZ)

Die Return to Zero-Codierung ist eine Weiterentwicklung der NRZ-Codierung.

Bei dieser Codierung ist es möglich, den Takt aus dem Signal zurückzugewinnen. Der RZ-Code ist gekennzeichnet durch einen Rechteckimpuls in der ersten Hälfte des Bitintervalls für das Datenelement 1. Danach erfolgt eine Rückkehr in den Grundzustand (zero, hier -V).

Der Code existiert in zwei Varianten. Einerseits als polarer RZ-Code, bei dem die Einsen immer als positiven Pegel dargestellt werden (Abbildung (8.18)), und andererseits als bipolarer, differenzieller⁵⁷ RZ-Code, der die Einsen abwechslungsweise als positiver Pegel und als negativer Pegel darstellt (Abbildung 8.19).

Der Nachteil des RZ-Codes ist, dass für die Pegelwechsel bei der 1 eine doppelte Signal-Bandbreite nötig ist.

Der RZ-Code gelangt in digitalen Schaltungen für die Industrie und sogar im Flugzeugbau zum Einsatz. Die ganz neuen DWDM⁵⁸-Übertragungen benutzen auch den RZ-Code.

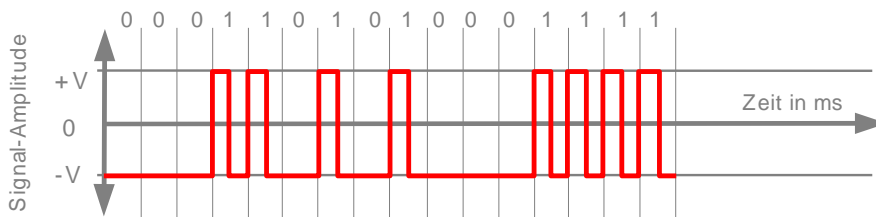


Abbildung 8.18: Polarer RZ-Code

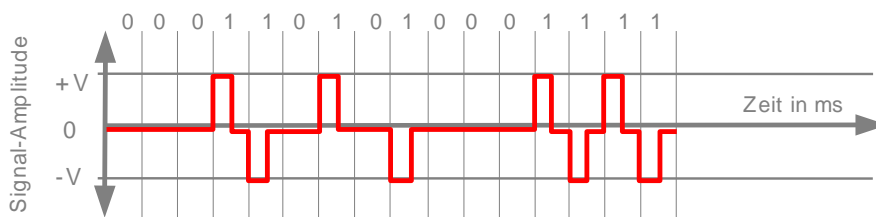


Abbildung 8.19: Bipolarer RZ-Code

⁵⁷ Differenziell bedeutet, dass z.B. die Einsen abwechslungsweise als positiver Pegel oder als negativer Pegel dargestellt werden. Man erreicht dadurch besonders bei gestörten Leitungen eine Signalwiederherstellung beim Empfänger.

⁵⁸ DWDM = Dense Wave Division Multiplex, eine Lichtwellenleiter-Übertragungstechnik

8.2.3.2 Biphase Leitungscodes

Bei biphasen Leitungscodes werden die Symbolwerte durch Pegelwechsel codiert. Im Folgenden sind einige typische biphase Leitungscodes dargestellt.

8.2.3.3 Manchester-Code

Der Manchester-Code ist ein sehr typischer biphaser Leitungscode, da er die Einsen als Pegelwechsel von plus nach minus codiert und die Nullen in umgekehrter Richtung.

Die Manchestercodierung wird bei 10 MBit-Ethernet für die Taktrückgewinnung aus dem Bitstrom verwendet. Weil das Signal zwischen den Takten den Pegel wechselt, wird im schlimmsten Fall die doppelte Anzahl Signalwechsel benötigt. Das bedeutet, dass bei 10 MHz nur 5 Mbit/s übertragen werden könnten. In der Praxis wird Ethernet mit einer Bandbreite von 30 MHz betrieben, was eine Datenrate von 10 Mbit/s erlaubt.

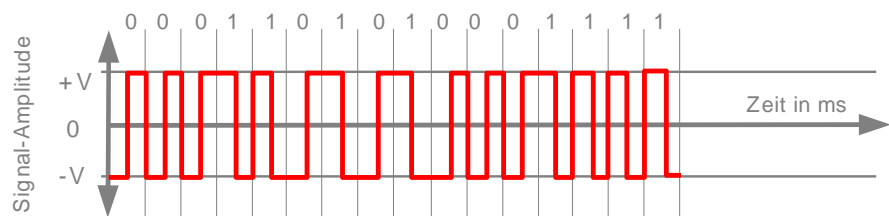


Abbildung 8.20: Der Manchester-Code

8.2.3.3.1 Differential-Manchester-Code

Beim Differential-Manchester-Code zeigt das Vorhandensein eines Signalwechsels am Anfang des Taktsignals, ob eine 0 oder eine 1 folgt. Wechselt das Signal von High zu Low, so folgt eine 0. Wechselt das Signal nicht, so folgt eine 1 (Bsp. Token-Ring).

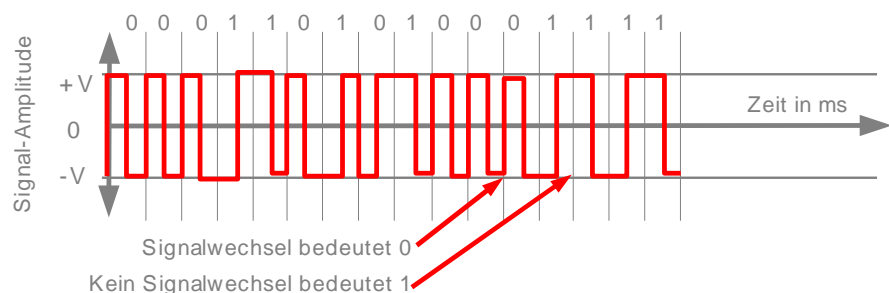


Abbildung 8.21: Der Differential-Manchester-Code

8.2.3.4 Ternäre Codes

Bei ternären Codes werden die beiden Symbolwerte 0 und 1 durch 3 Codiersymbole -1, 0 und +1 abgebildet.

8.2.3.4.1 Der High Definition Bipolar-Code (HDB3-Code)

Der HDB3-Code gleicht dem Bipolar-AMI-Code. Der Unterschied besteht darin, dass bei 4 und mehr aufeinander folgenden Nullen absichtlich nach drei Nullen ein Signalwechsel in der gleichen Richtung wie die letzte Eins (Verletzung der Regel, engl. violation) stattfindet, damit das Problem des Gleichspannungsanteiles minimiert und eine hohe Störanfälligkeit erreicht werden kann.

(Bsp. in WANs auf 2,048 MBit/s Übertragungsstrecken (E1))

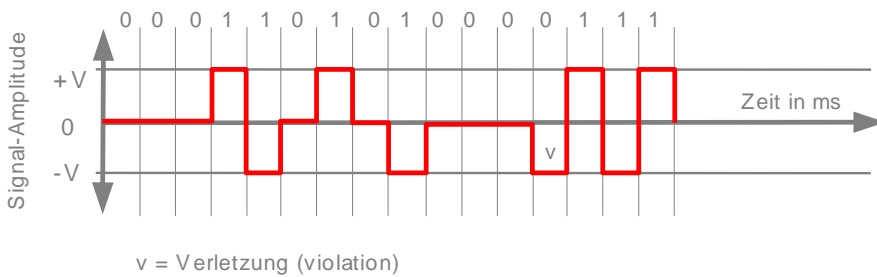


Abbildung 8.22: Der HDB3-Code

8.2.3.4.2 Der 2B1Q (2Binär/1Quarternär) Code

Der 2B1Q-Code, wie er im ISDN-Netz angewendet wird, überträgt pro Taktsignal 2 Bit und benutzt dazu vier Spannungsniveaus. Weitere ähnliche Codes, z.B. der 4B/3T-Code (4Binär/3Ternär), überträgt pro Taktsignal 4 Bit auf drei Spannungsniveaus (Ternär) (z.B. ISDN).

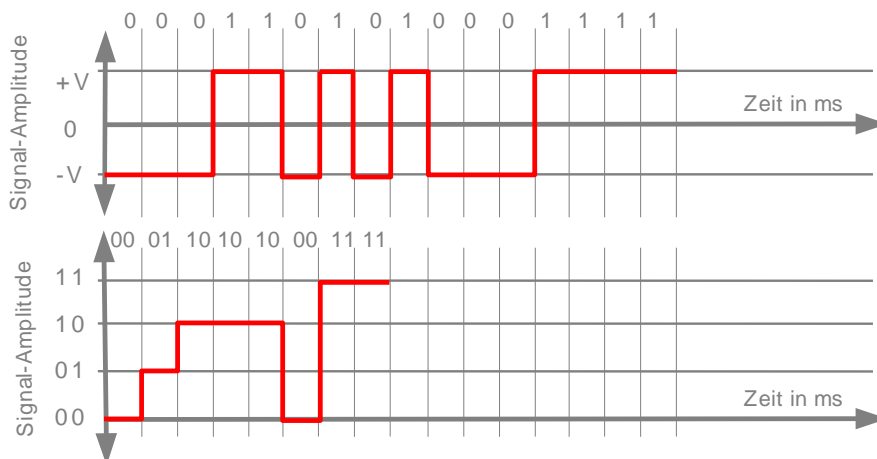


Abbildung 8.23: Der 2B1Q-Code

8.2.3.4.3 Bipolar-Alternate Mark Inversion-Codierung (AMI)

Hier wird versucht, den Gleichspannungsanteil zu minimieren, indem eine 0 mit 0V dargestellt wird und die 1 jeweils alternierend mit +5V oder -5V dargestellt wird (Bsp: WAN-Verbindungen (E1, T1)).

8.2.3.5 Block-Codes

Block-Codes sind Codes, bei denen m-Bits als Block zusammengefasst und zu einem neuen Block der Länge n codiert werden

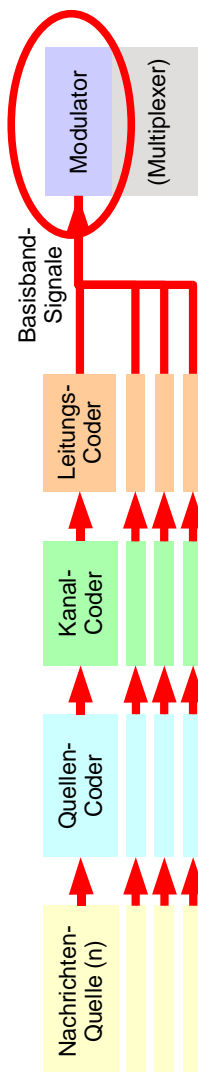
8.2.3.5.1 4B5B-Code / 8B/10B-Code

Gigabit Ethernet, ATM und andere Hochgeschwindigkeits-Übertragungen auf der Basis der Fibre Channel-Norm, welche für Übertragungen auf LWL aufgestellt wurde, benutzen den 4B/5B- oder den 8B/10B-Code, der vier respektive acht Bit mithilfe von ausgeklügelten Code-Tabellen auf fünf respektive 10 Bit erweitert und damit lange 1- oder 0-Intervalle im Bitstrom verhindert. Dazu werden jeweils 4 Daten-Bit in 5 Signal-Bit codiert. Dabei darf es nicht mehr als eine führende „0“ und nicht mehr als 2 abschliessende „0“ geben. Anschliessend werden die Bits mit dem NRZ-I-Code übertragen.

Bedingt durch das Einfügen von Redundanz erreicht man nur eine Effizienz von 80%.

Der 4B5B-Code wird zum Beispiel bei FDDI verwendet.

Auch 100-MBit-Ethernet verwendet zur Taktrekonstruktion eine 4Bit/5Bit-Codierung. Die Übertragungsrates auf dem Kabel beträgt daher 125 MBit/s. Die Übertragung wird auf drei Spannungsstufen im Wechsel 0,1,0,-1 durchgeführt, wobei die Information durch Halten einer Stufe bei 0 Bits übertragen wird (MLT-3-Verfahren⁵⁹). Dieses Verfahren hat den Vorteil einer guten Frequenzausnutzung.



8.2.4 Modulieren / Demodulieren

Diese Technologie wird mittels MoDem-Geräten realisiert. Dies sind Geräte, die Bitströme in Wellenform umwandeln. Sodass sie anschliessend auf analogen Leitungen übertragen werden können.

Sollen die digitalen Daten in analoger Form übertragen werden (Telefon, Funknetze), müssen diese ebenfalls zuerst aufbereitet werden. Typische Anwendungen dafür sind die Datenübertragung mit Modems und dem analogen Telefonnetz oder neuerdings die Digital Subscriber Line-Übertragungen (xDSL).

Die digitalen Daten müssen in diesem Fall in analoge Signale umgewandelt werden. Dies wird dadurch erreicht, dass auf einem Dauerton von beispielsweise 1000 bis 2000 Hz, dem so genannten Sinuswellenträger (sine wave carrier), die Amplitude, die Frequenz oder die Phasenlage moduliert wird (ein Bipolar-AMI-Code ist zur Verdeutlichung mit abgebildet).

1. Die Amplitude (Spannungspegel) der analogen Sinus-Schwingung wird verändert.

⁵⁹ MLT-3 (Multilevel Transmission Encoding - 3 levels) ist ein in der Nachrichtentechnik zur Datenübertragung über elektrische Kabel verwendetes Verfahren mit drei Spannungspegeln (+,0,-) (ternäres Signal) - im Gegensatz zu zweier-tigen Verfahren wie NRZ, NRZ-I oder RZ.

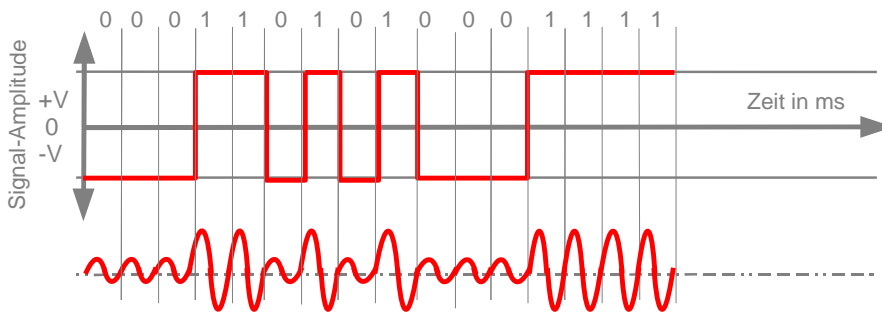


Abbildung 8.24: Die Amplitudenmodulation

2. Die Frequenz (Tonhöhe) der analogen Sinus-Schwingung wird verändert.

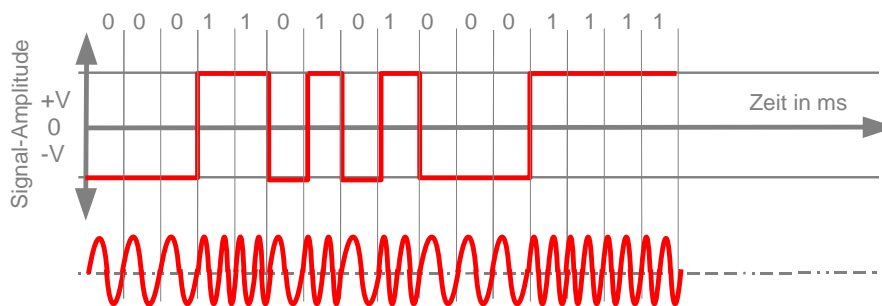


Abbildung 8.25: Die Frequenzmodulation

3. Die Phasenlage der analogen Schwingung wird systematisch, in gleichmässigen Intervallen, geändert. In diesem Beispiel alle 180° . Andere Intervalle, z.B. 30° , 45° oder 60° , sind ebenfalls möglich.

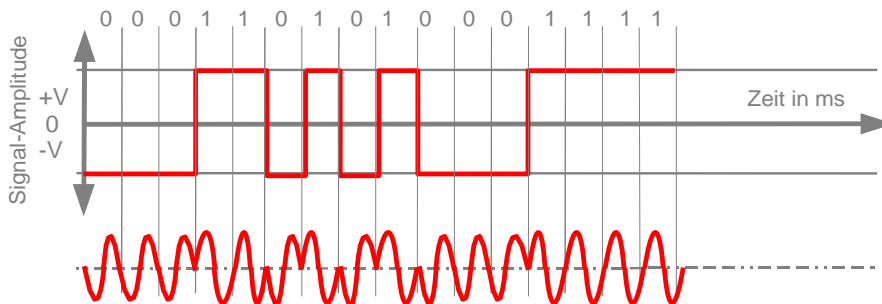


Abbildung 8.26: Phasenmodulation (180°)

Die drei Modulationsarten haben den grossen Vorteil der fehlenden DC-Komponente (Direct Current = Gleichstrom) im Netz.

8.2.4.1 QPSK / QAM

In der Praxis werden die drei Modulationsarten kaum angewendet, da diese die zur Verfügung stehenden Bandbreiten schlecht ausnützen. So wird für eine Übertragungsrate von beispielsweise 10 MBit/s eine Kanal-Bandbreite von 10 MHz benötigt. (Anmerkung: In den USA wird die Übertragungsrate mit bps (bit per second) abgekürzt.)

Die ersten Modems für die Datenübertragung auf Telefonleitungen arbeiteten mit 300 Bit/s, oder wie man damals sagte mit 300 Baud. Die Kanalbandbreite von 3000 Hz des Telefonnetzes wurde damit nicht ausgeschöpft. Aber bereits mit den 2400 Bit/s-Modems wurde die Grenze des Telefonnetzes erreicht. Bis zu dieser Übertragungsgeschwindigkeit könnte man auch die oben erwähnten Modulationsverfahren einsetzen, weil jeder Zustand der Modulation entweder eine 1 oder eine 0 repräsentierte.

Praxis-Hinweis:

Schnelle Telefonie-Modems, die neuen xDSL-Technologien und TV-Kabelmodems verfügen neben unterschiedlichen Datenkompressionsmöglichkeiten über die Quadratur Phasen Modulation (QPSK, Quadratur Phase Shift Keying) oder Quadratur Amplituden Modulation (QAM) Technologien.

Selbstverständlich werden heute grössere Datenübertragungsraten gewünscht. Es ist daher unerlässlich, einen Ausweg zu suchen. Eine Möglichkeit wäre, die Telecom-Betriebe zu überzeugen, dass sie die Bandbreite erweitern. Das kommt aber nicht in Frage und wäre auch nicht nötig, da einige findige Köpfe eine Lösung gefunden haben, um mit der heutigen Bandbreite grosse Datenmengen zu übertragen und somit die restliche Bandbreite für andere Zwecke einzusetzen.

Die beiden Methoden sind vom PSK und ASK abgeleitet. Wird mit einer Amplitude und verschiedenen Phasenlagen gearbeitet, spricht man von QPSK. Werden noch verschiedene Amplitudenwerte zur Übertragung verwendet, dann spricht man von QAM.

Das folgende Beispiel der QPSK zeigt, wie, ähnlich dem 2B1Q-Code, der Bitstrom in Bitmuster à 2 Bit aufgeteilt wird. Jedem Bitmuster wird eine eindeutige Phasenlage (Winkel) zugeordnet. Der Empfänger muss somit nur die Phasenlage im Signal überprüfen und kann somit das Bitmuster wieder rekonstruieren.

Eine übersichtliche Darstellung der Phasenlagen erreicht man mit Vektoren. Die Länge der Vektoren symbolisiert die Amplitudenwerte, und die Winkel der Vektoren im Koordinatensystem entsprechen der Phasenlage. Eine solche Darstellung wird Phasendiagramm genannt. Abbildung 8.28 zeigt eine 16-QAM. Es wird wiederum das Phasendiagramm verwendet. Im Unterschied zum QPSK variieren hier auch die Amplituden (durch verschieden lange Vektoren symbolisiert).

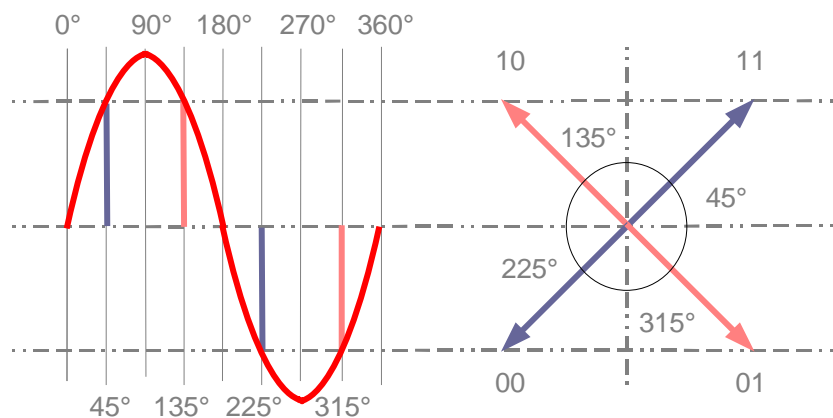


Abbildung 8.27: Ableitung der Vektordarstellung beim QPSK (4-QAM)

Es sind hier 3 Amplituden und 12 Phasenwinkel eingesetzt: Das ergibt die nötigen 16 Zustände, um 4 Bit pro Signalwechsel zu übertragen (1 Bit pro Signalwechsel nennt man 1 Baud).

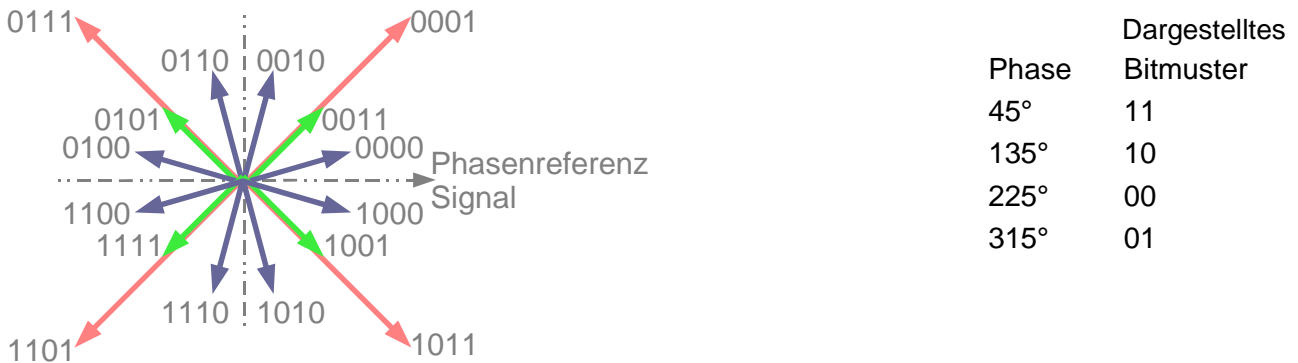


Abbildung 8.28: Phasendiagramm eines 9'600 Bit/s-Modems (16-QAM)

Die Zustandstabelle sieht wie folgt aus:

| Phase in Grad | Amplitude | Bitmuster |
|---------------|-----------|-----------|
| 15° | 1 | 0000 |
| 45° | 1,5 | 0001 |
| 75° | 1 | 0010 |
| 45° | 0,5 | 0011 |
| 165° | 1 | 0100 |
| 135° | 0,5 | 0101 |
| 105° | 1 | 0110 |
| 135° | 1,5 | 0111 |
| 345° | 1 | 1000 |
| 315° | 0,5 | 1001 |
| 285° | 1 | 1010 |
| 315° | 1,5 | 1011 |
| 195° | 1 | 1100 |
| 225° | 1,5 | 1101 |
| 255° | 1 | 1110 |
| 225° | 0,5 | 1111 |

Tabelle 8.5: Die Zustandstabelle des 16-QAM

Selbstverständlich kann man berechnen, wie viele Vektoren (Längen und Winkel) notwendig sind und wie viele Stellen das Bitmuster haben muss, um andere Datenraten mit 2400 Baud zu übertragen.

Die Datenrate (R) in Bit/s gibt an, wie viele Bit pro Sekunde durch eine Übertragungsleitung gesendet werden können.

Die Modulationsrate (D) in Baud ist meistens durch die Bandbreite der Übertragungsleitung gegeben.

Die Anzahl (n) Bit pro Baud, die notwendigerweise moduliert werden müssen, um Datenraten zu übertragen, welche grösser als die Modulationsrate sind, können mit folgender Formel berechnet werden.

$$n = \frac{R}{D} \quad n = \frac{9600 \text{ Bit/s}}{2400 \text{ Baud}}$$

Abbildung 8.29: Formel für die Berechnung der Anzahl Bit mit Beispiel

Praxis-Hinweis:

Für unser 9600 Bit/s-Modem haben wir 2400 Baud zur Verfügung. Mit obiger Formel kann man eruieren, dass 16 Signalelemente notwendig sind. Welche Vektorlängen und Winkel zum Einsatz kommen, hängt jedoch noch von anderen Überlegungen ab (z.B. Eindeutigkeit der Zuweisungen).

Für unser Beispiel heisst das, dass 9600 Bit/s nur übertragen werden können, wenn mit jedem Baud vier Bits übertragen werden können. Daher kommt in unserem Beispiel die 16-QAM-Codierung.

Wenn man nun die Anzahl der notwendigen Vektoren eruieren will (Signalelemente [N]), so kommt folgende Formel zur Anwendung:

$$N = 2^n \quad N = 2^4 = 16$$

Abbildung 8.30: Berechnung der Anzahl der Signalelemente mit Beispiel

Tabelle 8.6 zeigt die verschiedenen QAM-Modulationen.

| QAM | Anzahl Punkte | Bemerkung |
|---------|---------------|--|
| 4-QAM | 4 | 2 Bits |
| 8-QAM | 8 | 3 Bits, entspricht 8-PSK |
| 16-QAM | 16 | 4 Bits |
| 32-QAM | 32 | 5 Bits (es wären 36 Punkte möglich, Eckpunkte des Quadrates werden nicht benutzt, um auf 32 Punkte zu kommen). |
| 64-QAM | 64 | 6 Bits |
| 128-QAM | 128 | 7 Bits (es wären 144 Punkte möglich, Eckpunkte des Quadrates werden nicht benutzt, um auf 128 Punkte zu kommen). |
| 256-QAM | 256 | 8 Bits |
| 512-QAM | 512 | 9 Bits, hier ist die Störanfälligkeit bereits so gross, dass dieses Modulationsverfahren kaum angewendet wird. |

Tabelle 8.6: QAM-Modulationsverfahren im Überblick

8.2.4.2 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

Beim OFDM werden statt der einzelnen Signalträger mehrere Träger gleichzeitig moduliert. Jeder einzelne Träger ist phasen- und (ab 4 bit pro Symbol zusätzlich) amplitudenmoduliert und trägt von daher die Information von mehreren Bits.

Dieses Modulationsverfahren liefert viel stabilere Signale als alle anderen Verfahren. Dies, weil die Bits nicht auf einem seriell geschalteten Träger übertragen werden, sondern auf parallelen Trägern gleichzeitig. Diese Technik bewirkt, dass das resultierende einzelne Hochfrequenzsignal viel länger vom Empfänger abgetastet werden kann, nämlich so lange, bis alle parallel übertragenen anderen Signale ebenfalls abgetastet worden sind, ohne dass die Übertragungsleistung beeinträchtigt würde.

Ein Beispiel mit 8192 Trägern, einer 64-QAM-Modulation pro Träger-signal (entspricht 6 Bit pro Träger) und einer Taktrate (Symbol-dauer) von einer Millisekunde: Damit lassen sich $8192 * 6 * 1 / 1.e-3 = 49152000$ Bit/s (ca. 50 Mbit/s) übertragen.

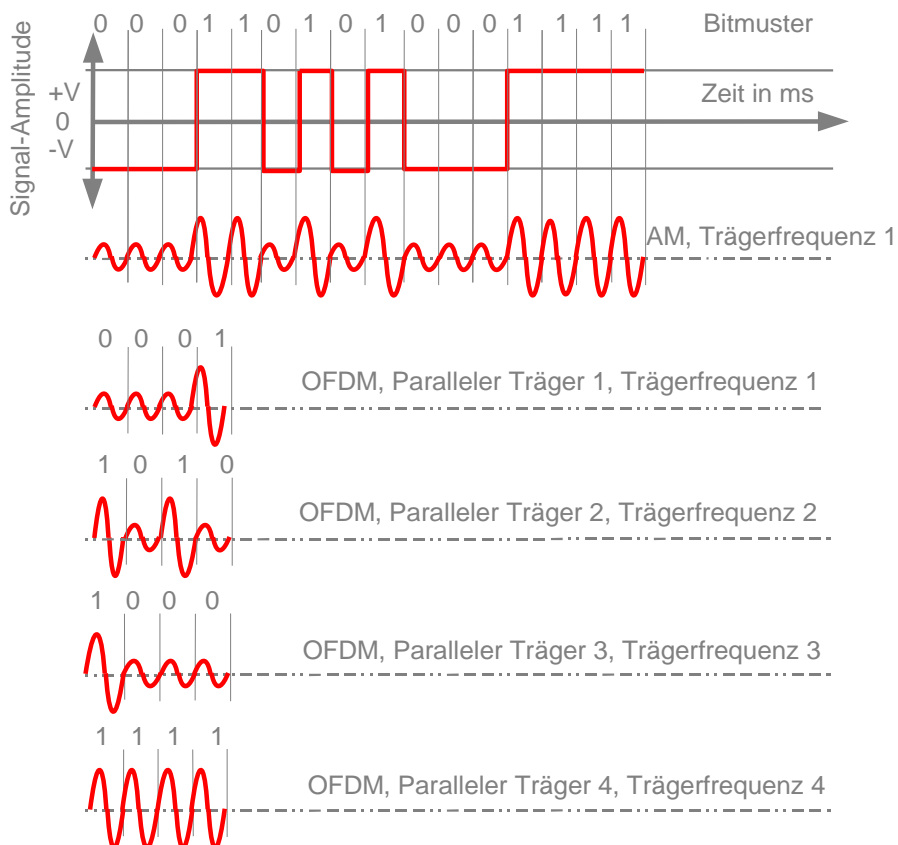


Abbildung 8.31: Das Prinzip der parallelen Übertragung bei OFDM

8.2.4.3 Anwendungsbeispiele

| Standard | Verfahren |
|----------|--|
| DVB-S | Für den Satellitenkanal: wenig Laufzeitverzerrung, schwache Signale. Die Modulation ist QPSK; die Symbolrate liegt bei 20...30 MSymbole/s. Eine doppelte FEC, bestehend aus einem Blockcode [Reed-Solomon (188,204,8)], einem Interleaver und einem Faltungscode mit Punktierungen zwischen 1/2 und 7/8, reduziert den Einfluss des additiven Rauschens maximal. |
| DVB-C | Für das Breitbandkabel: keine Laufzeitverzerrung, sehr wenig Bandbreite. Die Modulation ist QAM, mit 16, 32, 64, 128 oder 256 Symbolen. Die Symbolrate liegt bei knapp 7 MSymbole/s für ein 8-MHz-Raster. Es wird nur der Blockcode [Reed-Solomon (188,204,8)] als FEC verwendet, da die Signale im Kabel sehr störungsfrei sein sollten. |
| DVB-T | Für die terrestrische Ausstrahlung speziell zu mobilen Empfängern: sehr starke Laufzeitverzerrung, wenig Bandbreite, Fading. Zur Laufzeitverzerrung wird eine OFDM mit 1705 oder 6817 Trägern verwendet; die Modulation auf jedem Träger ist QPSK oder QAM mit 16 oder 64 Symbolen. Die Symbolrate (Summe aller Träger) variiert je nach Kanalbandbreite und Schutzintervall um 5...7 MSymbole/s. Es wird dieselbe doppelte FEC wie bei DVB-S verwendet. |
| ADSL | Asymmetric Digital Subscriber Line OFDM mit 32 Trägern für den Up- und 190 für den Downstream (jeweils 4,3125 kHz über ca. 1 MHz Bandbreite) |
| WLAN | 54 Mbps-WLAN OFDM mit 52 Trägern nach IEEE 802.11g und nach IEEE 802.11a |

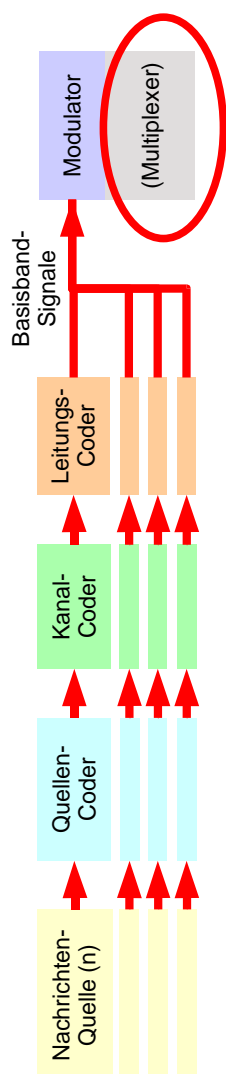


Tabelle 8.7: Einige Anwendungsbeispiele von Modulationen

8.3 Multiplexen

Dieses Verfahren wird hauptsächlich in den Zentralen der grossen Netze angewendet, wo die Daten von mehreren Leitungen mit kleiner Bandbreite auf eine einzige Leitung mit grosser Bandbreite aufgeschaltet werden. Siehe dazu auch das Synchrones Digitale Hierarchy (SDH) in Teil I des Buches. Zwischen den Zentralen werden die Daten auf Netzen mit grosser Bandbreite transportiert (Breitbandnetze) und auf der anderen Seite werden mehrere Teilnehmer von einer Zentrale aus mit Daten versorgt.

Grundsätzlich kann das Multiplexen (Konzentrieren, Verdichten) auf zwei verschiedene Arten geschehen:

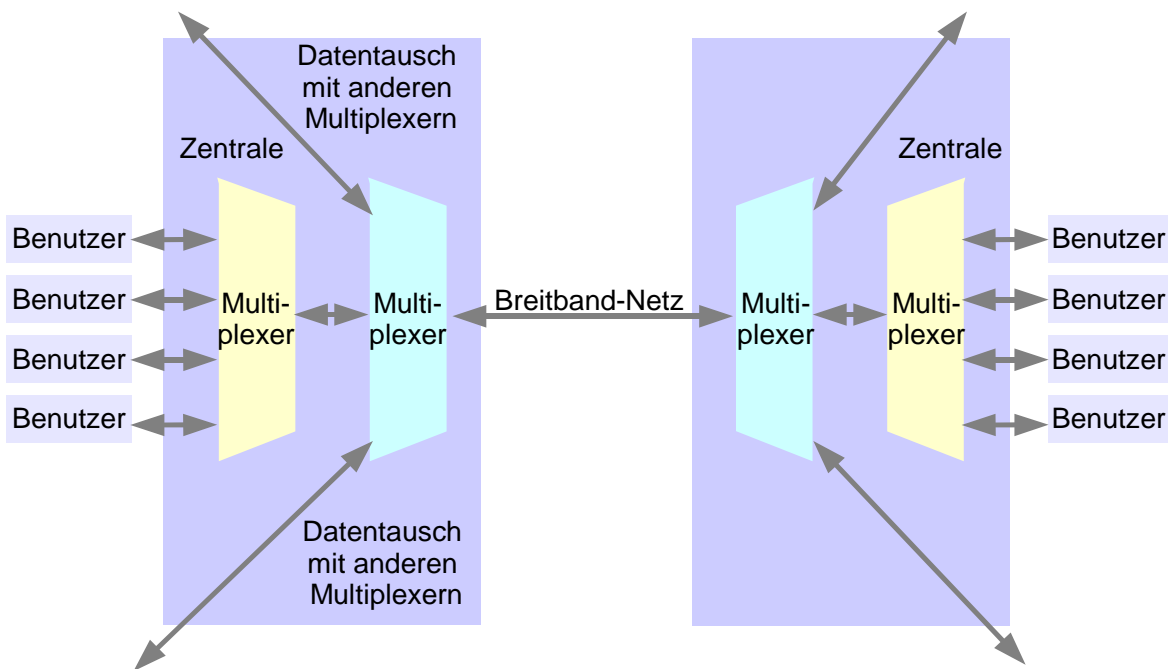


Abbildung 8.32: Grundsätzliches Konzept des Multiplexens

8.3.1 Frequenzmultiplexen (FDM)

Beim Frequenzmultiplexverfahren (Frequency Division Multiplexing, FDM) wird jedem Teilnehmer ein Teil der gesamten Bandbreite (ein Kanal) zur Verfügung gestellt. Die Übertragungsrate ist vor und hinter dem Multiplexer gleich gross.

Breitbandnetze, wie sie die Kabelfernsehbetreiber (CATV) im Einsatz haben, nutzen die Technik des FDM, da es wenig sinnvoll ist, von der Zentrale aus zu jedem Teilnehmer für jeden Fernsehkanal eine eigene Leitung zu unterhalten.

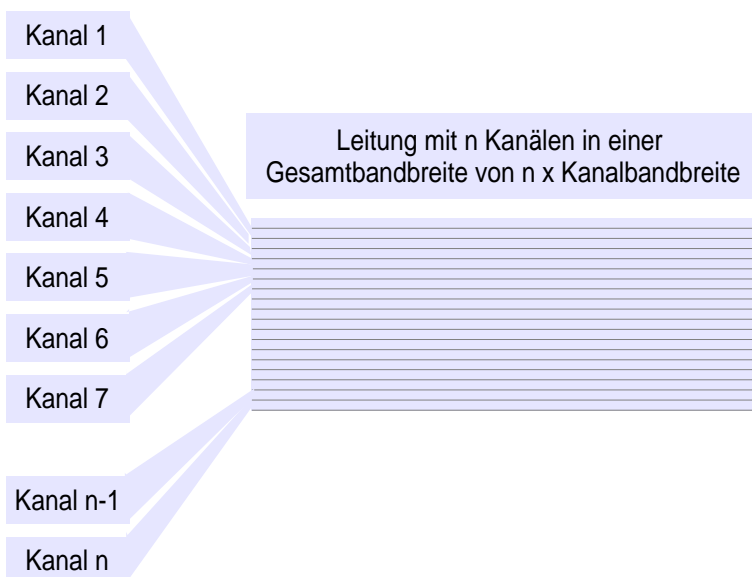


Abbildung 8.33: Das Frequenzmultiplexen

8.3.2 Zeitmultiplexen (TDM)

Beim Zeitmultiplexverfahren (Time Division Multiplexing, TDM) werden von jedem Teilnehmer reihum eine gewisse Zeit lang Daten auf die Leitung geschickt. Er hat somit zeitweise die ganze Bandbreite zur Verfügung. Die Übertragungsrate ist hinter dem Multiplexer n Mal grösser ($n = \text{Anzahl Kanäle vor dem Multiplexer}$). Es können nur digitale Daten mit TDM übermittelt werden.

Digitale Dienste, wie zum Beispiel das ISDN, nutzen diese Technik.

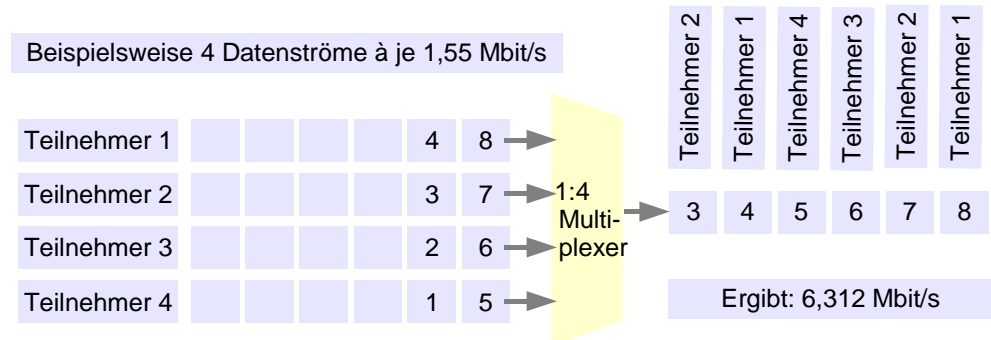


Abbildung 8.34: Das Zeitmultiplexen

Es sind Kombinationen dieser beiden Verfahren möglich, indem auf einem Breitbandnetz die Frequenz-Känäle (FDM) nach einem TDM-Verfahren in so genannte Zeitschlitze eingeteilt werden. Die GSM-Telefonie (Global System for Mobile Communication) benutzt 124 Frequenzkanäle (Duplex) à 200 kHz Bandbreite. Jeder Frequenzkanal wird mit TDM in 8 Zeitschlitze unterteilt (1:8 TDM). Dies ergibt theoretisch $124 \times 8 = 992$ GSM-Kanäle (Duplex) pro GSM-Zelle.

8.3.3 Wellenlängenmultiplexverfahren (WDM)

Beim Wellenlängenmultiplexverfahren (Wavelength Division Multiplexing, WDM) wird das FDM auf Glasfaserkabel angewendet, indem jeder Kanal mit einer eigenen Licht-Wellenlänge in einer einzigen Glasfaser übertragen wird. Die Aufteilung der Kanäle erfolgt in optischen Prismen oder Beugungsgittern.

Im Prinzip können damit mehrere SDH-Kanäle (z.B. OC-48) auf mehreren Wellenlängen auf dem gleichen LWL übertragen werden.

Eine Weiterentwicklung ist das Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM), das heute mehr als 64 Wellenlängenkanäle à je 40 Mbit/s im Protected Mode (links und rechts herum im Ring) übertragen kann. Dies führt zu Übertragungsraten im Terabit/s-Bereich!

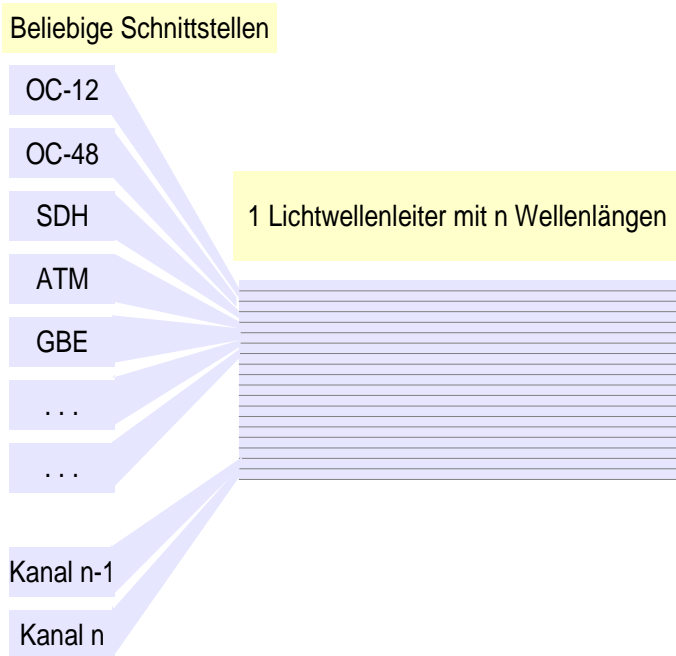


Abbildung 8.35: Das Prinzip des DWDM

8.4 Aufgaben

1. Eine Übertragung von 2 Gbit/s soll auf einer Übertragungsstrecke mit einer Kanal-Bandbreite von 500 MHz übertragen werden. Wie viele Signalelemente sind dazu notwendig? (Rechnungsgang angeben)
2. Ein OFDM mit 512 Trägern, einer 64-QAM-Modulation pro Trägersignal und einer Taktrate (Symboldauer) von zwei Millisekunden sei gegeben. Wie viele Bit/s lassen sich damit übertragen? (Rechnungsgang angeben)
3. Weshalb ist QPSK mit 4-QAM identisch? Bitte in wenigen Sätzen begründen.

Lösungen unter www.sauerlaender.ch/downloads