

## Überblick zu Kapitel 2 von Beispiele von Nachrichtensystemen

Digital Subscriber Line – kurz DSL – heißt wörtlich lediglich „Digitale Teilnehmeranschlussleitung“. Heute ist DSL ein Synonym für Hochgeschwindigkeits-Internetzugänge im Teilnehmeranschlussbereich zum Endkunden. Im Weiteren werden wir vorwiegend den in der Industrie verwendeten Begriff „xDSL“ für die Hochgeschwindigkeitszugänge verwenden, wobei „x“ als Platzhalter für das spezifische Verfahren zu verstehen ist, zum Beispiel HDSL, ADSL und VDSL.

xDSL wurde maßgeblich von den Normungsgremien ANSI (USA) und ETSI (Europa) und der ITU (weltweit) standardisiert. Aufgrund unterschiedlicher, bereits bestehender technischer Gegebenheiten und Präferenzen von Entwicklern und Betreiber ergab sich eine große Vielfalt national unterschiedlicher Ausführungen nominal gleichlautender xDSL-Standards. Wir werden uns im Folgenden vorwiegend auf die deutschen xDSL-Ausführungen beschränken.

Dieses Kapitel beinhaltet im Einzelnen:

- einen Überblick der historischen Entwicklung und Standardisierung von xDSL,
- die Unterschiede zwischen ADSL und VDSL sowie Statistiken über deren Verbreitung,
- eine kurze Beschreibung von xDSL aus Kommunikationsprotokoll-sicht,
- die Bandbreitenbelegungen bei den verschiedenen xDSL-Varianten ADSL und VDSL,
- eine detaillierte Beschreibung der DSL-Übertragungsverfahren QAM, CAP und DMT,
- die Probleme bei der Digitalsignalübertragung über Kupfer-Doppeladern allgemein,
- der Zusammenhang zwischen SNR, Reichweite und Übertragungsrate,
- die eingesetzten Fehlerkorrekturmaßnahmen zur Senkung der Bitfehlerrate.

Die theoretischen Grundlagen werden auf 48 Bildschirmseiten dargelegt. Außerdem beinhaltet dieses Kapitel noch 56 Grafiken, sechs Aufgaben und vier Zusatzaufgaben mit insgesamt 51 Teilaufgaben sowie zwei Lernvideos (LV) und sieben Interaktionsmodule (IM):

- **Eigenschaften von Tiefpass- und Bandpass-Signalen** (LV zu Kapitel 2.3 – Dauer 5:18)
- **Fehlermöglichkeiten bei Anwendung der DFT** (LV zu Kapitel 2.3 – Dauer 7:26)
- **Diskrete Fouriertransformation** (IM zu Kapitel 2.3)
- **Prinzip der Quadratur-Amplitudenmodulation – QAM** (IM zu Kapitel 2.3)
- **Prinzip der Discrete Multitone Transmission – DMT** (IM zu Kapitel 2.3)
- **Discrete Multitone Transmission** (IM zu Kapitel 2.3)
- **OFDM-Spektrum und -Signal** (IM zu Kapitel 2.3)
- **Dämpfung von Kupferkabeln** (IM zu Kapitel 2.4)
- **Zeitverhalten von Kupferkabeln** (IM zu Kapitel 2.4)

**Geeignete Literatur:** [Cab03] – [Dic98] – [Han03] – [Han08] – [KLTW07] – [MP00] – [PW95] – [Roh07] – [RSD07] – [SCS00]

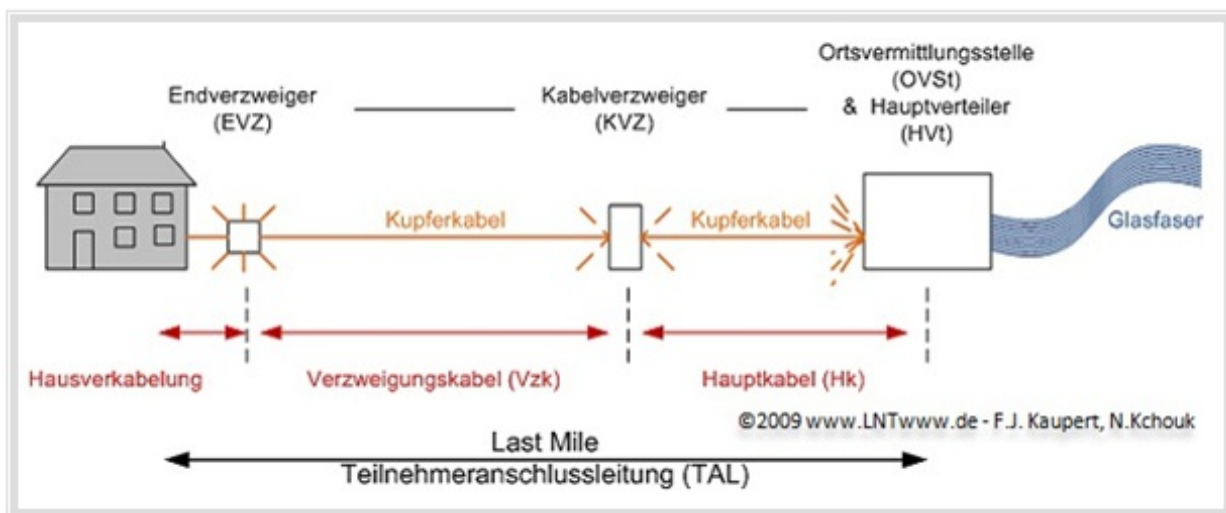
Dieses Kapitel wurde von **Franz-Josef Kaupert** und **Néjib Kchouk** im Rahmen von Abschlussarbeiten in den Jahren 2008 bzw. 2009/2010 erstellt und didaktisch aufbereitet. Die Betreuer dieser Arbeiten waren gemeinsam Prof. Dr.–Ing. **Norbert Hanik** und Prof. Dr.–Ing. habil. **Günter Söder**.

## Motivation für xDSL

Die verschiedenen Varianten von **xDSL – Digital Subscriber Line**, das „x“ ist ein Platzhalter für einen weiteren Buchstaben – entstanden alle aus dem Bedarf heraus, dem Endkunden einen kostengünstigen hochratigen digitalen Datenzugang bereitzustellen. Bei der Konzipierung war zu beachten:

- Die so genannte „*Last Mile*“ – der letzte Abschnitt der Leitung, die zum Teilnehmerhaushalt führt und als **Teilnehmeranschlussleitung (TAL)** bezeichnet wird – stellt den größten Kostenfaktor in einem Kommunikationsnetz dar, da sich im TAL-Bereich das Netz maximal verzweigt.
- Überlegungen, im Teilnehmeranschlussnetz die geschätzten 130 Millionen Kilometer an Kupfer-Doppeladern komplett durch **Glasfaserleitungen** auszutauschen (*Fiber-to-the-Home, FttH*), scheiterten bis heute an den enormen Kosten der meist unterirdischen Verlegungsarbeiten.
- Eine praktikable Lösung war, durch die Nutzung des bestehenden Telefonleitungsnetzes und durch geschickte Kombination verschiedener Codierungs- und Nachrichtenübermittlungstechniken einen Breitbandanschluss anzubieten mit etwas niedrigeren Datenraten als in einem Glasfasernetz.
- Der Telefondienst – entweder analog oder digital (ISDN) – sollte gleichzeitig im gleichen Netz betrieben werden können.

Die Grafik zeigt den Teilnehmeranschlussbereich zwischen Ortsvermittlungsstelle und Endkunden.



## xDSL–Arten und –Begriffe

Bevor wir uns der historischen Entwicklung von DSL bis zum heutigen Stand zuwenden, müssen zuerst die verschiedenen xDSL–Arten definiert und einige Begriffe erklärt werden. Die technischen Merkmale werden in den nächsten Kapiteln in der Tiefe behandelt.

- **ADSL** – *Asymmetric Digital Subscriber Line*: Eine asymmetrische Datenübertragungstechnik mit Datenübertragungsraten von 8 Mbit/s zum Teilnehmer (*Downstream*) und 1 Mbit/s in der Gegenrichtung (*Upstream*).
- **ADSL2** und **ADSL2+**: Erweiterungen von ADSL mit Datenraten bis 25 Mbit/s zum Teilnehmer und bis 1 Mbit/s im Upstream. Die Datenrate wird je nach Kanalzustand dynamisch ausgehandelt.
- **Re–ADSL2**: Eine weitere Erweiterung von ADSL mit etwa 30% Reichweitengewinn bei einer Datenrate von 768 kbit/s im Downstream.
- **HDSL** – *High Data Rate Digital Subscriber Line*: Eine symmetrische Datenübertragungstechnik – also gleiche Raten in Down– und Upstream – mit Datenraten zwischen 1.54 und 2.04 Mbit/s.
- **SDSL** – *Symmetric Digital Subscriber Line*: Symmetrische Datenübertragung mit Datenraten bis zu 3 Mbit/s. Bei vieradriger Beschaltung (zwei Kupfer–Doppeladern) können maximal 4 Mbit/s übertragen werden. Alternativ kann man auch die Reichweite auf Kosten der Bandbreite erhöhen.
- **VDSL** – *Very High Data Rate Digital Subscriber Line*: Eine neuere, auf QAM basierende Datenübertragungstechnik, die in der asymmetrischen Variante mit Bitraten von 25 bis 50 Mbit/s im Downstream und von 5 bis 10 Mbit/s im Upstream arbeitet. Die symmetrische Variante weist im Upstream und Downstream jeweils gleiche Datenübertragungsraten auf.
- **VDSL2** – *Very High Data Rate Digital Subscriber Line 2*: Die Datenübertragungstechnologie mit der derzeit (2009) größten Gesamtdatenrate von bis zu 200 Mbit/s. Das Verfahren basiert auf DMT (*Discrete Multitone Transmission*).
- **UDSL** bzw. **UADSL** – *Universal (Asymmetric) Digital Subscriber Line*.

Unter „DSL“ kursieren daneben auch viele Produkte, die nicht dem xDSL–Standard zuzuordnen sind. Oft sollen sie nur deutlich machen, dass es sich um einen schnellen Datenzugang handelt. Dazu gehören:

- **cableDSL**: Markenname eines deutschen Unternehmens namens TELES AG, das einen schnellen Internetzugang über Kabel anbietet. Der Name wurde nur aus Marketinggründen gewählt.
- **skyDSL**: Markenname für einen europaweit verfügbaren Internetzugang über Satelliten mit bis zu 24 Mbit/s im Downstream. Der Upstream erfolgt hier über POTS oder ISDN.
- **T-DSL via Satellit**: Markenname für einen Downstream–Internetzugang der Telekom über Satellit. Zum Senden wird ein herkömmliches Modem oder eine ISDN–Verbindung verwendet.
- **WDSL** – *Wireless Digital Subscriber Line*: Markenname eines deutschen Unternehmens, das mit Funktechnik in DSL–freien Gebieten Datenraten bis zu 108 Mbit/s ermöglichen soll.
- **mvoxDSL**: Markenname eines schnellen Internetzugangs mit „WiMAX–ähnlicher Funktechnik“, der ebenso wie WDSL und PortableDSL nur ein Hilfskonstrukt für DSL–freie Gebiete darstellt.

## Historische Entwicklung von xDSL – Standardisierungen (1)

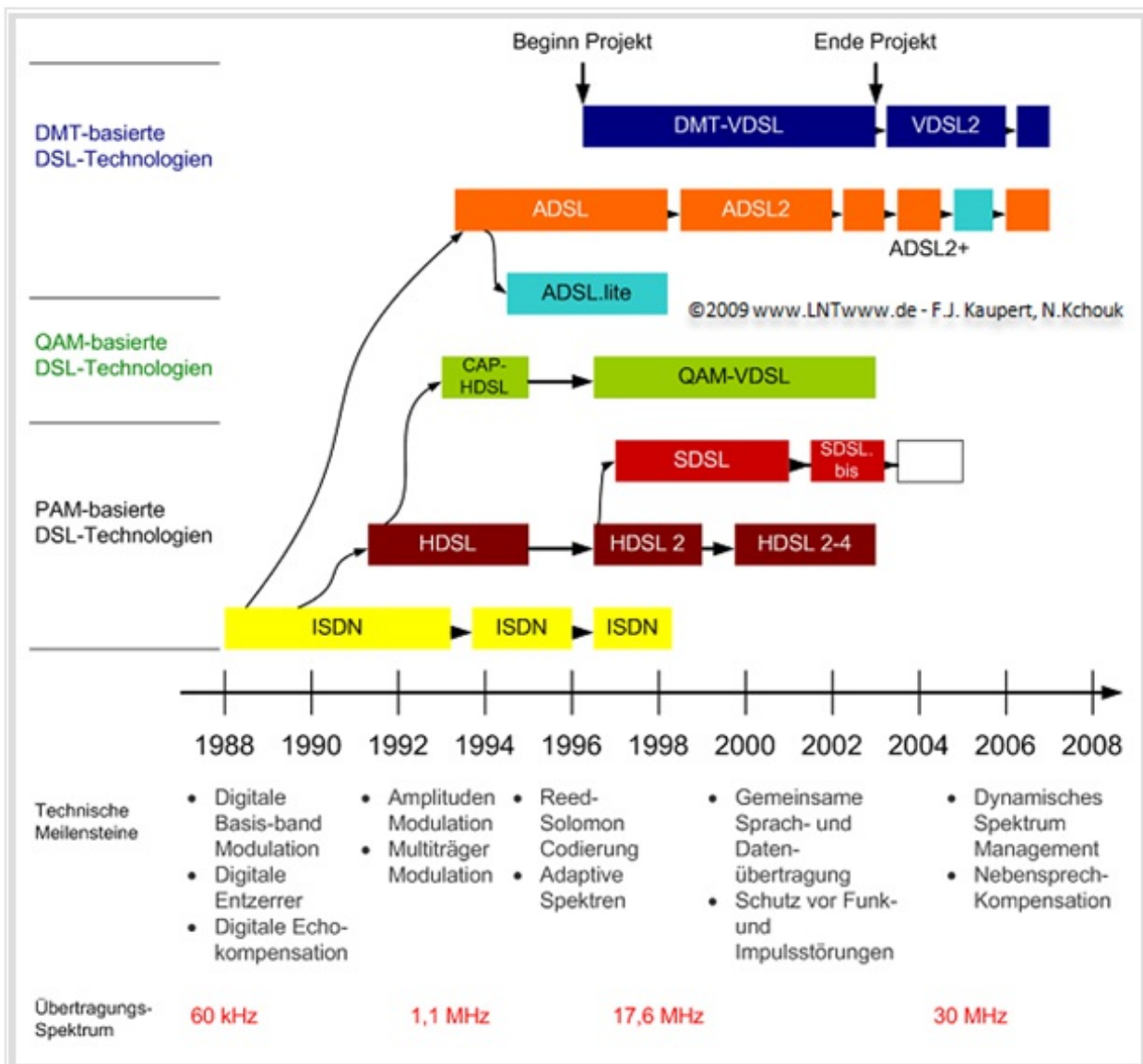
Schon in den 1970er Jahren wurde von Netzbetreibern die Notwendigkeit digitaler Teilnehmeranschlüsse zur Verbesserung der Leitungsausnutzung und zur Erhöhung des Kundenkomforts erkannt. Nach der Spezifikation von ISDN Anfang der 1980er Jahre begann dann die eigentliche Entwicklung von DSL.

Diese Entwicklung wurde von den Erkenntnissen vieler weltweit angesiedelter Gruppen beeinflusst. Dementsprechend unstrukturiert verlief die Standardisierung. Aus der **Liste** auf der nächsten Seite wird deutlich, dass bei den verschiedenen Standards weltweit unterschiedliche Gremien federführend waren.

In der Industrie wichen die Daten zur technischen Verwirklichung der einzelnen xDSL-Standards von der Spezifikation oft merklich ab. So wurden manche Standards teilweise schon vor der Spezifikation als Projekte begonnen, da die Industrieparteien auch in den Gremien zur Standardisierung vertreten waren.

Die Grafik veranschaulicht Zusammenhänge zwischen

- Meilensteinen beim theoretischen und praktischen Entwurf von Übertragungssystemen,
- parallel verlaufenden Fortschritten in der Halbleiterentwicklung, und der
- Realisierung der einzelnen xDSL-Standards mit den entsprechenden Bandbreiten (Datenraten).



## Historische Entwicklung von xDSL – Standardisierungen (2)

Hier die Meilensteine der DSL-Entwicklung in Kurzform:

- 1986** Ein erstes Konzept für HDSL (*High-bit-rate Digital Subscriber Line*) wird von AT&T, Bell Laboratories und Bellcore definiert.
- 1989** Die ersten HDSL-Prototypen erscheinen. # Bellcore arbeitet inzwischen an der konzeptionellen Definition von ADSL.
- 1992** Im Februar erstmalige Veröffentlichung des ANSI Technical Report E1T1/92-002R1: „*High Bit-rate Digital Subscriber Line – HDSL*“. # Die ersten Prototypen für ADSL (*Asymmetric Digital Subscriber Line*) erscheinen.
- 1994** Das VDSL-Konzept (*Very-high-speed Digital Subscriber Line*) wird erstmalig diskutiert.
- 1995** Veröffentlichung des ETSI Technical Report ETR 152: „*High-bit-rate Digital Subscriber Line (HDSL)*“ sowie „*Transmission Systems on Metallic Local Lines*“. # Erste Feldversuche mit ADSL in den USA. # Veröffentlichung des ersten ADSL-Standards ANSI T1.413: „*Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) Metallic Interface*“.
- 1996** Erstmalige Veröffentlichung des ETSI Technical Report ETR 328: „*Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL)*“ sowie „*Transmission and Multiplexing (TM)*“.
- 1998** Im April erstmalige Veröffentlichung der ETSI Technical Specification TS 101 270-1 V1.1.1: „*Very-high-speed Digital Subscriber Line (VDSL)*“. # Nahezu zeitgleich erstmalige Veröffentlichung des ANSI Draft Technical Document T1E1.4/98-043R1: „*Very-high-speed Digital Subscriber Lines*“. # Im Oktober erste Veröffentlichung der ITU-Empfehlung G.991.1: „*High-bit-rate Digital Subscriber Line (HDSL) Transceivers*“. # Nahezu zeitgleich Veröffentlichung der ETSI Technical Specification TS 101 135: „*High-bit-rate Digital Subscriber Line (HDSL) – Transmission Systems on Metallic Local Lines*“. # Im November Veröffentlichung der ETSI Technical Specification TS 101 388 V1.1.1: „*Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) – European Specific Requirements*“.
- 1999** Im Juni Veröffentlichung der ITU-Empfehlungen G.992.1: „*Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) Transceivers*“ und G.992.2: „*Splitterless Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) Transceivers*“. # Am 22.07. bietet die Deutsche Telekom AG erstmals ADSL in Deutschland an (T-DSL 768).
- 2001** Im Februar Veröffentlichung der ITU-Empfehlung G.991.2: „*Single-pair High-speed Digital Subscriber Line (SHDSL) Transceivers*“. # Im November Veröffentlichung der ITU-Empfehlung G.993.1: „*Very-high-speed Digital Subscriber Line transceivers (VDSL)*“.
- 2002** Erstmalige Veröffentlichung der ITU-Empfehlungen G.992.3: „*Asymmetric Digital Subscriber Line Transceivers 2 (ADSL2)*“ sowie G.992.4: „*Splitterless Asymmetric Digital Subscriber Line Transceivers 2 (splitterless ADSL2)*“.
- 2003** Erste Veröffentlichung der ITU-Empfehlung G.992.5: „*Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) Transceivers Extended-bandwidth ADSL2 (ADSL2+)*“.
- 2006** Im Februar erste Veröffentlichung der ITU-Empfehlung G.993.2: „*Very-high-speed Digital Subscriber Line Transceivers 2 (VDSL2)*“. # Im Oktober bietet die Deutsche Telekom AG erstmals für Endkunden in ausgewählten Städten VDSL2 an.

## Europäische ADSL- und VDSL-Entwicklung

Aus der **Zusammenstellung** auf der letzten Seite erkennt man, dass die **ADSL-Standardisierung** vorwiegend von **ANSI** (*American National Standards Institute*) vorangetrieben wurde und dass jeweils kurz danach die **ETSI** (*European Telecommunications Standards Institute*) nachlegte:

- Der erste ADSL-Standard (**ANSI T1.413**) von 1995 war vorwiegend für Video-Abrufdienste optimiert, was auch durch das Verhältnis der hierin definierten Down- und Upstream-Datenraten deutlich wird: 1.5 Mbit/s & 16 kbit/s, 3 Mbit/s & 16 kbit/s, und schließlich 6 Mbit/s & 64 kbit/s.
- Der Frequenzbereich war ursprünglich so festgelegt, dass man mit ADSL nur ein analoges Telefon auf der Anschlussleitung betreiben konnte. ETSI veröffentlichte 1996 einen technischen Report (**ETR 328**) mit nur wenigen Detailänderungen und der Möglichkeit, 2048 kbit/s zu übertragen.
- Da die zweite Version des ANSI-Standards ebenfalls nur ein zusätzliches Analogtelefon zuließ, definierte die ETSI daraufhin ein ADSL-System, das sich sowohl in den Bitraten als auch in der Möglichkeit der Nutzung eines ISDN-Basisanschlusses auf der gleichen Doppelader unterschied.
- Die ANSI- und ETSI-Standardisierungsbestrebungen mündeten 1999 in die ITU-Empfehlung **G.992.1**, die beide Standards beinhaltet und somit viele Möglichkeiten der Realisierung zulässt.

Die vielen Optionen führten allerdings Ende der 1990-er Jahre zu großen konzeptionellen Unterschieden – weltweit, innereuropäisch und auch national, unter anderem abhängig vom Halbleiterhersteller. Nur wenige Systeme, Modems und Messgeräte interoperierten mit anderen Herstellern.

Um diesem Wildwuchs entgegenzuwirken, verabschiedete die Deutsche Telekom AG Ende 2001 die Technische Richtlinie **1TR112**, in der alle nötigen Schnittstellenparameter festgelegt werden, um die Interoperabilität verschiedener Herstellermodems auf Anbieter- und Kundenseite zu gewährleisten. Durch die Marktmacht der Telekom wurde diese zum Quasi-Standard für Deutschland.

Des Weiteren wurden in Deutschland auch nur solche ADSL-Varianten eingesetzt, die jederzeit einen gleichzeitigen Betrieb von ISDN ermöglichen. Somit musste beim Wechsel von POTS auf ISDN nicht auch noch die ADSL-Version gewechselt werden.

Die für Europa relevante **VDSL-Standardisierung** wurde maßgeblich von der ETSI geprägt und geschah weitgehend parallel zu den amerikanischen Aktivitäten. Insgesamt lief die Standardisierung von VDSL geordneter ab als bei ADSL. Der von ETSI beschlossene 3-Stufen-Plan sah vor:

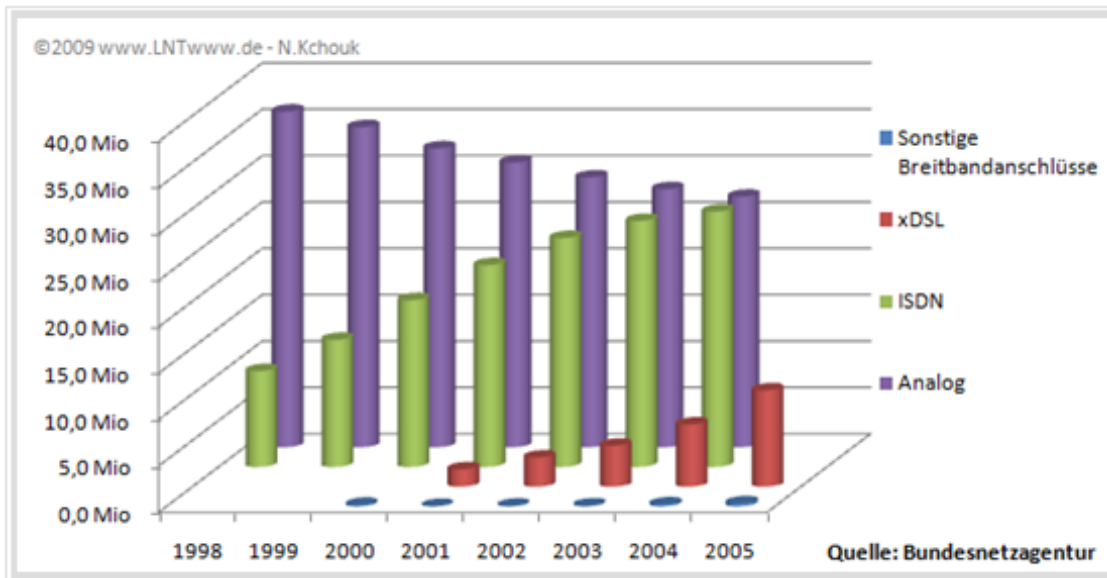
- Stufe 1: Funktionale und elektrische Anforderungen an VDSL-Systeme,
- Stufe 2: Anforderungen an die Übertragungscodierung und die Zugriffsmethoden,
- Stufe 3: Interoperabilitätsanforderungen.

Diese Anstrengungen mündeten im April 1998 in der Veröffentlichung der ETSI Technical Specification **TS 101 270-1**, die als Modulationsverfahren sowohl **DMT** (*Discrete Multitone Transmission*) als auch **QAM** (Quadratur-Amplitudenmodulation) zuließ. Die Halbleiter-Hersteller konnten sich lange nicht auf einen weltweiten Leitungscode-Standard einigen und man sprach sogar vom „*VDSL Line-Code War*“. 2003 wurde bei den so genannten „*VDSL Olympics*“ zugunsten von DMT und gegen QAM (bzw. der leicht modifizierten Variante CAP) entschieden, und zwar

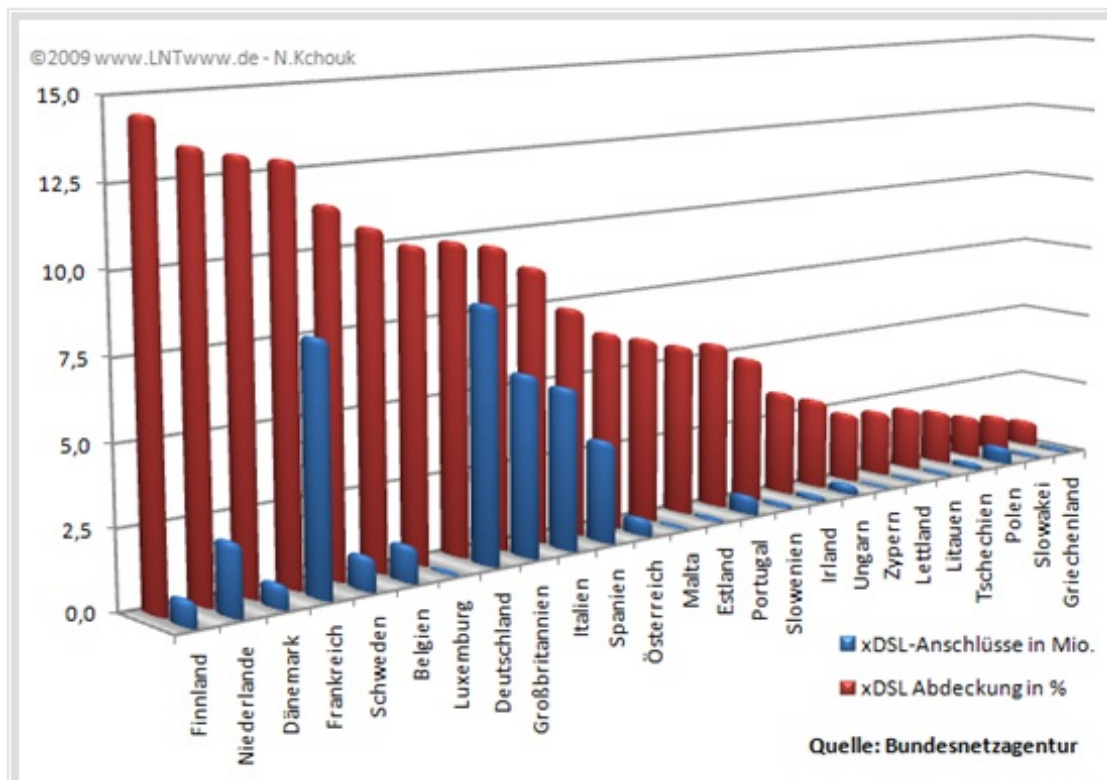
- wegen der Robustheit von DMT gegenüber schmalbandigen Störquellen,
- obwohl QAM (CAP) einen schnelleren Verbindungsaufbau ermöglichen würde.

## Die rasante Entwicklung der DSL-Anschlüsse

Anfang 2000 wurde für das Jahr 2004 eine DSL-Verbreitung von ca. 6 Millionen Anschlüssen (für Europa) und 1.6 Millionen (für Deutschland) prognostiziert. Die Prognosen wurden deutlich überboten. In Deutschland stieg die Zahl der **Breitbandanschlüsse** (xDSL und Sonstige, vorwiegend xDSL) durchschnittlich um etwa 50% jährlich. Gleichzeitig stagnierte die Zahl der **Schmalbandanschlüsse** (ISDN + Analog) mit einer Verschiebung zu ISDN. Dies zeigt den Trend zu komfortablen, digitalen Telefonanschlüssen, während der bisherige *Plain Old Telephone Service* mehr und mehr verschwindet.



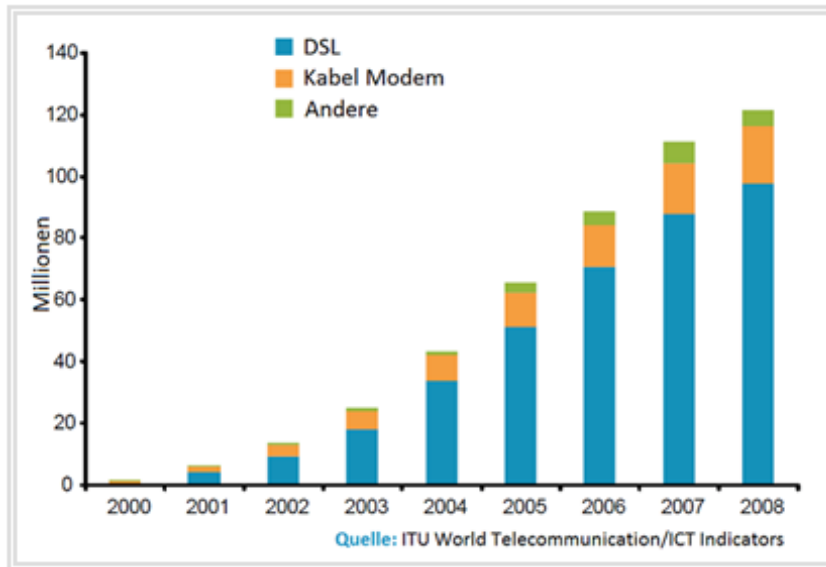
2005 hielt Deutschland (fast 8 Millionen xDSL-Teilnehmeranschlüssen) die Spitzenposition in Europa, wie die folgende Grafik zeigt (blaue Balken). In der Bevölkerungsabdeckung (wieviele Bewohner nutzen DSL prozentual?) lagen andere Länder (Finnland, die Niederlande, Dänemark, Frankreich) mit mehr als 13% im europaweiten Vergleich vorne (rote Balken).



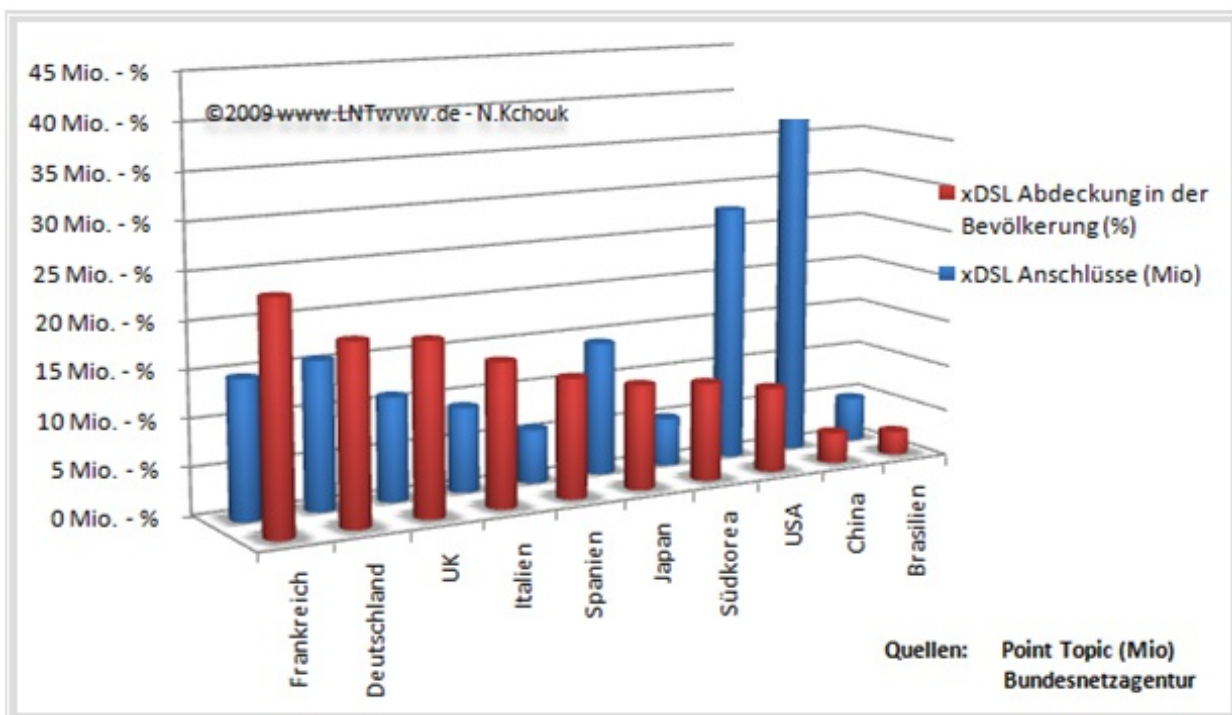
## DSL-Verbreitung um das Jahr 2008 (1)

Inzwischen haben sich die Zahlen in Europa fast explosionsartig weiterentwickelt. xDSL ist heute in fast allen Ländern die führende Zugangstechnologie mit einer beachtenswerten Entwicklungsgeschichte:

- In der EU wurde für 2008 eine Breitbandverfügbarkeit für mindestens 95% der Bevölkerung angestrebt. Die „weißen Flecken“ komplett abzuschaffen, ist derzeit leider noch nicht möglich.
- Laut ITU verfügten Ende 2008 mehr als 114 Millionen Europäer über einen Breitbandanschluss, größtenteils xDSL-Anschlüsse. Dies entspricht einer Steigerung von ca. 29% pro Jahr über die Jahre 2004–2008 gemittelt (siehe die folgende, für Europa geltende Grafik).



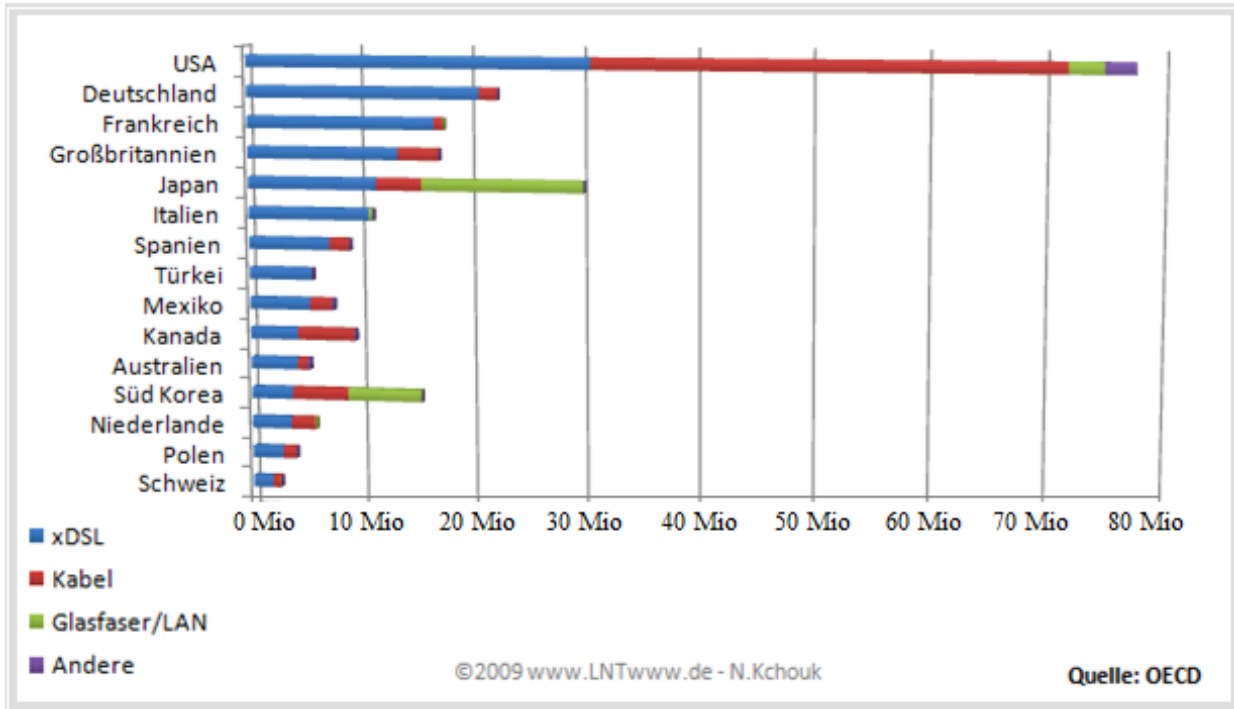
Die nächste Grafik zeigt die „Top 10“ weltweit im Jahr 2008. Hier weist China mit ca. 43 Millionen die meisten xDSL-Teilnehmeranschlüsse auf. In der Bevölkerungsabdeckung liefert Frankreich jedoch ein beachtliches Ergebnis mit 24%. Deutschland liegt bei beiden Betrachtungsweisen im oberen Mittelfeld. Die Prognosen des DSL-Forums gehen für 2010 weltweit von 500 Millionen xDSL-Anschlüssen aus.



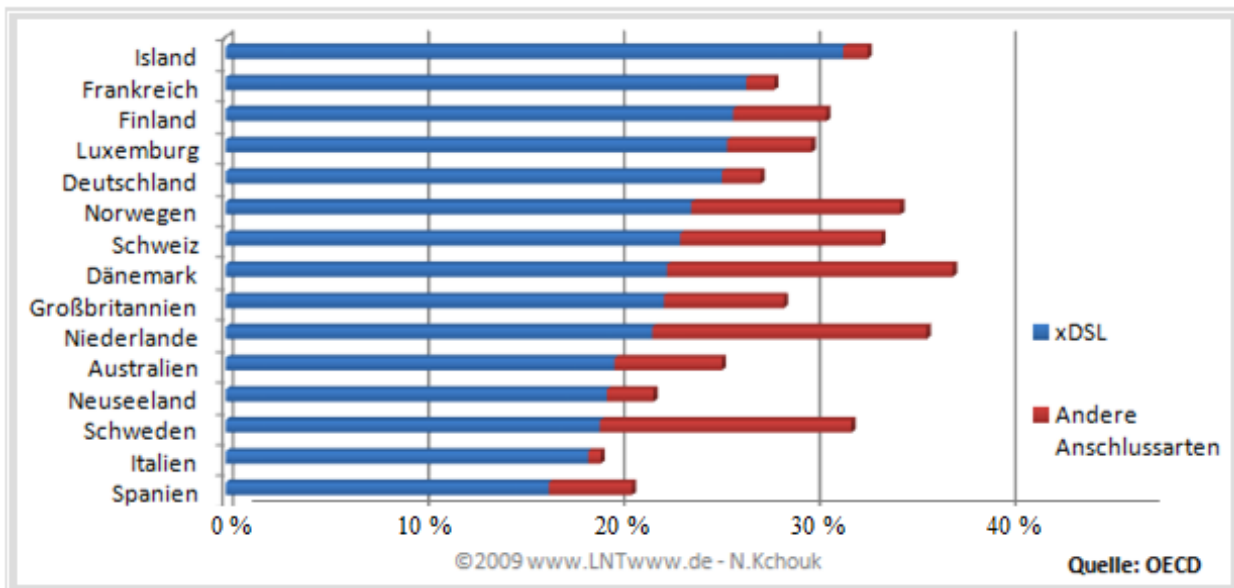


## DSL-Verbreitung um das Jahr 2008 (2)

Die nächste Grafik zeigt die Anzahl der Breitbandanschlüsse Ende 2008 insgesamt (xDSL, Kabel und Glasfaser) in 15 Mitgliedsländern der *Organisation for Economic Co-operation and Development* (OECD). Man sieht, dass hier die USA mit knapp über 30 Millionen xDSL-Zugängen vorne liegen und Deutschland an zweiter Stelle mit rund 20 Millionen xDSL-Zugängen folgt.



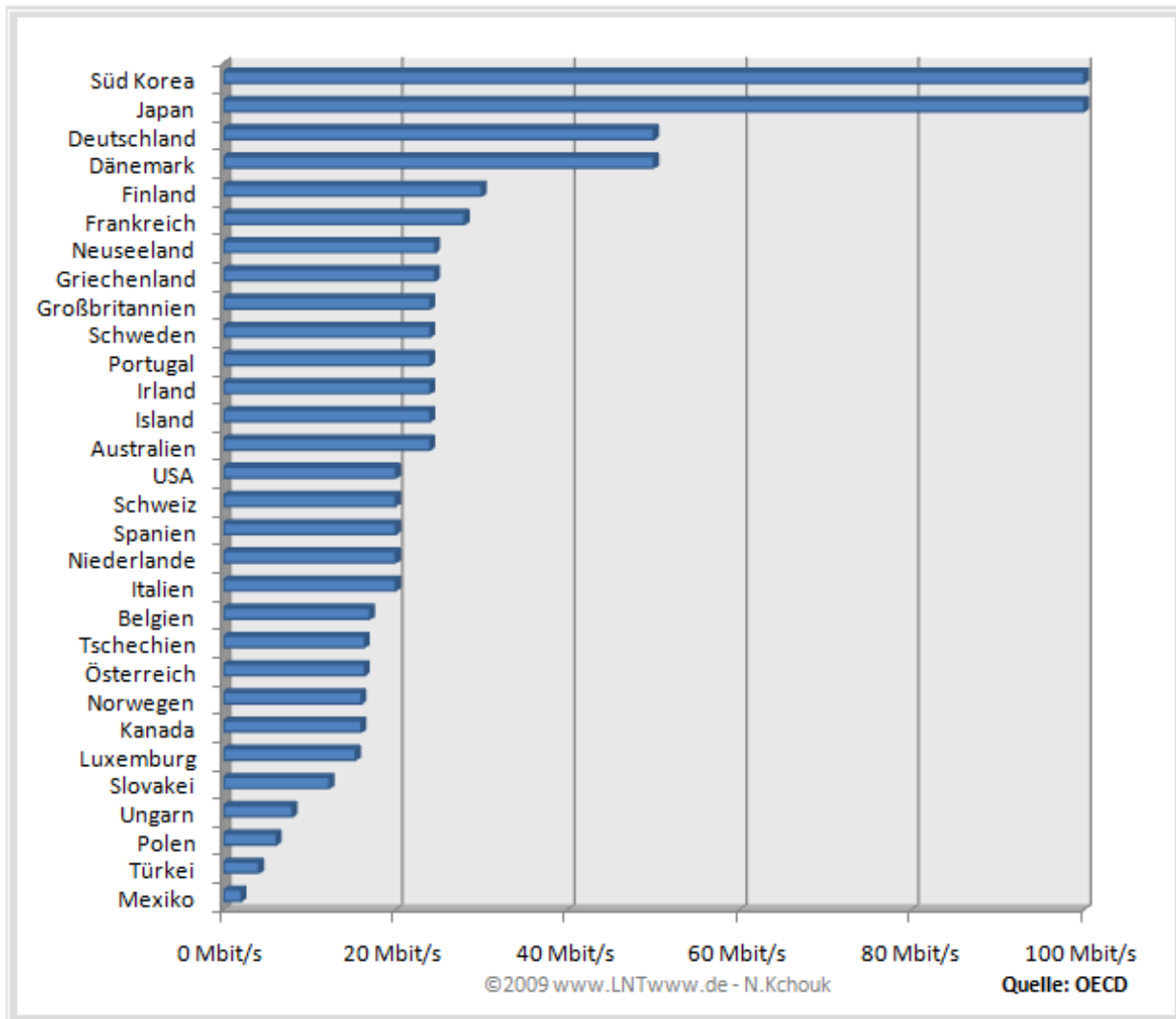
Die Statistik ändert sich grundlegend, wenn man die Breitbandabdeckung in der Bevölkerung betrachtet. Hier ist (das einwohnermäßig kleine) Island mit einer xDSL-Abdeckung von 31.6% der Bevölkerung führend vor Frankreich mit 26.6%. Deutschland liegt an 5. Stelle mit 25.4%.



Die USA, Japan und Südkorea sind hier nicht unter den ersten 15 Ländern. Deren Flächenabdeckung liegt jeweils unter 10%. Zu berücksichtigen ist aber, dass in diesen Ländern bereits damit begonnen wurde, Glasfaserleitungen bis zum Kunden zu verlegen (*Fiber-to-the-Home*, FttH). Diese Anschlüsse fallen aus der xDSL-Statistik heraus.

## DSL–Verbreitung um das Jahr 2008 (3)

Die folgende Grafik zeigt, in welchen OECD–Ländern die schnellsten DSL–Zugänge angeboten werden („Top 30“). Vorne liegen mit 100 Mbit/s Datenrate Korea und Japan dank der VDSL(2)–Technologie. Deutschland kommt gemeinsam mit Dänemark an dritter Stelle mit 50 Mbit/s. Hier wird ebenfalls der VDSL(2)–Standard verwendet; die kleinere Datenrate ergibt sich aufgrund der größeren Leitungslänge im Teilnehmeranschlussbereich. Allerdings ist diese hochratige Breitbandversorgung auch in Deutschland derzeit (Ende 2009) noch auf nur wenige städtische Gebiete beschränkt.

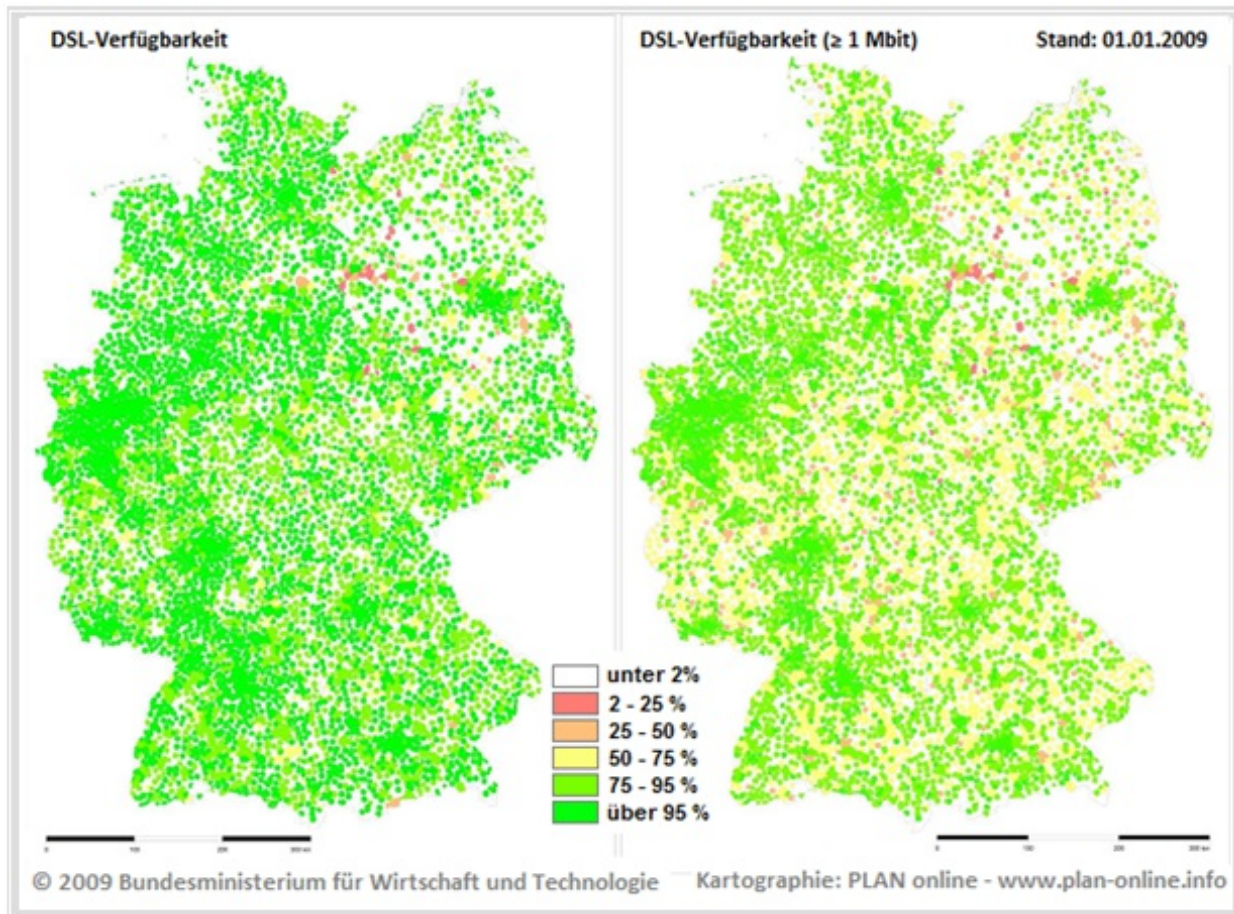


## DSL–Entwicklung und Zielvorgaben für Deutschland

Die Bundesregierung legte 2003 in ihrem Programm „Informationsgesellschaft Deutschland 2006“ für 2010 das Ziel von mindestens 20 Millionen Breitbandanschlüssen fest. Ende 2008 gab es in Deutschland laut *Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie* rund 23 Millionen Breitbandzugänge, womit 60% der Haushalte abgedeckt waren. Mehr als 21 Millionen (91%) davon sind xDSL–Anschlüsse und 8% Kabelanschlüsse. Die restlichen Breitbandzugänge verteilen sich auf Satellit, Glasfaser und WLAN.

Laut der Breitbandstrategie der Bundesregierung vom Februar 2009 sollen

- alle Lücken in der Breitbandversorgung bis Ende 2010 geschlossen werden und flächendeckend leistungsfähige Breitbandanschlüsse – darunter versteht man Datenraten im *Downstream* von mindestens 1 Mbit/s – verfügbar sein,
- bis 2014 bereits für 75% der Haushalte Anschlüsse mit Datenraten von mindestens 50 Mbit/s zur Verfügung stehen mit dem Ziel, solche hochleistungsfähigen Breitbandanschlüsse möglichst bald flächendeckend verfügbar zu machen.



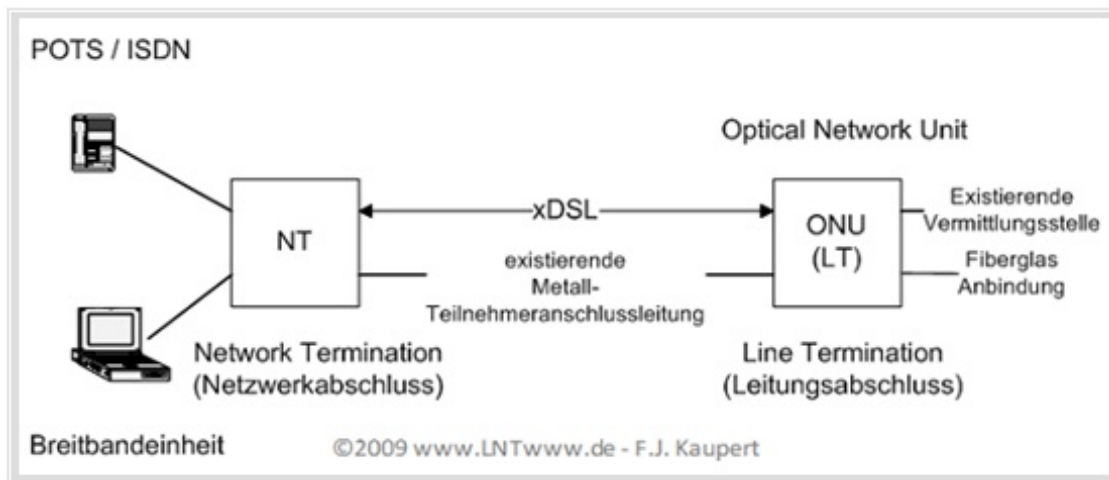
Die letzte Grafik dieses Kapitels zeigt die DSL–Verfügbarkeit in Deutschland Ende 2008 allgemein (links) bzw. mit Datenraten größer als 1 Mbit/s (rechts). Im linken Bild erkennt man viele sattgrüne oder zumindest hellgrüne Bereiche, die eine DSL–Verfügbarkeit von mehr als 75% kennzeichnen. Allerdings gibt es insbesondere in Ostdeutschland auch noch viele weiße und rote Gebiete (Verfügbarkeit unter 25%). Im rechten Bild überwiegt gelb (Verfügbarkeit zwischen 50 und 75%).

## Referenzmodelle

Anhand des nachstehenden allgemeinen Referenzmodells der ITU lässt sich schnell erkennen, dass xDSL physikalisch eine reine Zugangübertragungstechnik ist, die nur im Bereich des Teilnehmeranschlussnetzes zwischen dem Glasfaserabschlusspunkt und dem Netzabschluss beim Endkunden eingesetzt wird. Die Grundelemente des xDSL–Standards sind:

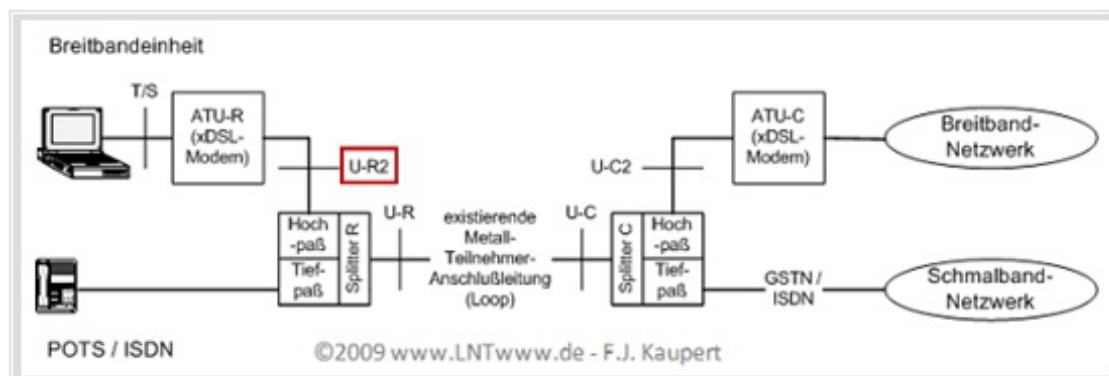
- der Netzwerkabschluss (NT),
- eine Teilnehmeranschlussleitung (TAL) und
- der Leitungsabschluss (LT).

Bei der Umsetzung dieses Referenzmodells in die Praxis gibt es für Netzbetreiber viele Freiheiten. Allen Realisierungen ist gemein, dass sie bereits vorhandene metallische Teilnehmeranschlussleitungen nutzen.



In einem Beispiel soll die in Deutschland am häufigsten anzutreffende Konfiguration entsprechend der unteren Grafik dargestellt werden. Anzumerken ist:

- Bei allen heute eingesetzten xDSL–Varianten ist der in den Modems gewandelte Datendienst mit dem Telefondienst vereint. Damit ist eine Übertragung über das existierende Telefonnetz möglich. Durch den **Splitter** wird das Signal auf beiden Seiten der Teilnehmeranschlussleitung aufgespalten.
- Eine wichtige Schnittstelle ist mit **U–R2** bezeichnet. Diese wurde 2001 in Deutschland von der Deutschen Telekom AG normiert, um auf der Teilnehmerseite beliebige xDSL–Modems einsetzen zu können. Damit ist der Kunde nicht mehr auf das xDSL–Modem seines Anbieters angewiesen.



## Übersicht und Gemeinsamkeiten aller xDSL–Systeme

Die technische Realisierung eines xDSL–Systems beinhaltet viele Systemkomponenten, die auf mehrere Lokalitäten verteilt sein können. Zusätzlich gibt es auch eine Vielzahl an Realisierungsmöglichkeiten. Zusammenfassend ist zu sagen:

- Die nachfolgend dargestellten Systeme für ADSL und VDSL stellen die zum jetzigen Zeitpunkt (Ende 2009) am häufigsten anzutreffende Umsetzung dar. Der Datentransport auf Protokollebene basiert dabei auf der **ATM**–Technik (*Asynchronous Transfer Mode*).
- Trotz eines beachtenswerten Daten–Overheads bietet ATM immer noch entscheidende Vorteile im Vergleich zu Ethernet in Bezug auf die garantierte Dienstgüte (**QoS**), das heißt bezüglich effektiver Bitrate, geringer Laufzeitverzögerungen („Delay“) und Jitter.
- Ethernet ermöglicht dagegen sehr hohe Datenübertragungsraten, insbesondere durch die Varianten „10 Gbit/s Ethernet“ und „100 Gbit/s Ethernet“ (*Metro Ethernet*). ATM ist dagegen eher für niedrigere Datenraten geeignet.

Es gibt momentan zahlreiche Diskussionen darüber, ob im Zuge des **NGN** (*Next Generation Network*) ATM durch 10 Gbit/s–Ethernet abgelöst werden soll. Allerdings stellt die Umrüstung des Backbones von ATM auf Ethernet einen nicht unerheblichen Investitionsaufwand dar.

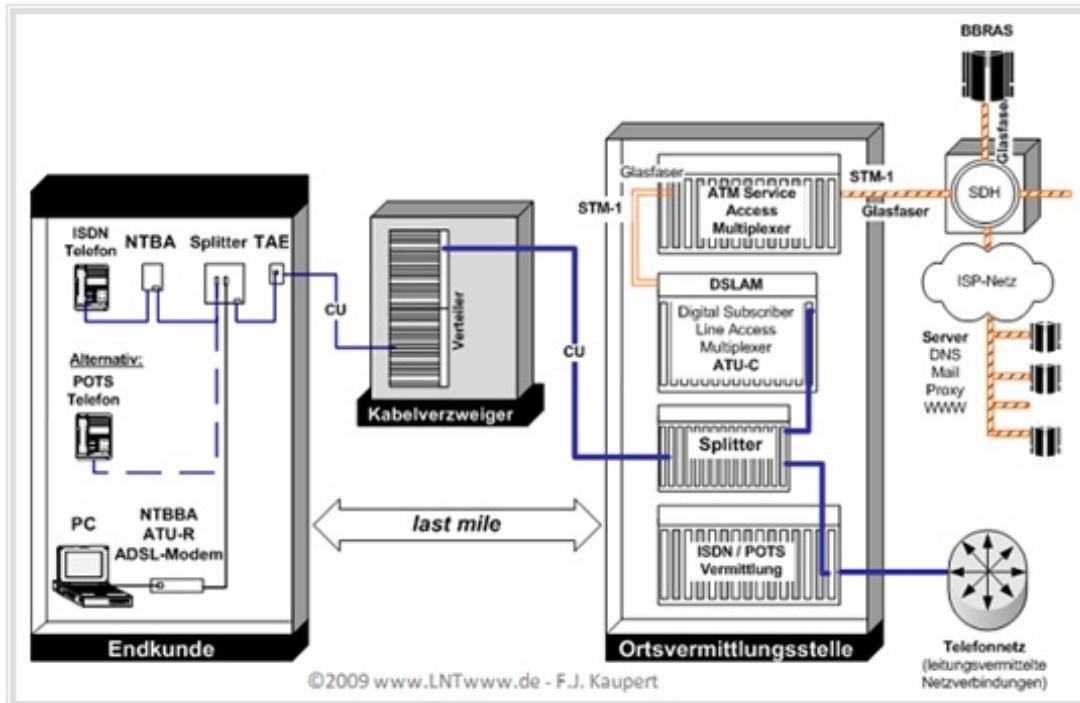
Wie schon im Kapitel 2.1 erwähnt, sind die am meisten eingesetzten xDSL–Varianten

- ADSL sowie ADSL2 bzw. ADSL2+
- VDSL(1) und VDSL(2)

so definiert, dass jederzeit der gleichzeitige Betrieb von POTS (*Plain Old Telephone Service*) oder ISDN (*Integrated Services Digital Network*) auf der gleichen Leitung möglich ist. Dies ist auch die Basis der weiteren Beschreibungen.

## ADSL – Asymmetric Digital Subscriber Line

Bei ADSL liegt der physikalische Netzabschluss in der Ortsvermittlungsstelle im ADSL-Modem (*ADSL Transmission Unit Central Office*, **ATU-C**). Vorher wird im **Splitter** noch das niederfrequenteren Telefonie- vom höherfrequenten ADSL-Spektrum durch Tief- und Hochpassfilterung getrennt.



Die Grafik zeigt eine ADSL-Verbindung vom Endkunden zur Ortsvermittlungsstelle, die nachfolgend in aller Kürze beschrieben wird. Die umgekehrten Datenverbindungen erfolgen jeweils spiegelbildlich.

- Der Splitter leitet die Telefonsignale je nach Telefondienst zur ISDN/POTS-Vermittlungsstelle weiter und die ADSL-Signale zum *Digital Subscriber Line Access Multiplexer (DSLAM)*, in dem das *ADSL Transmission Unit Central Office (ATU-C)* als Einschubkarte realisiert ist.
- Der DSLAM bündelt viele ADSL-Anschlüsse und leitet die Daten nach Decodierung auf ATM-Ebene über Glasfaser zum *ATM Service Access Multiplexer* weiter. Dieser schickt die Daten aller DSLAMs über das Backbone zum *Broadband Remote Access Server (BBRAS)*.
- Der BBRAS terminiert die Point-to-Point-Protokoll-Datenverbindung und leitet die IP-Pakete über Router zum Bestimmungsort weiter. Das Backbone besteht aus optischen Komponenten nach dem SDH-Standard (*Synchronous Digital Hierarchy*) mit STM-Übertragungssystem.
- Der an die *Telekommunikations-Anschluss-Einheit (TAE)* angeschlossene Splitter trennt die Signale. Die Telefonsignale werden zu den Telefonie-Endgeräten bzw. zum *NTBA* geleitet, die ADSL-Signale zum Modem (*ADSL Transmission Unit Remote, ATU-R*). Dieses übernimmt die Decodierung und Weiterleitung der binären Daten zu den angeschlossenen Endgeräten.

Bei der Initialisierung der ADSL-Verbindung führen ATU-C und ATU-R ein so genanntes **Training** durch, bei dem je nach Leitungsbeschaffenheit relevante Systemparameter wie Datenrate, Interleaved- und Fast-Modus, usw. ermittelt werden. Die dabei ausgehandelten Parameter bleiben bis zur nächsten Überprüfung und Synchronisation erhalten. Zur Übertragung von Verwaltungsdaten (*Overhead*) werden bei den ADSL-Systemen statisch 32 kbit pro Rahmen reserviert.

## ADSL2 und ADSL2plus

Diese beiden Systemvarianten sind Weiterentwicklungen von ADSL:

- Die verbesserte Systemvariante *Asymmetric Digital Subscriber Line Transceivers 2* (**ADSL2**) wurde 2002 mit der Veröffentlichung der ITU-Empfehlungen G.992.3 und G.992.4 spezifiziert.
- 2003 folgte die ITU-Empfehlung G.992.5: *Extended-bandwidth ADSL2* (**ADSL2+**).

Gegenüber ADSL ergaben sich folgende Änderungen:

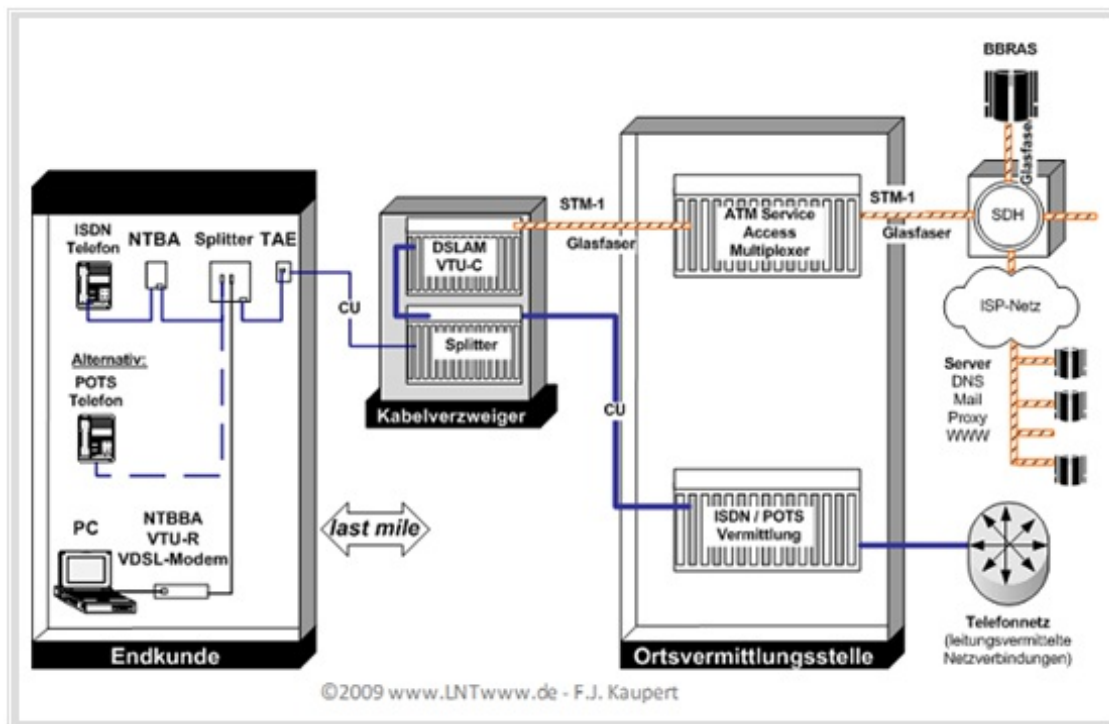
- Bei ADSL2 wurde die *Seamless Rate Adaption* (SRA) fest in den Standard aufgenommen. Die SRA ermöglicht durch die Trennung von Modulation und Rahmen, die Übertragungsparameter bei zeitvarianter Kanalqualität während des Betriebs ohne Verlust der Synchronisation zu ändern.
- Hierzu prüfen ATU-C und ATU-R periodisch das SNR der Übertragungskanäle. Verschlechtert sich ein benutzter Kanal, so teilt der Empfänger dem Sender die neue Datenrate und den neuen Sendepiegel mit. Nach einem anschließenden *Sync-Flag* werden die Parameter übernommen.
- ADSL2-Systeme bieten darüber hinaus noch vielfältige Diagnosemöglichkeiten auch ohne erfolgte Synchronisation der Modems, ein Feature, das vor allem für die Fehlersuche, Fehleranalyse und Fehlerbehebung wichtig ist.
- Zudem bietet ADSL2 die Möglichkeit, bei ausreichendem SNR die Sendepiegel zu reduzieren, um dadurch das Übersprechen zu minimieren und den Durchsatz im Bündelkabel zu erhöhen. Dieses *Power-Cutback* kann nicht nur vom DSLAM, sondern auch vom ATU-R eingeleitet werden.
- Bei ADSL2 ist die Anzahl der Overheadbits nicht mehr festgeschrieben, sondern sie kann zwischen 4 und 32 kbit variieren. Diese Steigerung der Nutzdatenbitrate von bis zu 28 kbit/s pro Datenrahmen ist um so wichtiger, je länger die Strecken zwischen Modem und DSLAM ist.

Als Ergebnis erreichen ADSL2-Systeme eine Übertragungsrate von mehr als 8 Mbit/s (bis zu 12 Mbit/s) im Downstream und mehr als 800 kbit/s (bis zu 3.5 Mbit/s) im Upstream. Bei ADSL2+ wird die Übertragungsrate im Downstream nochmals verdoppelt; die maximale Rate beträgt theoretisch 25 Mbit/s.

## VDSL – Very-high-speed Digital Subscriber Line

VDSL-Systeme sind vom grundsätzlichen Aufbau ihrer Komponenten mit ADSL-Systemen identisch, mit der einzigen Ausnahme, dass durch die Verlagerung des Splitters und des DSLAM von der Ortsvermittlungsstelle in einen Kabelverzweiger der letzte Abschnitt zwischen Netzbetreiber und Kunden – die so genannte „Last Mile“ – kürzer wird. Diese Maßnahme war notwendig, da VDSL aufgrund der mit der Leitungslänge stark zunehmenden Dämpfung der höheren Frequenzen seinen Vorteil – die größere Übertragungsgeschwindigkeit – nur auf sehr kurzen Strecken ausspielen kann.

DSLAM und BBRAS werden immer noch über STM-1-Schnittstellen verbunden. Deshalb muss nun auch die Strecke zwischen Ortsvermittlungsstelle und Kabelverzweiger mit Glasfaser verlegt werden.



Man unterscheidet zwei alternative VDSL-Varianten:

- das auf **QAM** basierende **VDSL(1)**-System, das vorwiegend in Asien eingesetzt wird, und
- das auf **DMT** (*Discrete Multitone Transmission*) aufbauende **VDSL(2)**-System.

VDSL(1)-Systeme kamen in Deutschland wegen der ungenügenden Fähigkeit, Audio/Video, Telefonie und Internet (*Triple Play*) in ausreichender Dienstgüte zur Verfügung stellen zu können, nie zum Einsatz. Vielmehr wurde gleich der VDSL(2)-Standard etabliert, wegen höherer Performance und größerer Reichweite, der besseren Dienstgüte sowie der Wiederverwendbarkeit von ADSL(2+)-Infrastruktur.

Nachfolgend sind einige wenige Eigenschaften des VDSL(2)-Systems zusammengestellt:

- VDSL(2) erreicht seit 2006 je nach benutztem Standard eine maximale Gesamtübertragungsrate von 50 bis 100 Mbit/s.
- Die spezifizierte VDSL(2)-Übertragungsbandbreite von 30 MHz wird zum jetzigen Zeitpunkt (2009) als die maximal sinnvolle Bandbreite angesehen.
- Bis 2011 werden mit ergänzenden Maßnahmen wie dem *Dynamic Spectrum Management* und *Advanced Codes* bei kurzen Leitungslängen (< 300 Meter) Gesamtübertragungsraten von bis zu 280 Mbit/s erwartet.

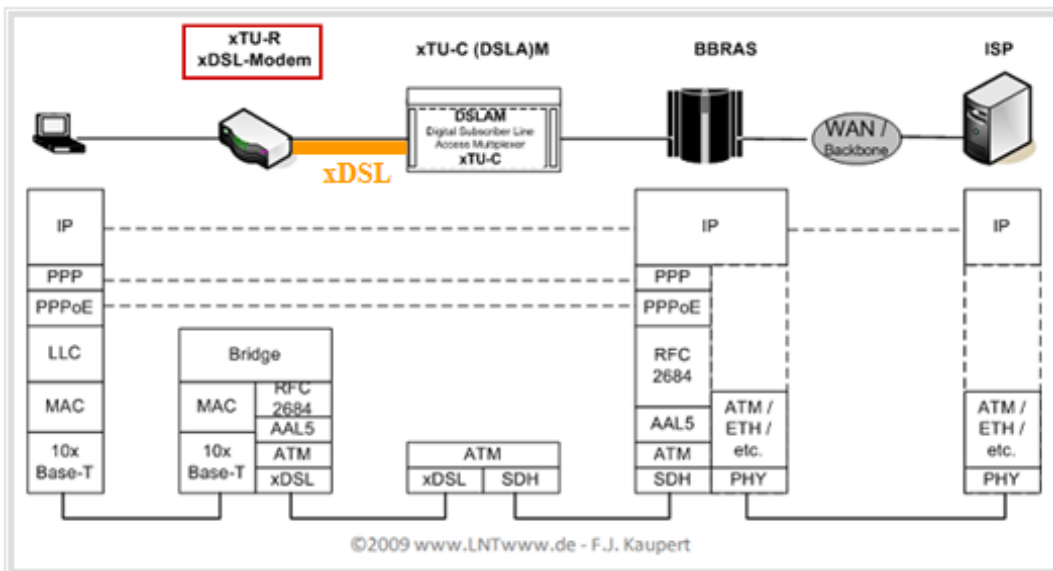


## DSL-Internetzugang aus Sicht der Kommunikationsprotokolle

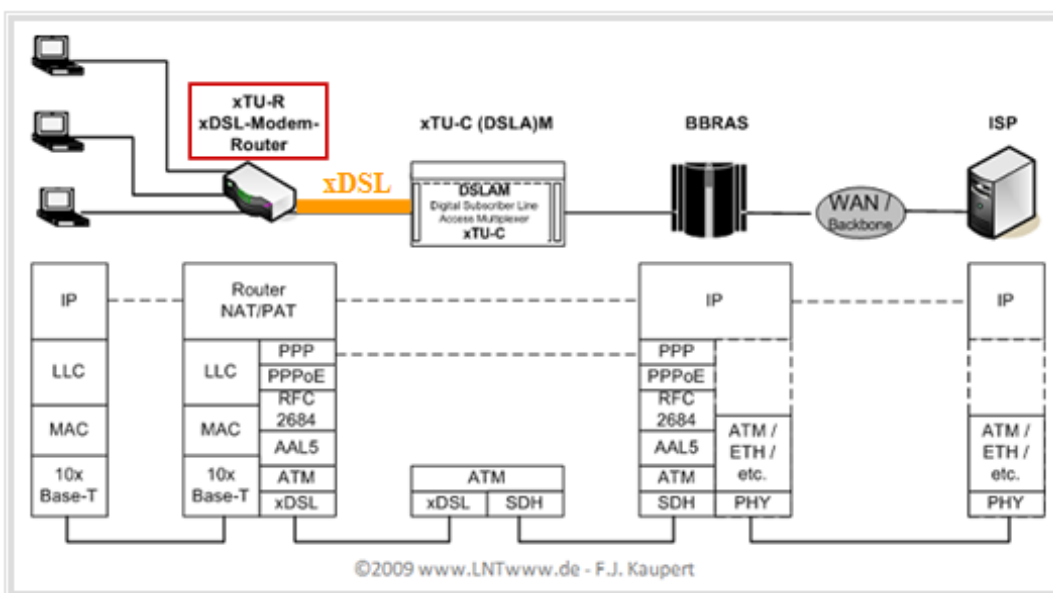
Manche xDSL-Modems bieten eine *Ethernet*-Schnittstelle zum Anschluss der Datenendgeräte an und eine transparente Verbindung zur Gegenstelle, basierend auf dem *Internet-Protokoll*. Anzumerken ist:

- Diese Option wird durch die *LAN-Emulation* (RFC2684) sowie das *ATM Adaption Layer Protocol* (AAL5) ermöglicht. Der Ethernet-Datenstrom wird dazu auf ATM umgesetzt.
- Damit entfällt die Installation von ATM-Geräten und vorhandene Ethernet-Hardware kann verwendet werden, was die xDSL-Konfiguration beim Kunden wesentlich vereinfacht.
- Die ATM-Verbindung reicht mindestens bis zum *Broadband Remote Access Server* (BBRAS) und wird dort je nach Backbone-Datenübertragungssystem umgesetzt oder direkt weitergeführt.

Die folgenden Grafiken zeigen die Kommunikation bei einer Internetverbindung nach dem OSI-Modell, wobei xDSL nur zwischen der xTU-R auf Kundenseite und der xTU-C auf Anbieterseite eingesetzt wird (braune Hinterlegung). Für die erste Grafik wird als xTU-R ein **xDSL-Modem** angenommen.

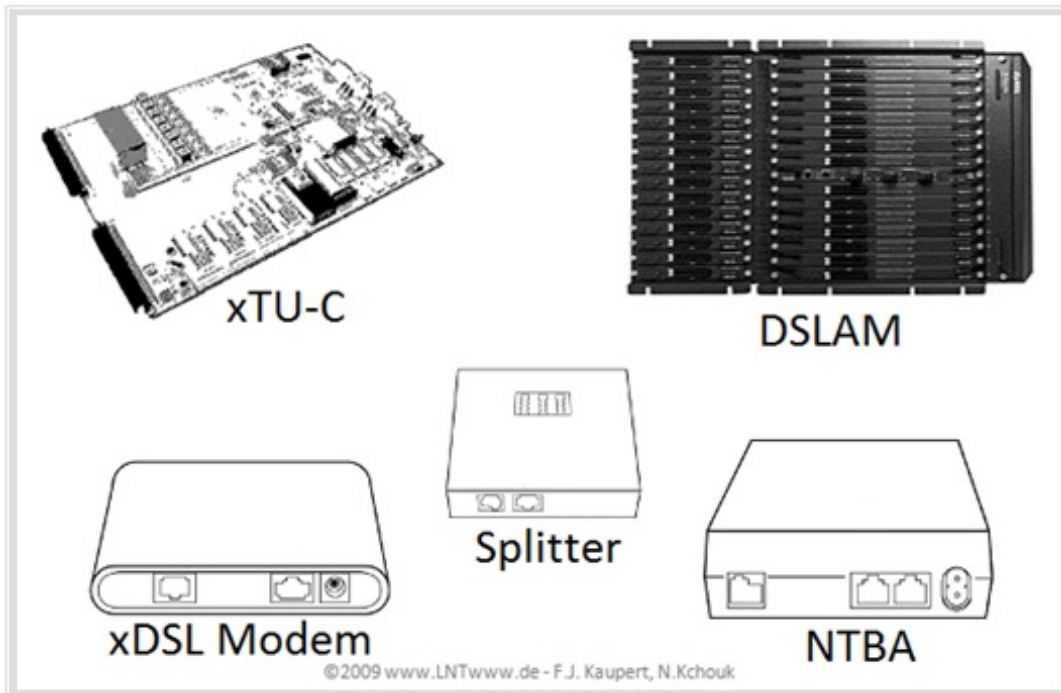


In der zweiten Grafik wird als xTU-R-Schnittstelle ein **xDSL-Router** verwendet. Dieser ermöglicht den Anschluss mehrerer Endgeräte in einem Netzwerk mit gemeinsam genutzter xDSL-Leitung. Hier initialisiert anstelle des Modems ein Router die *Point-to-Point-Protocol-over-Ethernet*-Verbindung.



## Komponenten eines DSL–Internetzugangs (1)

Abschließend werden notwendige Komponenten für einen DSL–Anschluss aufgelistet. Die Grafik zeigt Beispiele für diese, meist von der Deutschen Telekom. Der DSLAM ist ein Produkt der Fa. ZyXEL.



**NTBA:** Die allgemein übliche Bezeichnung ist *Network Termination for ISDN Basic Rate Access*. Bei der deutschen Telekom steht der Begriff auch für *Netzterminator Basis Anschluss*.

- Aufgaben des NTBA sind: Mit Hilfe einer Gabelschaltung und des Echokompensationsverfahrens wird die zweidrahtige UK0–Schnittstelle auf der Anbieterseite in die vierdrahtige S0–Schnittstelle der Teilnehmerseite umgesetzt. Außerdem bewerkstelligt der NTBA die ISDN–Codeumsetzung vom MMS43–Code (UK0) auf den modifizierten AMI–Code (S0).

**xTU–R:** Die Abkürzung steht für *xDSL Transceiver Unit – Remote* und bezeichnet die teilnehmerseitige xDSL–Einheit. Bei der Deutschen Telekom – schon immer bekannt für besondere Namensgebungen – ist auch die Bezeichnung *Netzwerkterminationspunkt Breitbandanschluss* (NTBBAE) üblich.

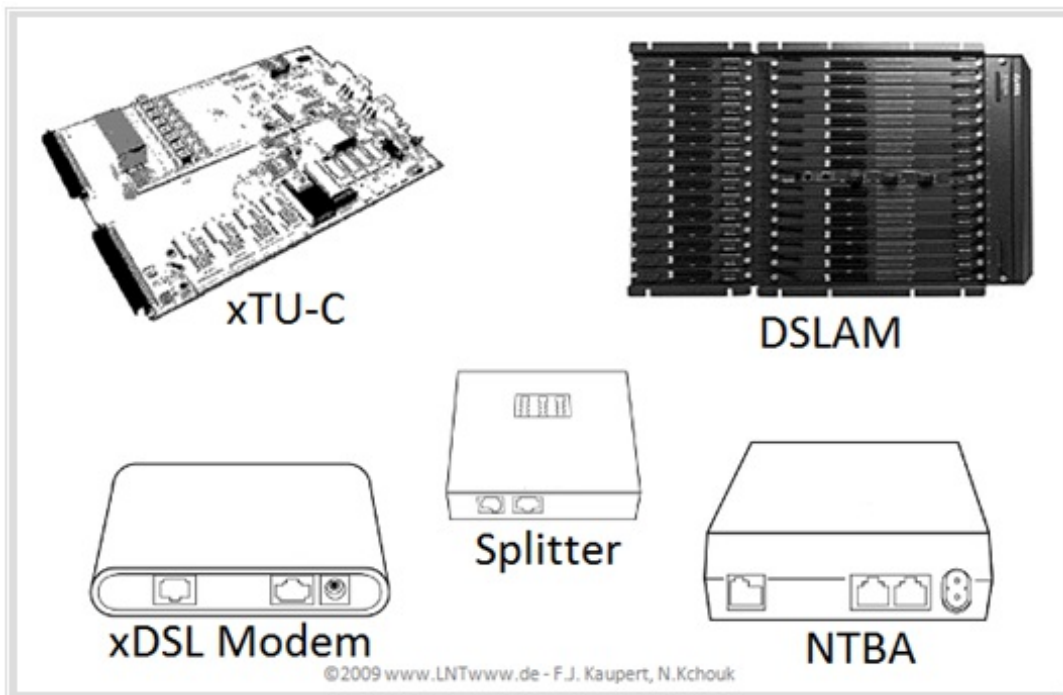
- Wegen der großen Verbreitung von Ethernet weisen heutige xDSL–Modems und Router zur Anbindung der Datenendeinrichtungen meist nur noch einen Ethernet–Anschluss auf. Ursprünglich dienten sie zum teilnehmerseitigen Anschluss von ATM–Datenendeinrichtungen. Deshalb muss diese Einheit auch die Funktion einer *Layer–2–Bridge* übernehmen, um Ethernet über ATM zur Terminierung an den *Broadband Remote Access Server* (BBRAS) übertragen zu können.

**xDSL–Modem:** Bei dieser Funktionseinheit wird die Datenverbindung vom/zum Datenendgerät durch ein *Point–to–Point–Protokoll* (PPP) über eine *PPP over Ethernet–Verbindung* (PPPoE) initialisiert und vom BBRAS terminiert. Es kommen nur Datenendgeräte in Frage, die separat eine Datenverbindung über PPP aufbauen können.

**xDSL–Modem–Router:** Dieser initialisiert die Datenverbindung über PPP und setzt die Adressen auf IP–Ebene durch. Dadurch können mehrere Endgeräte angeschlossen werden und es ist ein interner Datenaustausch zwischen diesen möglich, ohne sich in diese separat einwählen zu müssen.

Die Beschreibung wird auf der nächsten Seite fortgesetzt.

## Komponenten eines DSL–Internetzugangs (2)



Wir setzen die Komponentenbeschreibung der letzten Seite fort:

**Splitter:** Dieser ist im Prinzip eine Kombination aus Hoch- und Tiefpass mit drei Schnittstellen, die die Trennung der hochfrequenten xDSL–Datensignale (oberhalb von 138 kHz) von den niederfrequenten POTS– bzw. ISDN–Telefonsignalen (unterhalb von 120 kHz) übernimmt, bzw. deren Kombination.

- Diese *Breitbandanschlusseinheit* (BBAE) – wie sie im Telekom–Jargon auch heißt – ist nichts anderes als eine Frequenzweiche. Auf Seite der Teilnehmeranschlussleitung liegt die Summe der Signale an, während sowohl beim Kunden als auch auf der Anbieterseite die xDSL–Daten und die POTS/ISDN–Signale jeweils durch einen Splitter voneinander getrennt sind.

**xTU–C:** Die Abkürzung steht für *xDSL Transceiver Unit – Central office*. Sie ist die anbieterseitige xDSL–Einheit und wird meist als Leiterplatteneinschub (*Linecard*) für den DSLAM realisiert. Er wird manchmal auch als *Netzwerkterminationspunkt Breitbandanschluss* (NTBBAE) bezeichnet.

- Der xTU–C terminiert die physikalischen Endkunden–xDSL–Teilnehmeranschlüsse, moduliert teilnehmerseitig den ATM–Bitdatenstrom und demoduliert anbieterseitig das xDSL–Signal.

**DSLAM:** Die Abkürzung steht für *Digital Subscriber Line Access Multiplexer*. Fachleute verwenden für den DSLAM, den es in verschiedenen Ausführungen gibt, auch die Bezeichnung „MXBBA“. In der einfachsten Form terminiert er mit seinen xTU–C–Linecards die physikalischen Teilnehmeranschlüsse. In erweiterter Form ist im DSLAM auch ein *ATM Service Access Multiplexer* integriert.

- Aufgabe des DSLAM ist es, die ATM–Bitströme der Teilnehmeranschlussleitungen zu bündeln und konzentriert im Multiplexverfahren über eine STM–1–Glasfaserschnittstelle ins Anbieternetz weiterzuleiten. STM ist ein SDH–Übertragungsstandard zum Multiplexen von optischen Kanälen und steht für *Synchronous Transport Module*. STM–1 ermöglicht eine Bitrate von bis zu 155.52 Mbit/s, STM–64 bis zu fast 10 Gbit/s.

## Mögliche Bandbreitenbelegungen für xDSL

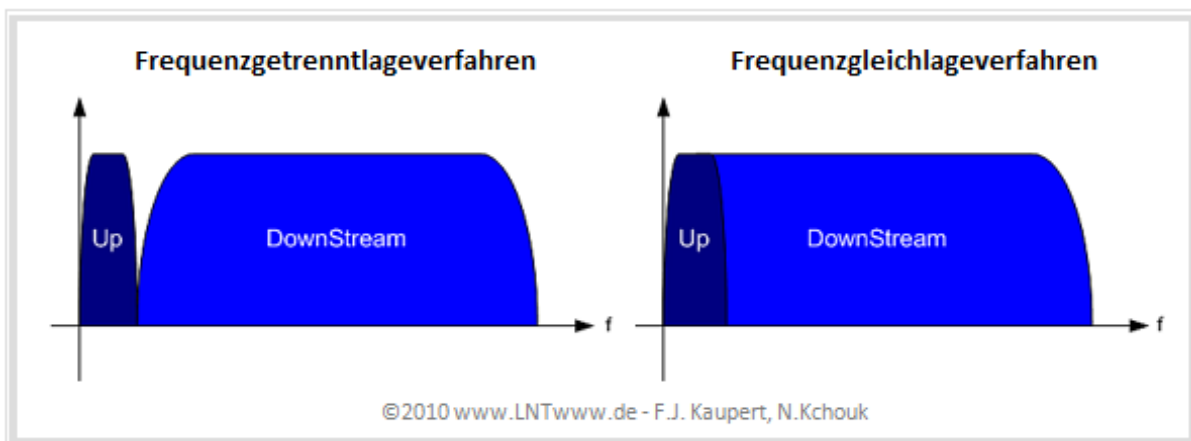
Die xDSL-Spezifikationen lassen den Betreibern viele Freiheiten hinsichtlich der Bandbreitenbelegung. Zur notwendigen Richtungstrennung der xDSL-Signalübertragung nach

- Abwärtsrichtung vom Anbieter zum Kunden (*Downstream* mit möglichst hoher Datenrate) und
- Aufwärtsrichtung vom Kunden zum Anbieter (*Upstream* mit meist niedrigerer Datenrate)

wurden hierfür zwei Varianten standardisiert:

- Beim **Frequenzgetrenntlageverfahren** werden die Datenströme für die beiden Richtungen in zwei voneinander getrennten Frequenzbändern übertragen mit dem Vorteil, dass zur Trennung der Übertragungsrichtungen ein einfaches Filter genügt, was die technische Realisierung vereinfacht.
- Beim **Frequenzgleichlageverfahren** überlagern sich in einem bestimmten Teil die Spektren von Upstream und Downstream. Die Trennung erfolgt hier über eine Echokompensationsschaltung. Vorteile dieses Verfahrens sind der geringere Bandbreitenbedarf bei höheren (und damit stärker gedämpften) Frequenzen sowie eine größere Reichweite.

Die Grafik stellt diese beiden Möglichkeiten vergleichend gegenüber.



Grundsätzlich überlassen die Spezifikationen den Entwicklern/Betreibern die Entscheidung,

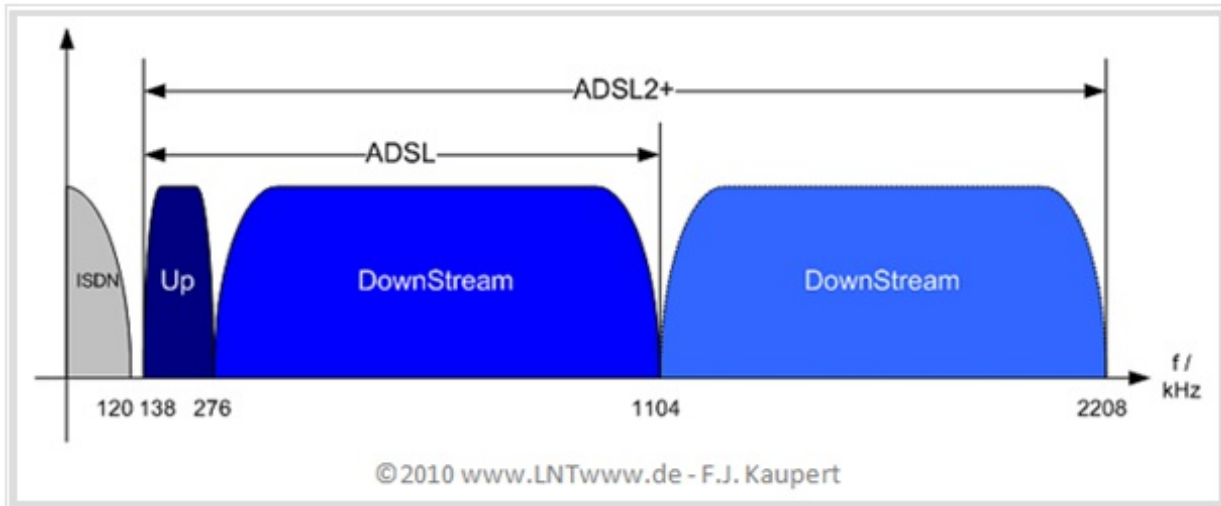
- xDSL alleine auf der Teilnehmeranschlussleitung zu betreiben, oder
- einen Mischbetrieb von xDSL mit den Telefondiensten POTS (*Plain Old Telephone Service*) oder ISDN (*Integrated Services Digital Network*) zu ermöglichen, und somit
- den von den beiden Telefondiensten belegten unteren Frequenzbereich für xDSL auszuschließen oder auch zu belegen.

## ADSL–Bandbreitenbelegung in Deutschland (1)

Wegen der technisch deutlich einfacheren Realisierbarkeit fiel in Deutschland für ADSL und ADSL2+ die Entscheidung zugunsten

- des Frequenzgetrenntlageverfahrens,
- die generelle Reservierung des unteren Frequenzbereichs für ISDN.

Das Frequenzgleichlageverfahren wird zwar teilweise noch verwendet, aber eher selten.



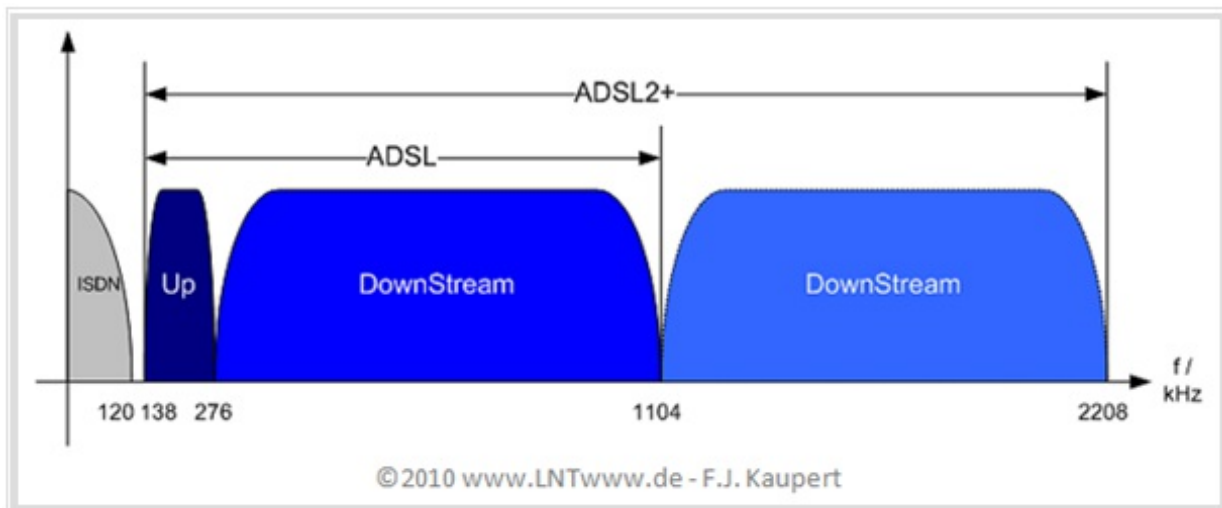
Bei den Übertragungsverfahren **QAM** und **CAP** wird die für DSL verfügbare Bandbreite nicht weiter zerlegt. Dagegen werden beim Mehrträgerverfahren **DMT** der Aufwärtskanal und der Abwärtskanal in  $N_{\text{Up}}$  bzw.  $N_{\text{Down}}$  Subkanäle (englisch: *Bins*) zu je 4.3125 kHz aufgeteilt.

Außerdem ist zu dieser Grafik anzumerken:

- Telefondienste (POTS bzw. ISDN) und xDSL liegen in verschiedenen Frequenzbändern, was die gegenseitigen Störungen im Bündelkabel minimiert. Das signalstärkere ISDN stört somit nicht das parallel laufende xDSL und umgekehrt.
- Der untere Frequenzbereich bis 120 kHz wurde für ISDN (wahlweise POTS) reserviert. Dieser Wert ergibt sich aus der ersten Nullstelle des **ISDN–Spektrums** mit 4B3T–Codierung. Oberhalb von 120 kHz wird das ISDN–Spektrum vollständig unterdrückt.
- Zur Trennung von Telefon– und xDSL–Signal wird an beiden Enden der Zweidrahtleitung ein **Splitter** eingesetzt, der je ein Tiefpassfilter und ein Hochpassfilter beinhaltet und auch die folgende Frequenzlücke bis 138 kHz berücksichtigt.
- Nach dieser Belegungslücke folgt das ADSL–Upstream-Band von 138 kHz bis 276 kHz. Diese Bandbreite erlaubt die Übertragung von  $N_{\text{Up}} = 32$  Subträgern zu je 4.3125 kHz. Dieser Wert ergibt sich aus der Rahmenübertragungsgeschwindigkeit.

Die Beschreibung wird auf der nächsten Seite fortgesetzt.

## ADSL–Bandbreitenbelegung in Deutschland (2)

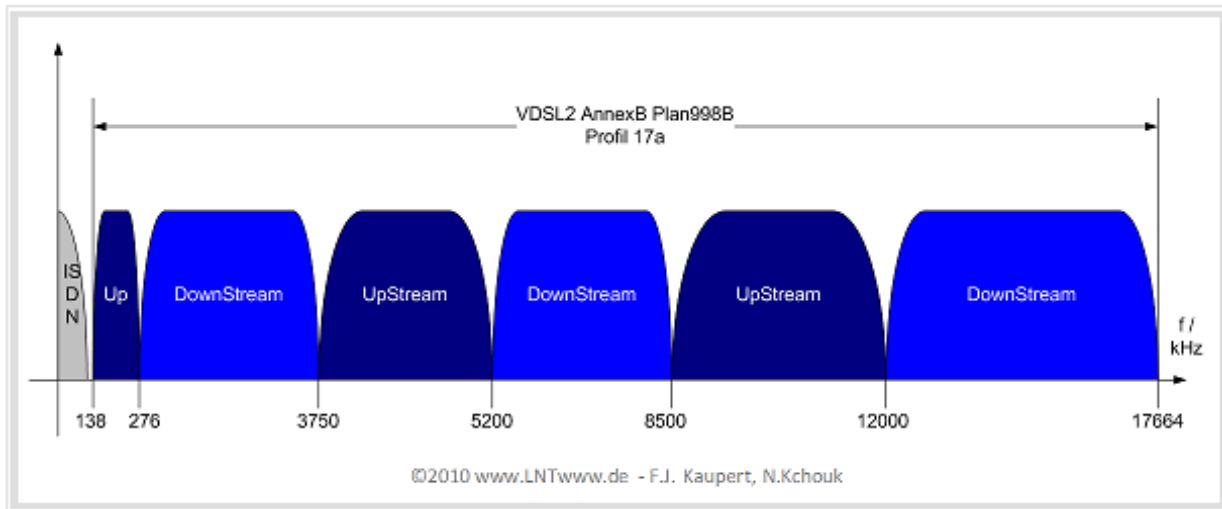


### Fortsetzung der Bildbeschreibung:

- Der anschließende Downstream-Bereich reicht bei ADSL bis 1104 kHz, womit  $N_{\text{Down}} = 256$  Subträger realisiert werden können. Die Trennung von Auf- und Abwärtskanal bei xDSL erfolgt über ein Bandpassfilter im Modem.
- Allerdings dürfen die ersten 64 Subträger (das entspricht 276 kHz) nicht belegt werden. Beim Frequenzgleichlageverfahren wären nur 32 Subträger auszusparen, wobei zu berücksichtigen ist, dass die Trennung von Aufwärts- und Abwärtsrichtung eine aufwändigere Realisierung erfordert.
- Bei ADSL2+ ist die Systembandbreite gleich 2208 kHz  $\Rightarrow N_{\text{Down}} = 512$  Subträger. Die Anzahl der auszusparenden Bins bleibt gegenüber ADSL unverändert. Berücksichtigt man, dass zwei Bins von Kontrollfunktionen (z.B. zur Synchronisation von Sender und Empfänger) belegt werden, so verbleiben 190 (ADSL) bzw. 446 (ADSL2+) Downstream-Kanäle für Nutzer.
- Die in Deutschland (und vielen europäischen Ländern) vorgeschriebene ISDN-Reservierung hat für xDSL allerdings die Konsequenz, dass die niedrigen Frequenzen, die bei einer Kupferleitung mit Abstand am wenigsten gedämpft werden und damit eigentlich am besten geeignet wären, nicht genutzt werden können.
- Aus der Frequenzanordnung erkennt man weiterhin, dass die Downstream-Subkanäle stärker gedämpft werden als die Upstream-Subkanäle (höhere Frequenzen) und demzufolge ein kleineres Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis (SNR) aufweisen.
- Die Entscheidung „Upstream unterhalb Downstream“ hängt damit zusammen, dass der Ausfall von Downstream-Kanälen nur eine vergleichsweise geringe Auswirkung auf die Übertragungsrate hat. Im Upstream würde sich ein solcher Ausfall prozentual viel stärker bemerkbar machen.

## VDSL2–Bandbreitenbelegung

Für VDSL2 hat die ITU mehrere Profile festgelegt. Für die in Deutschland eingesetzten Systeme gilt zum Zeitpunkt der Erstellung dieses Kapitels (2010) die in der Grafik angegebene Frequenzbandbelegung gemäß dem VDSL2 Plan 998b – Profil 17a (Annex B) der ITU. Die (leicht) hellere Farbgebung bei den höheren Frequenzen soll darauf hinweisen, dass diese Kanäle stärker gedämpft werden.



Ohne Anspruch auf Vollständigkeit lässt sich dieser Belegungsplan wie folgt charakterisieren:

- Um höhere Bitraten zu erreichen, werden hier achtmal so viele Bins verwendet als bei ADSL2+. Damit beträgt die Systembandbreite  $8 \cdot 2208 \text{ MHz} = 17664 \text{ MHz}$ , womit Übertragungsraten bis zu 100 Mbit/s (abhängig von Kabellänge und –beschaffenheit) ermöglicht werden.
- Auch hier gilt, dass die Frequenzbänder für die Upstream–Subkanäle immer bei den niedrigeren Frequenzen angeordnet sind, da die größere Kabeldämpfung (mit der Frequenz zunehmend) beim Upstream einen prozentual größeren Einfluss auf die Gesamtbitrate hat als beim Downstream.
- Bei VDSL2–Systemen wird stets das so genannte Frequenzgetrenntlageverfahren verwendet. Eine Überlappung der Upstream– und Downstream–Frequenzbänder ist in der ITU–Spezifikation für VDSL2 kategorisch ausgeschlossen.
- Bei den VDSL–Systemen in Deutschland sind die unteren Frequenzen wieder für ISDN reserviert. Danach folgen abwechselnd Bereiche für Upstream und Downstream. Aus den angegebenen Bereichsgrenzen erkennt man die gegenüber dem Downstream schmäleren Upstream–Bereiche.
- Man erkennt weiter eine abwechselnde Anordnung von Upstream– und Downstreambereichen. Ein Grund hierfür ist, dass bei diesem breiten Spektrum vermieden werden soll, dass eine Richtung (zum Beispiel abwärts) nur stark gedämpfte Frequenzen (also hohe) zugewiesen bekommt.
- Die VDSL2–Spezifikation sieht Belegungspläne bis zu Systembandbreiten von 30 MHz (Profil 30a) vor, die Übertragungsraten bis etwa 200 Mbit/s auf kurzen Strecken ermöglichen sollen. Dafür wird auch die Subkanalbandbreite gegenüber ADSL auf 8.625 kHz verdoppelt.
- Alle Belegungspläne werden zudem mit verschiedenen Masken für das Leistungsdichtespektrum versehen, um so die maximale Sendeleistung und damit auch die Störung benachbarter Systeme im Kabelbündel (Nebensprechen) zu begrenzen.

## Übertragungsverfahren im Überblick

Zu Beginn der verschiedenen Standardisierungsprozeduren für die einzelnen xDSL–Varianten wurden als Basis verschiedene Übertragungsverfahren festgelegt:

- **Pulscode modulation** für ISDN sowie *Trellis Coded–Pulse Amplitude Modulation* für HDSL2 und SHDSL/SDSL,
- **Quadratur–Amplitudemodulation** (QAM) für QAM–ADSL und QAM–VDSL,
- **Carrierless Amplitude/Phase Modulation** (CAP) für CAP–HDSL und CAP–ADSL,
- **Discrete Multitone Transmission** (DMT) für ADSL, ADSL2, ADSL 2+, VDSL und VDSL2.

Mit zunehmender Forderung des Marktes nach höheren Übertragungsraten und den damit verbundenen Anforderungen kristallisierten sich zwei geeignete Hauptverfahren heraus, nämlich

- QAM/CAP,
- DMT.

Da sich die Hersteller von 1997 bis 2003 auch aus patentrechtlichen Gründen auf keinen gemeinsamen Standard einigen konnten (man spricht in diesem Zusammenhang sogar von *Line Code Wars*), kam es lange Zeit zur Koexistenz beider konkurrierender Verfahren. Bei den so genannten DSL–Olympics 2003 wurde schließlich die Entscheidung zugunsten von DMT getroffen,

- einerseits wegen der etwas besseren Performance allgemein,
- insbesondere aber wegen der höheren Robustheit gegenüber Schmalbandstörungen.

Insbesondere für die USA (viele Telefonfreileitungen und damit verbundene Probleme mit eingekoppelten Funksignalen) hat das zweite Argument eine große Rolle gespielt.

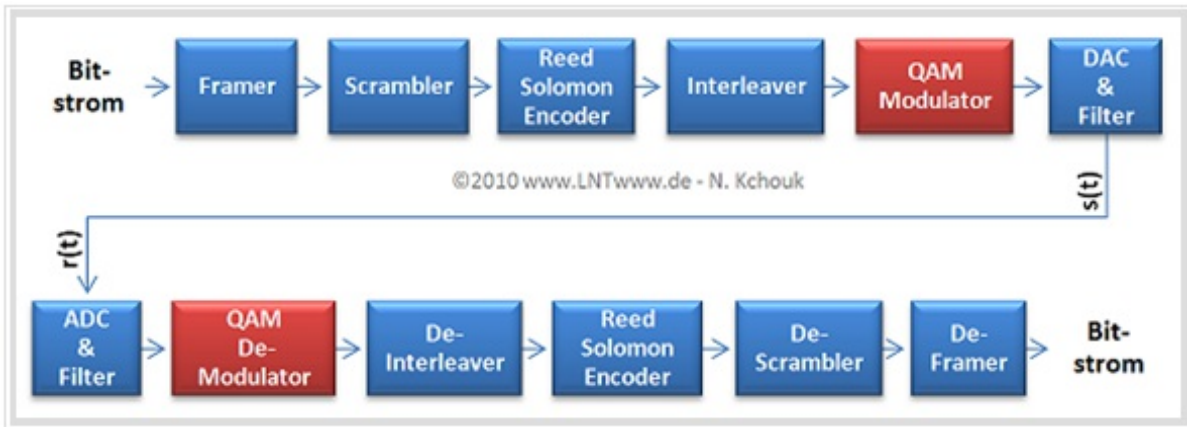
Die heutigen (2010) in Deutschland vorwiegend angebotenen xDSL–Varianten ADSL2(+) und VDSL2 basieren alle auf dem *Discrete Multitone Transmission*–Verfahren, wobei aber die einzelnen Subträger durchaus mit QAM–Signalen belegt sein können.

Zunächst sollen aber in aller Kürze xDSL–QAM– und xDSL–CAP–Systeme betrachtet werden.



## Grundlagen der Quadratur-Amplitudenmodulation (1)

Die folgende Grafik zeigt das Referenzmodell für QAM-ADSL, wobei wir uns hier nur mit den beiden roten Funktionsblöcken **QAM-Modulator** und **QAM-De-Modulator** beschäftigen wollen.

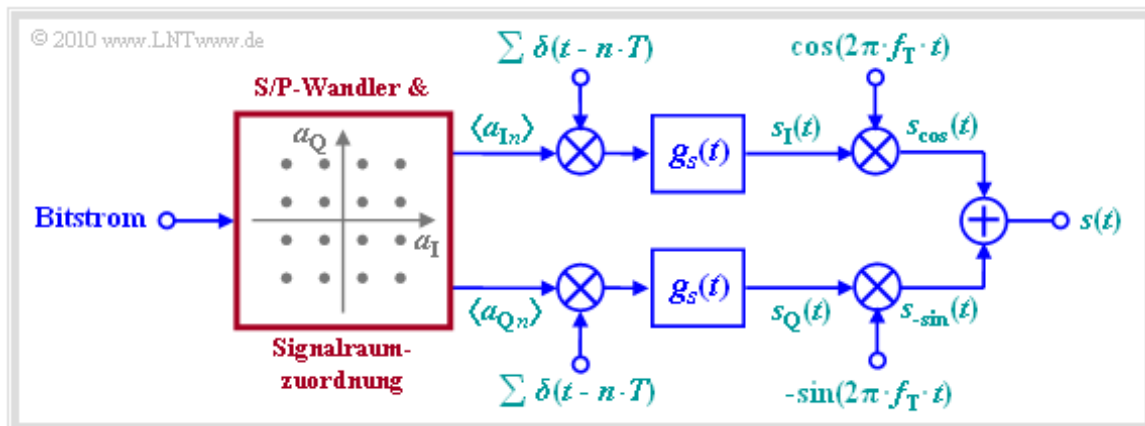


Die Trägerfrequenz  $f_T$  liegt jeweils innerhalb des spezifizierten Auf- und Abwärts-Bandes der jeweiligen xDSL-Variante. Sie wird ebenso wie die Signalraumgröße (zwischen 4 und 256 Signalraumpunkte) und die Symbolrate durch Kanalmessungen bei der Initialisierung der Übertragung festgelegt.

Für QAM-ADSL wurden folgende Symbolraten (in kBaud = 1000 Symbole/s) festgelegt:

- 20, 40, 84, 100, 120, 136 im Upstream,
- 40, 126, 160, 252, 336, 504, 806.4, 1008 im Downstream.

Das QAM-Prinzip wurde bereits im **Kapitel 4.3** des Buches „Modulationsverfahren“ ausführlich beschrieben. Hier folgt nur eine kurze Zusammenfassung anhand der folgenden Grafik bezieht:



- QAM ist ein Einträgermodulationsverfahren um die Trägerfrequenz  $f_T$ . Zunächst erfolgt eine blockweise Seriell-/Parallelwandlung des eingehenden Bitstroms und die Signalraumzuordnung.
- Dabei werden aus jeweils  $b$  binären Eingangssymbolen zwei mehrstufige Amplitudenkoeffizienten  $a_{In}$  und  $a_{Qn}$  abgeleitet (Inphase- und Quadraturkomponente), wobei beide Koeffizienten jeweils einen von  $M = 2^{b/2}$  möglichen Amplitudenwerten annehmen können.
- Das in der Grafik betrachtete Beispiel gilt für die 16-QAM mit  $b = M = 4$  und dementsprechend 16 Signalraumpunkten. Bei einer 256-QAM würde  $b = 8$  und  $M = 16$  gelten ( $2^b = M^2 = 256$ ).

Die Bildbeschreibung wird auf der nächsten Seite fortgesetzt.

## Grundlagen der Quadratur-Amplitudenmodulation (2)

Fortsetzung der Beschreibung der **vorherigen Grafik**

- Die Koeffizienten  $a_{In}$  und  $a_{Qn}$  werden jeweils einem Diracpuls als Impulsgewichte eingepreßt. Nach der Impulsformung  $\Rightarrow$  Sendegrundimpuls  $g_s(t)$  gilt in den Zweigen des Blockschaltbilds:

$$s_I(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{In} \cdot g_s(t - n \cdot T), \quad s_Q(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_{Qn} \cdot g_s(t - n \cdot T).$$

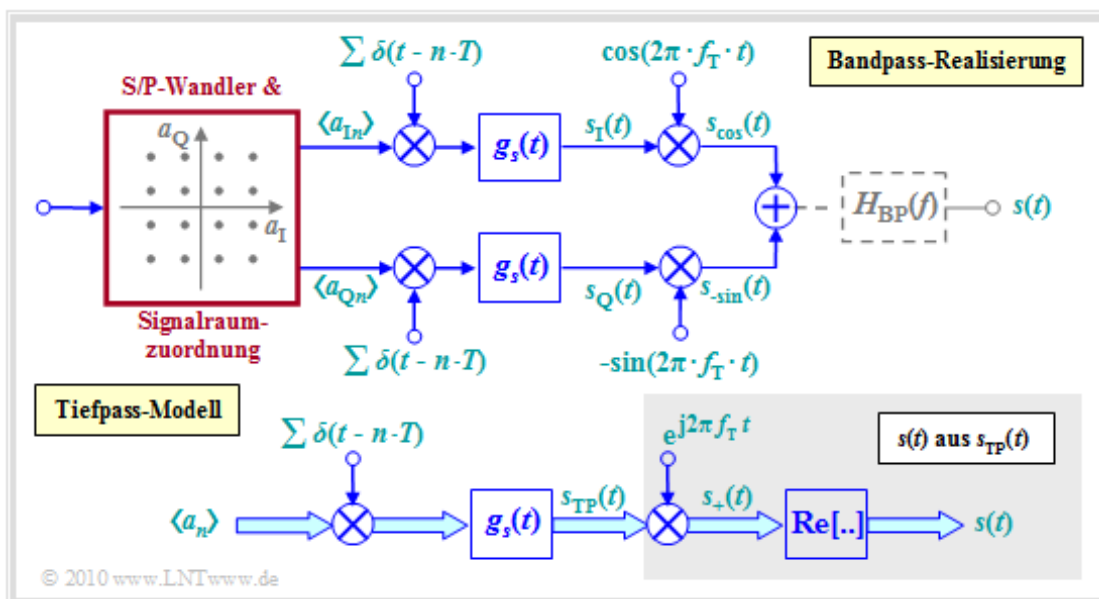
Für die Impulsformung kommen meist Cosinus-Rolloff-Filter (geringe Bandbreite !) zum Einsatz.

- Anzumerken ist, dass wegen der redundanzfreien Umsetzung die Symboldauer  $T$  dieser Signale um den Faktor  $b$  größer ist als die Bitdauer  $T_B$  der binären Eingangsfolge. Im gezeichneten Beispiel (16-QAM) gilt  $T = 4 \cdot T_B$ .
- Das **QAM-Sendesignal**  $s(t)$  ist dann die Summe der beiden mit Cosinus bzw. Minus-Sinus multiplizierten Teilsignale (möglicherweise folgt noch eine Bandbegrenzung, um Interferenzen zu benachbarten Bändern zu verhindern, siehe Grafik):

$$s(t) = s_I(t) \cdot \cos(2\pi f_T t) - s_Q(t) \cdot \sin(2\pi f_T t).$$

- Die beiden Zweige (I und Q) können wegen der Orthogonalität von Cosinus- und (Minus-) Sinus als zwei völlig getrennte  $M$ -stufige ASK-Systeme aufgefasst werden, die sich gegenseitig nicht stören, solange alle Komponenten optimal ausgelegt sind.
- Das bedeutet weiterhin: Die Quadratur-Amplitudenmodulation ermöglicht eine Verdoppelung der Datenrate bei gleichbleibender Qualität.

Die Grafik zeigt oben das BP-Modell, unten das äquivalente TP-Modell. Man kombiniert Inphase- und Quadraturkoeffizient zum komplexen Amplitudenkoeffizienten  $a_n = a_{In} + j \cdot a_{Qn}$  und ersetzt zusätzlich das BP-Signal  $s(t)$  durch das äquivalente TP-Signal  $s_{TP}(t) = s_I(t) + j \cdot s_Q(t)$ .



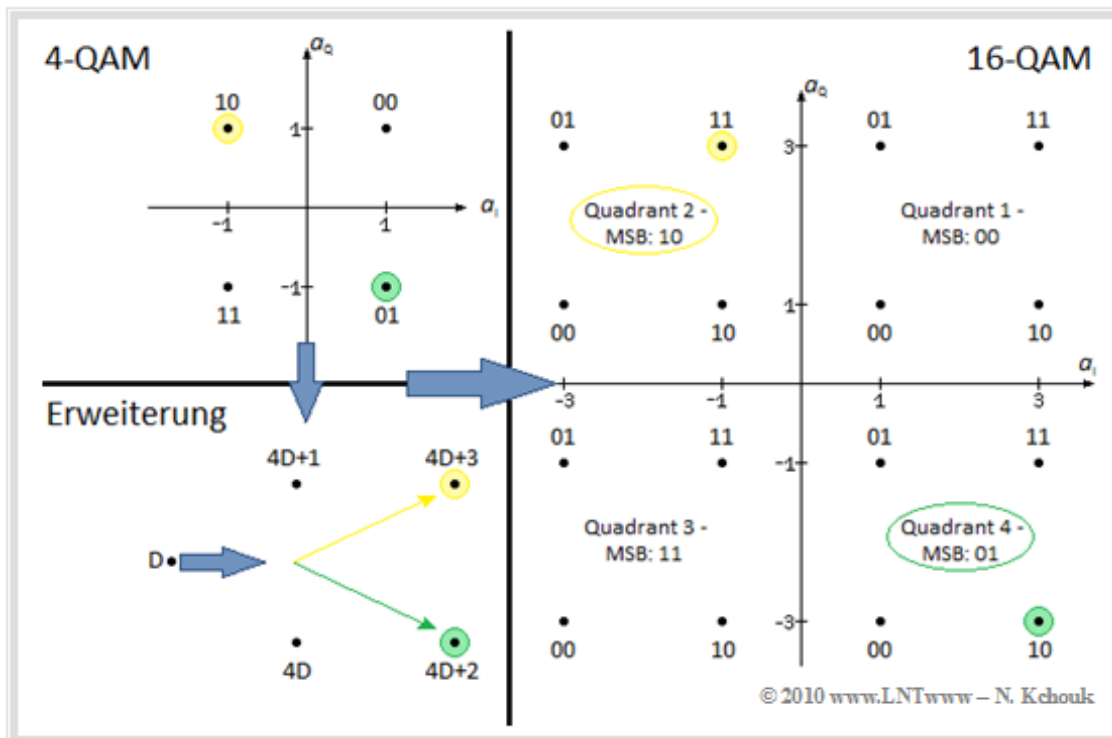
Die Darstellung des QAM-Senders und des hier nicht explizit aufgeführten QAM-Empfängers ist Inhalt der Flash-Animation **Prinzip der Quadratur-Amplitudenmodulation**.

## Mögliche QAM-Signalraumkonstellationen (1)

Ein wichtiger QAM-Parameter ist die Anzahl  $b$  der Bits, die zum Amplitudenkoeffizientenpaar  $(a_I, a_Q)$  verarbeitet werden. Hierbei ist  $b$  stets geradzahlig. Ist  $b = 2$ , so kann sowohl  $a_I$  als auch  $a_Q$  nur die beiden Werte  $\pm 1$  annehmen und es ergibt sich die **4-QAM** entsprechend der linken Konstellation in nachfolgender Grafik. Entsprechend einer ITU-Empfehlung gilt dabei die Zuordnung:

$$\begin{aligned} q_1 = 0, q_0 = 0 &\Leftrightarrow a_I = +1, a_Q = +1, & q_1 = 0, q_0 = 1 &\Leftrightarrow a_I = +1, a_Q = -1, \\ q_1 = 1, q_0 = 0 &\Leftrightarrow a_I = -1, a_Q = +1, & q_1 = 1, q_0 = 1 &\Leftrightarrow a_I = -1, a_Q = -1. \end{aligned}$$

Der gelb markierte Punkt **10** ( $a_I = -1, a_Q = 1$ ) steht also für  $q_1 = 1, q_0 = 0$ .



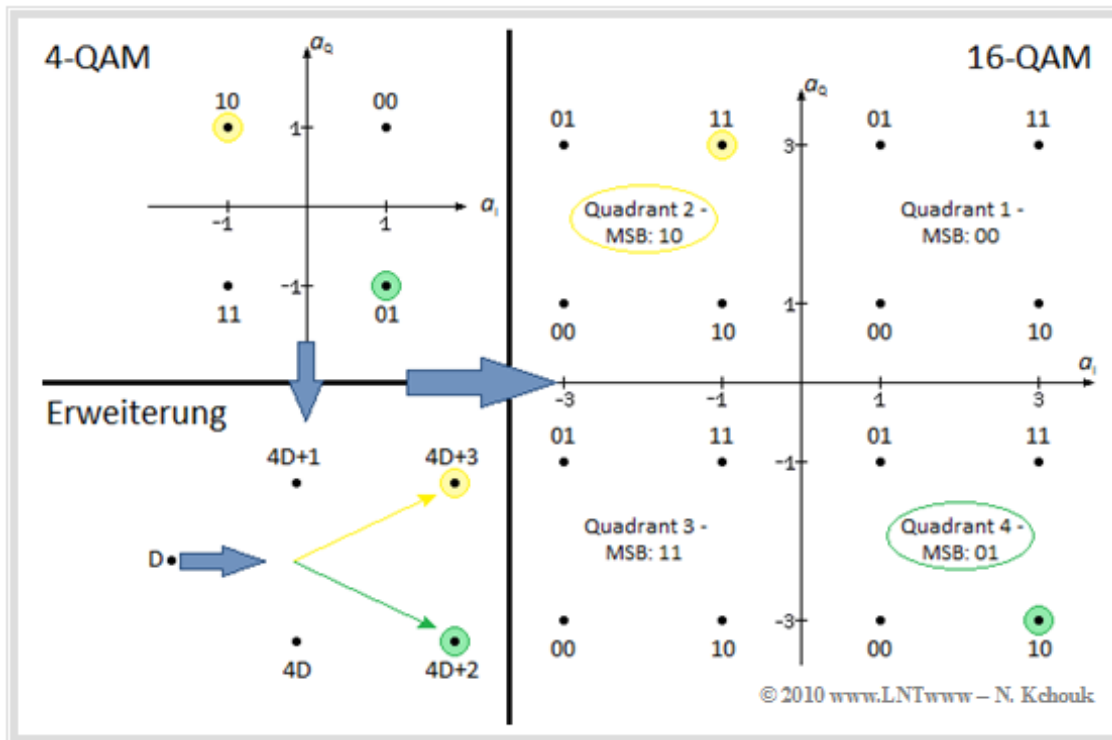
Mit  $b = 4 \Rightarrow M = 2^{b/2} = 4$  kommt man zur **16-QAM** entsprechend dem rechten Diagramm mit den möglichen Amplitudenkoeffizienten  $a_I \in \{\pm 3, \pm 1\}$  und  $a_Q \in \{\pm 3, \pm 1\}$ . Dieses lässt sich mit Hilfe des links unten angegebenen Hilfsgraphen ermitteln, wie die nachfolgenden zwei Beispiele verdeutlichen sollen.

- $q_3 = 1, q_2 = 0, q_1 = 1, q_0 = 1$  (gelbe Markierung). Die beiden höchstwertigen Bit (*Most Significant Bit*, MSB) **10** bestimmen entsprechend dem 4-QAM-Diagramm den Quadranten, in dem das Symbol liegt. Die beiden niederwertigen Bit (**11**) legen zusammen mit dem Hilfsgraphen den Punkt innerhalb des Quadranten fest. Das Ergebnis ist  $a_I = -1, a_Q = +3$ .
- Entsprechend liefern die Eingangsbits  $q_3 = 0, q_2 = 1, q_1 = 1, q_0 = 0$  (grüne Markierung) die Koeffizienten  $a_I = +3, a_Q = -3$ .

Die Bildbeschreibung wird auf der nächsten Seite fortgesetzt.

## Mögliche QAM-Signalraumkonstellationen (2)

Fortsetzung der Bildbeschreibung:



Eine weitere Möglichkeit zur Beschriftung der Punkte bietet der Dezimalwert  $D$ .

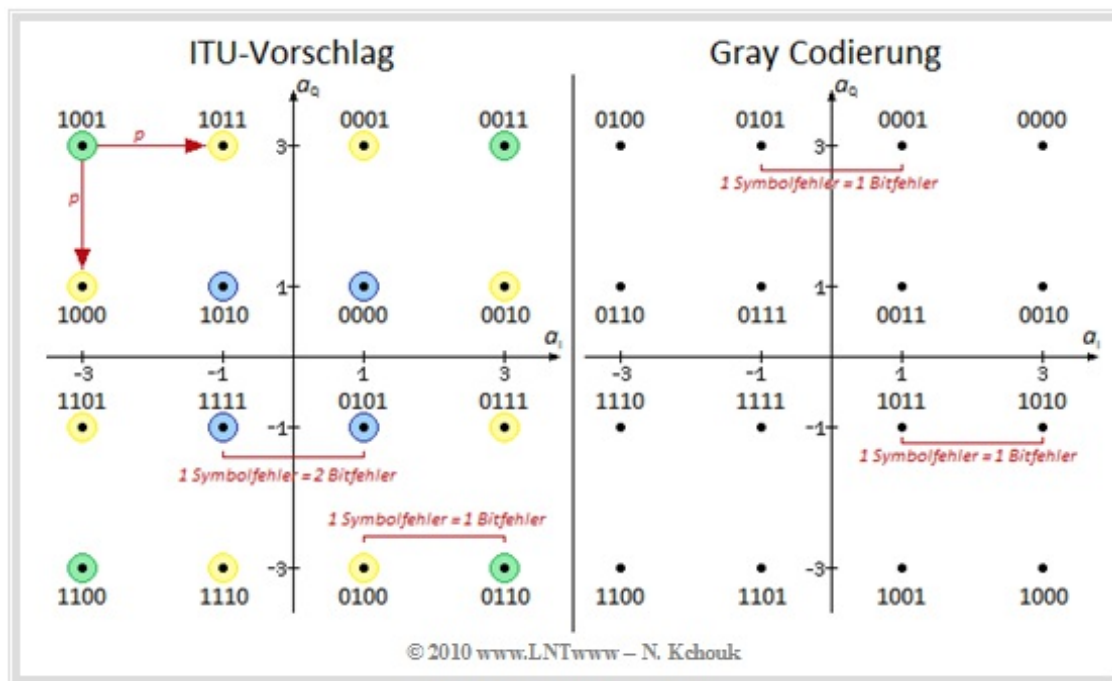
- Der gelb markierte Punkt im 4-QAM-Diagramm ist binär mit **10** bezeichnet  $\Rightarrow$  dezimal  $D = 2$ . Dieser Punkt markiert gleichzeitig den Quadranten der 16-QAM.
- Die weitere Unterteilung ergibt sich aus der linken unteren Grafik. Dort steht beim gelben Punkt  $4D + 3 \Rightarrow 11$  (dezimal). Deshalb steht der rechte obere Punkt (gelb markiert) im linken oberen Quadranten für dezimal  $11 \Rightarrow$  binär **1011**.
- Für den grünen Punkt ergibt sich mit  $D = 1$  der Dezimalwert  $4D + 2 \Rightarrow 6$ , was der binären Darstellung **0110** entspricht.

Nach diesem Schema lassen sich auch die Signalraumkonstellationen für 64-QAM ( $b = 6, M = 8$ ) und 256-QAM ( $b = 8, M = 16$ ) entwickeln, worauf in **Aufgabe A2.3** im Detail eingegangen wird.

Mit steigendem  $b$  und damit größerer Anzahl definierter Symbole ( $M^2$ ) nimmt die Bandbreiteneffizienz zu, aber es steigt auch der Aufwand für die Signalverarbeitung. Außerdem ist zu berücksichtigen, dass eine dichte QAM-Belegung nur bei ausreichend gutem Kanal möglich ist.

### Mögliche QAM–Signalraumkonstellationen (3)

Betrachten wir noch für die beschriebene 16–QAM (linke Grafik, hier als ITU–Vorschlag bezeichnet) die sich ergebende Fehlerwahrscheinlichkeit bei AWGN–Rauschen. Es kann davon ausgegangen werden, dass ein Fehler zu einem horizontal oder vertikal benachbarten Symbol führt, wie für den linken oberen (grünen) Punkt angedeutet. Die Fehlerwahrscheinlichkeit  $p$  hängt dabei von der euklidischen Distanz der beiden Punkte und der AWGN–Rauschleistungsdichte  $N_0$  ab. Eine Verfälschung zum weiter entfernten blauen Punkt ist bei Gaußischem Rauschen eher unwahrscheinlich.



Alle Eckpunkte (grün hinterlegt) können nur in zwei Richtungen verfälscht werden. Dagegen haben die inneren QAM–Punkte (blau hinterlegt) vier direkte Nachbarn und die restlichen Symbole (gelb hinterlegt) drei. Für die (mittlere) Symbolfehlerwahrscheinlichkeit gilt dann:

$$p_s = \frac{1}{16} \cdot (4 \cdot 2p + 8 \cdot 3p + 4 \cdot 4p) = 3p.$$

Zur Berechnung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit  $p_B$  muss nun berücksichtigt werden, dass bei der linken Konstellation ein Symbolfehler zu einem (Beispiel: **0100**  $\Rightarrow$  **0110**, innerhalb eines Quadranten) oder zwei (Beispiel: **1111**  $\Rightarrow$  **0101**, zwischen benachbarten Quadranten) Bitfehlern führt. Die Berechnung von  $p_B$  ist hier mit einem gewissen Aufwand verbunden.

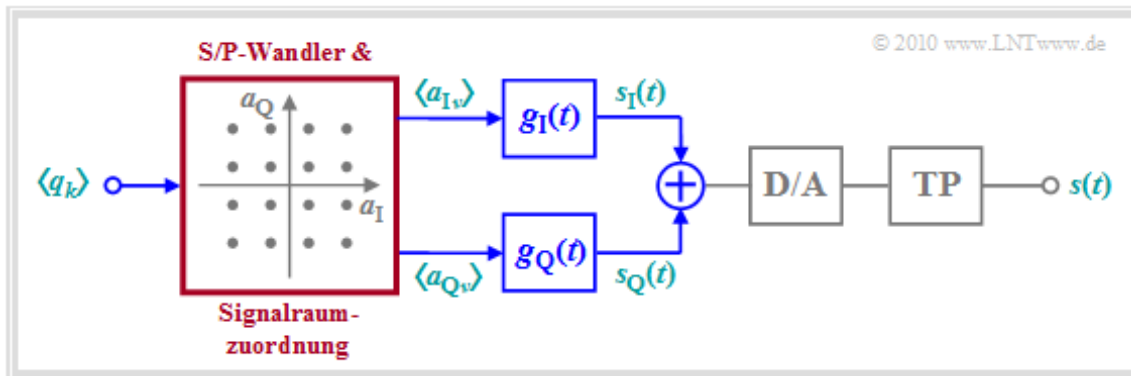
Dagegen unterscheidet sich bei einer Gray–Codierung (rechtes Diagramm) jedes Symbol von seinen Nachbarn um genau ein Bit, und jeder Symbolfehler hat somit genau nur einen Bitfehler zur Folge. Die (mittlere) Bitfehlerwahrscheinlichkeit ist in diesem Fall gleich

$$p_B = p_s/4 = 3/4 \cdot p.$$

Hierbei ist berücksichtigt, dass jedes einzelne Symbol vier Bit beinhaltet.

## Carrierless Amplitude Phase Modulation

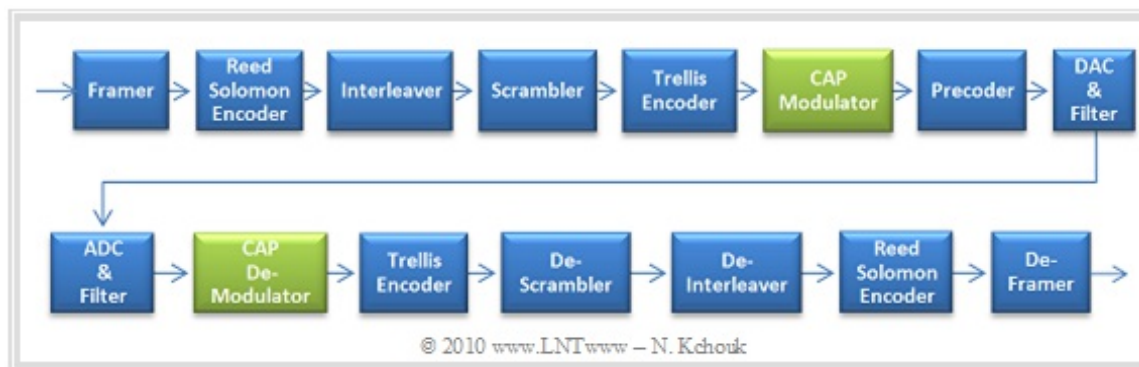
*Carrierless Amplitude Phase Modulation* (CAP) ist eine bandbreiteneffiziente Variante der QAM, die sich mit digitalen Signalprozessoren sehr einfach realisieren lässt. Der Unterschied zur QAM liegt einzig darin, dass auf eine Modulation mit einem Trägersignal verzichtet werden kann.



Anstelle der Multiplikation mit Cosinus und Minus-Sinus wird hier eine digitale Filterung vorgenommen.  $g_I(t)$  und  $g_Q(t)$  sind die um  $\pi/2$  phasenverschobenen Impulsantworten zweier transversaler Bandpassfilter mit gleicher Amplitudencharakteristik. Beide sind zueinander orthogonal, das heißt, dass das Integral des Produkts  $g_I(t) \cdot g_Q(t)$  über eine Symboldauer den Wert 0 ergibt.

- Die so erzeugten Signale  $s_I(t)$  und  $s_Q(t)$  werden zusammengeführt, durch einen Digital–Analog–Wandler in ein zeitkontinuierliches Signal gewandelt und die bei der D/A–Wandlung erzeugten unerwünschten hochfrequenten Anteile vor dem Aussenden durch ein Tiefpassfilter (TP) eliminiert.
- Beim Empfänger wird das Signal  $r(t)$  zunächst mittels A/D–Wandler in ein zeitdiskretes Signal gewandelt und anschließend werden über zwei *Finite–Impulse–Response–Filter* (FIR–Filter) und nachgelagerte Entscheider die Inphase– und Quadratur–Symbole  $a_I$  und  $a_Q$  extrahiert.

CAP war der de–facto–Standard bei den anfänglichen ADSL–Spezifikationen bis 1996. Die Frequenzen bis 4 kHz wurden für POTS reserviert. Der CAP–ADSL–Aufwärtskanal belegte den Frequenzbereich von 25 kHz bis 160 kHz und der Abwärtskanal die Frequenzen von 240 kHz bis 1.5 MHz. Die folgende Grafik zeigt das Referenzmodell.

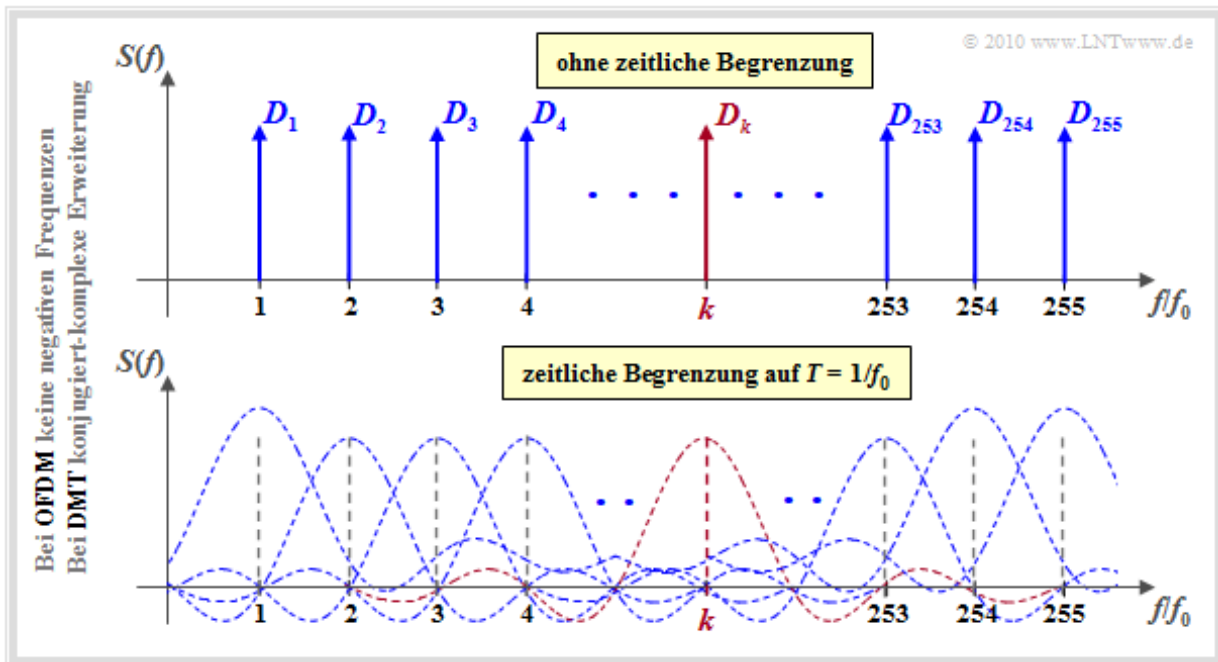


Ein Problem bei CAP ist, dass ein „schlechter Kanal“ dramatische Folgen auf die Übertragungsqualität hat. Deshalb findet man heute (2010) CAP–ADSL nur noch bei einigen wenigen HDSL–Varianten.

## Grundlagen von DMT – Discrete Multitone Transmission (1)

*Discrete Multitone Transmission* (DMT) bezeichnet ein Mehrträgermodulationsverfahren, das nahezu identisch mit **Orthogonal Frequency Division Multiplexing** (OFDM) ist. Bei leitungsgebundener Übertragung spricht man meist von „DMT“, bei drahtloser Übertragung von „OFDM“.

In beiden Fällen unterteilt man die gesamte Bandbreite in eine große Anzahl schmalbandiger äquidistanter Subkanäle. Die jeweiligen Subträgersignale  $s_k(t)$  werden individuell mit komplexen Datensymbolen  $D_k$  beaufschlagt und die Summe der modulierten Subträgersignale wird als Sendesignal  $s(t)$  übertragen.



Die Grafik verdeutlicht das Prinzip von OFDM und DMT im Frequenzbereich, wobei teilweise die für ADSL/DMT spezifizierten Werte verwendet sind:

- 255 Subträger mit den Trägerfrequenzen  $k \cdot f_0$  ( $k = 1, \dots, 255$ ),
- Grundfrequenz  $f_0 = 4.3125$  kHz, da 4000 Datenrahmen pro Sekunde übertragen werden, nach 68 Datenrahmen ein Synchronisationsrahmen eingefügt wird und aufgrund des zyklischen Präfix (siehe Kapitel 2.4) die Symboldauer  $T = 1/f_0$  noch um den Faktor  $16/17$  verkürzt werden muss.

Ein wesentlicher Unterschied zwischen OFDM und DMT besteht darin, dass

- bei OFDM das dargestellte Spektrum  $S(f)$  in Wirklichkeit ein äquivalentes Tiefpass-Spektrum  $S_{\text{TP}}(f)$  beschreibt und noch die Verschiebung um eine Trägerfrequenz  $f_T$  zu berücksichtigen ist:

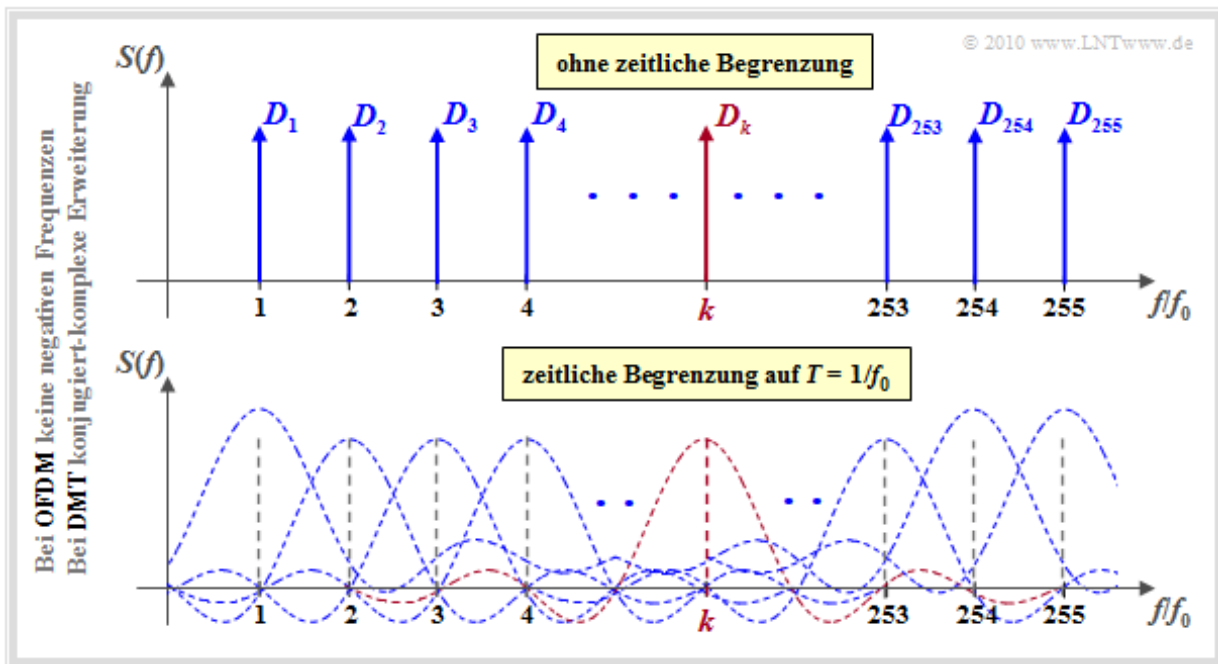
$$S_{\text{TP}}(f) = \sum_{k=1}^{255} D_k \cdot \delta(f - k \cdot f_0) \Rightarrow S(f) = \frac{1}{2} [S_{\text{TP}}(f - f_T) + S_{\text{TP}}^*(-(f + f_T))] ,$$

- bei DMT dagegen noch die Anteile bei negativen Frequenzen berücksichtigt werden müssen, die mit den konjugiert-komplexen Spektralkoeffizienten zu gewichten sind:

$$S(f) = \sum_{k=1}^{255} [D_k \cdot \delta(f - k \cdot f_0) + D_k^* \cdot \delta(f + k \cdot f_0)] .$$

Die Beschreibung wird auf der nächsten Seite fortgesetzt.

## Grundlagen von DMT – Discrete Multitone Transmission (2)



**Fortsetzung der Bildbeschreibung:** Nach den Gleichungen der letzten Seite besteht das komplexe OFDM-Signal  $s_{\text{OFDM}}(t)$  aus  $K = 255$  komplexen Exponentialschwingungen. Das DMT-Signal  $s_{\text{DMT}}(t)$  setzt sich aus ebenso vielen Cosinusschwingungen mit Frequenzen  $k \cdot f_0$  zusammen (volle Belegung vorausgesetzt). Trotz komplexer Koeffizienten  $D_k$ , die sich bei QAM-Belegung der Träger ergeben, ist das DMT-Signal wegen der konjugiert-komplexen Ergänzungen bei negativen Frequenzen stets reell. Sowohl bei OFDM als auch bei der DMT ist allerdings das Sendesignal  $s(t)$  zeitlich genau auf die Symboldauer  $T = 1/f_0 \approx 232 \mu\text{s}$  begrenzt, was mathematisch der Multiplikation mit einem Rechteck der Dauer  $T$  bedeutet. Im Spektralbereich entspricht dies der Faltung mit einer Spaltfunktion  $\text{si}(\pi f T)$ :

- Aus jeder Diracfunktion bei  $k \cdot f_0$  wird somit bei Berücksichtigung der zeitlichen Begrenzung eine  $\text{si}$ -Funktion an gleicher Stelle, wie im unteren Diagramm dargestellt.
- Benachbarte Subträgerspektren überlappen sich zwar auf der Frequenzachse, aber bei  $k \cdot f_0$  sind wieder die Koeffizienten  $D_k$  zu erkennen, da alle anderen Spektren hier Nullstellen aufweisen.
- Für die untere Grafik ist ein symmetrisches Rechteck angenommen. Ein Rechteck zwischen 0 und  $T$  hätte noch einen Phasenterm zur Folge. Es würde sich aber nichts bezüglich  $|S(f)|$  ändern.

Geht man von den für den ADSL-Downstream günstigen Voraussetzungen aus, nämlich dass

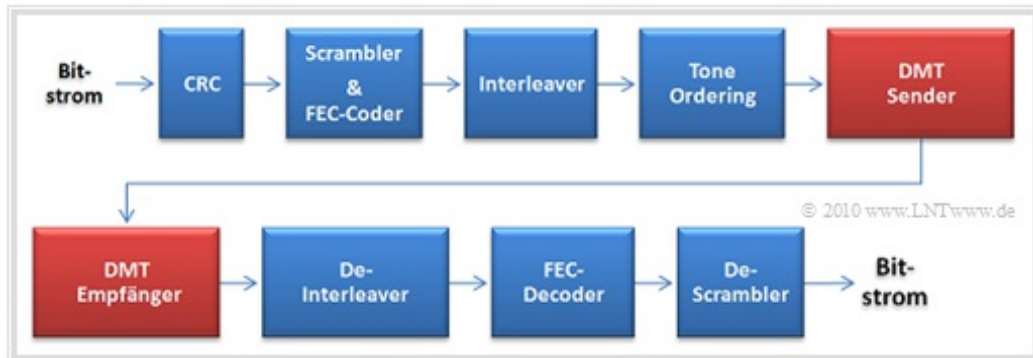
- pro Sekunde 4000 Rahmen übertragen werden,
- stets alle Subträger aktiv sind ( $K = 255$ ),
- jeder Träger mit einer 1024-QAM ( $b = 10$ , laut ITU  $8 \leq b \leq 15$ ) belegt ist, und
- ideale Bedingungen herrschen, so dass die in der Grafik erkennbare Orthogonalität erhalten bleibt,

so ergibt sich für die maximale Daten(bit)rate  $R_{\text{B,max}} = 4000 \cdot K \cdot b \approx 10 \text{ Mbit/s}$ . Spezifiziert ist der ADSL-Downstream allerdings nur mit 2 Mbit/s (Aussparung der 64 untersten Träger wegen ISDN und Upstream, QAM-Belegung der stark gedämpften Träger mit weniger als 10 Bit, Berücksichtigung des zyklischen Präfix sowie einige betriebsbedingte Gründe).



## DMT–Realisierung mit IDFT/DFT (1)

Die folgende Grafik zeigt das DMT–Gesamtsystem, wobei wir uns zunächst auf die beiden roten Blöcke konzentrieren. Die blauen Blöcke werden im **Kapitel 2.4** behandelt.

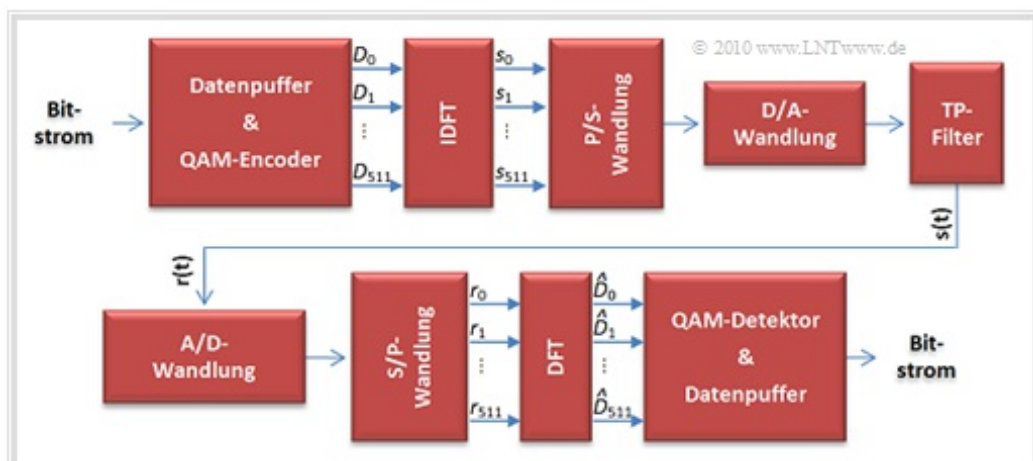


In etwas vereinfachter Form lassen sich Sender und Empfänger wie in der unteren Grafik darstellen:

- Zur Durchführung der DMT–Modulation wird beim Sender ein Block an Eingangsbits in einem Datenpuffer angesammelt, der als ein Rahmen übertragen werden soll.
- Der QAM–Coder liefert pro Rahmen die komplexwertigen Datensymbole  $D_1, \dots, D_{255}$ , die mit  $D_0 = D_{256} = 0$  sowie  $D_k = D_{512-k}^*$  ( $k = 257, \dots, 511$ ) zum Vektor  $\mathbf{D}$  der Länge 512 erweitert wird. Als Konsequenz **finiter Signale** sind  $D_{257}, \dots, D_{511}$  identisch mit  $D_{-255}, \dots, D_{-1}$ .
- Diese Spektralabstastwerte  $\mathbf{D}$  werden mittels der **Inversen Diskreten Fouriertransformation** (IDFT) in den Vektor  $\mathbf{s}$  der Zeitsignalabstastwerte umgerechnet, ebenfalls mit Länge 512. Wegen der konjugiert–komplexen Belegung im Spektralbereich ist  $\text{Im}\{\mathbf{s}\} = 0$ .
- Nach Parallel/Seriell– und Digital/Analog–Wandlung und Tiefpassfilterung von  $\text{Re}\{\mathbf{s}\}$  ergibt sich das physikalische und damit reelle sowie zeitkontinuierliche Sendesignal  $s(t)$ . Für dieses gilt im Bereich  $0 \leq t \leq T$  (Faktor 2, da jeweils zwei Koeffizienten zu Cosinus/Sinus beitragen):

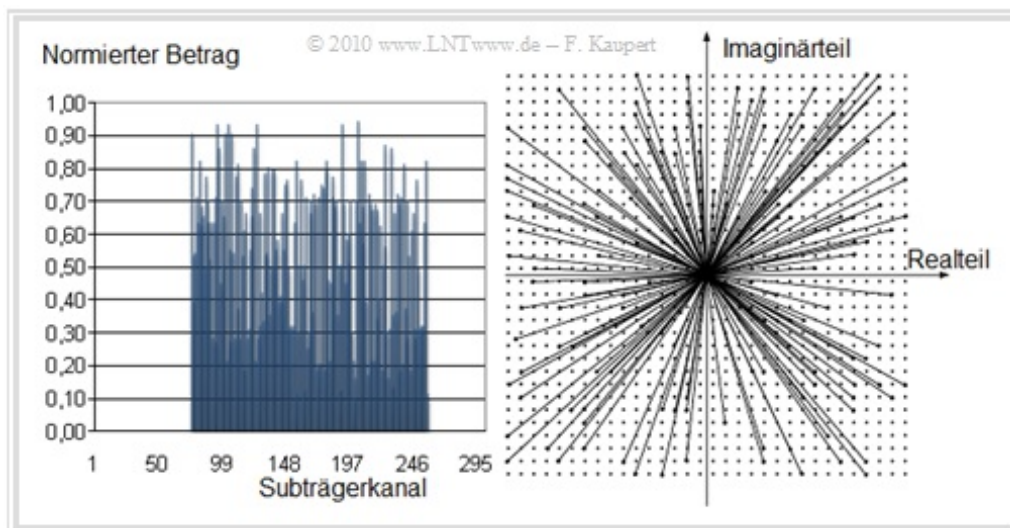
$$s(t) = \sum_{k=1}^{255} [2 \cdot \text{Re}\{D_k\} \cdot \cos(2\pi \cdot k f_0 \cdot t) - 2 \cdot \text{Im}\{D_k\} \cdot \sin(2\pi \cdot k f_0 \cdot t)] .$$

- Das Empfangssignal bei Übertragung über den AWGN–Kanal ist  $r(t) = s(t) + n(t)$ . Nach A/D– und S/P–Wandlung kann  $r(t)$  durch den (reellen) Vektor  $\mathbf{r}$  ausgedrückt werden. Die **Diskrete Fouriertransformation** (DFT) liefert dann Schätzwerte für die gesendeten Spektralkoeffizienten.



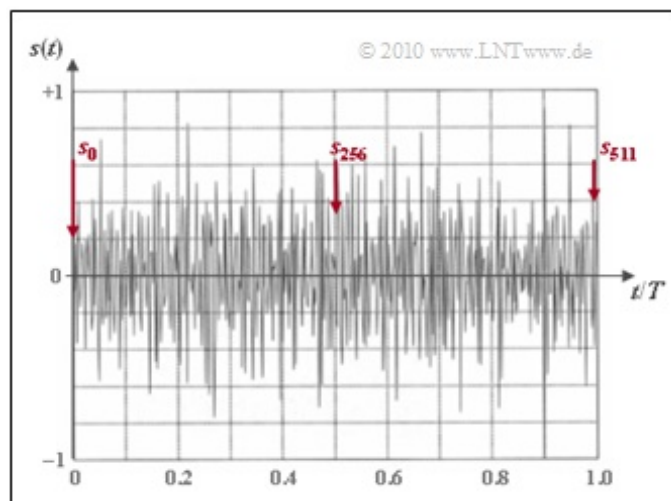
## DMT–Realisierung mit IDFT/DFT (2)

Betrachten wir als Beispiel den ADSL/DMT–Downstream. In der linken Grafik erkennt man die Beträge  $|D_k|$  der belegten Subkanäle 64, ... , 255. Die Träger 0, ... , 63 für den reservierten Frequenzbereich von ISDN und Upstream sind auf 0 gesetzt. Rechts daneben sind die Spektralkoeffizienten  $D_{64}, \dots, D_{255}$  in der komplexen Zahlenebene dargestellt, wobei der Signalraum sehr groß gewählt ist.



Die untere Grafik zeigt das Sendesignal  $s(t)$  für die Rahmendauer  $T = 1/f_0 \approx 232 \mu\text{s}$ , das sich durch TP–Filterung der IDFT–Werte  $s_0, \dots, s_{511}$  ergibt. Dieses Nutzsignal sieht nahezu aus wie Rauschen.

Das Hauptproblem des DMT–Verfahrens ist der ungünstige **Crestfaktor**  $\Rightarrow$  Verhältnis von Maximalwert  $s_{\text{max}}$  und dem Effektivwert  $s_{\text{eff}}$  (Wurzel aus der mittleren Leistung) an. Der im beispielhaften Signalverlauf erkennbare große Dynamikbereich stellt hohe Anforderungen an die Linearität der Verstärker. Bei Begrenzung des Aussteuerbereichs werden die Spitzen von  $s(t)$  abgeschnitten, was wie eine Impulsstörung wirkt und eine zusätzliche Rauschbelastung für das System darstellt.

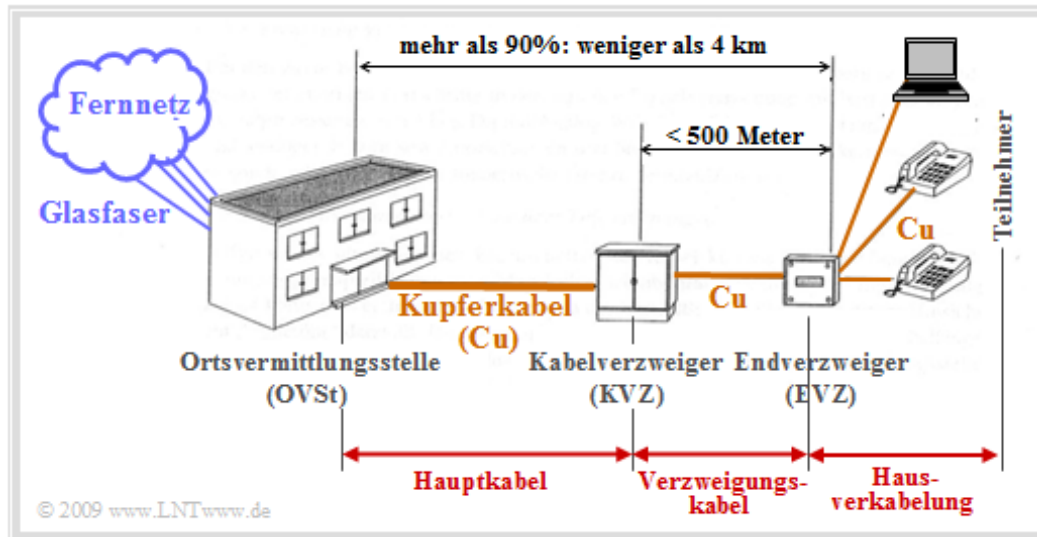


Zusammenfassend lässt sich sagen:

- DMT ist im Prinzip die parallele Realisierung vieler kleiner schmalbandiger QAM–Modems mit unterschiedlichen Trägern und verhältnismäßig geringen Datenübertragungsraten.
- Die geringe Bandbreite pro Subträger ermöglicht eine lange Symboldauer, vermindert somit den Einfluss von Intersymbolinterferenzen und verringert den Entwicklungsaufwands für Entzerrer.
- Ein wesentlicher Grund für den Erfolg von DMT ist die technisch sehr einfache Realisierung. IDFT und DFT werden mit digitalen Signalprozessoren (DSP) in Echtzeit gebildet.
- Da die Vektoren die Länge 512 (Zweierpotenz) besitzen, kann hierfür der besonders schnelle **FFT–Algorithmus** (*Fast Fourier Transformation*) angewendet werden.

## Übertragungseigenschaften von Kupferkabeln (1)

Wie schon im **Kapitel 2.1** erwähnt, sind im Telefonleitungsnetz der Deutschen Telekom vorwiegend Kupfer-Doppeladern mit einem Durchmesser von 0.4 mm verlegt. Der Teilnehmeranschlussbereich (TAL) – häufig auch als „Last Mile“ bezeichnet – ist in drei Segmente gegliedert: das Hauptkabel, das Verzweigungskabel und das Hausanschlusskabel. Die Leitungslänge beträgt im Durchschnitt weniger als 4 Kilometer und in den Städten ist die Kupferleitung in 90% aller Fälle kürzer als 2.8 km.



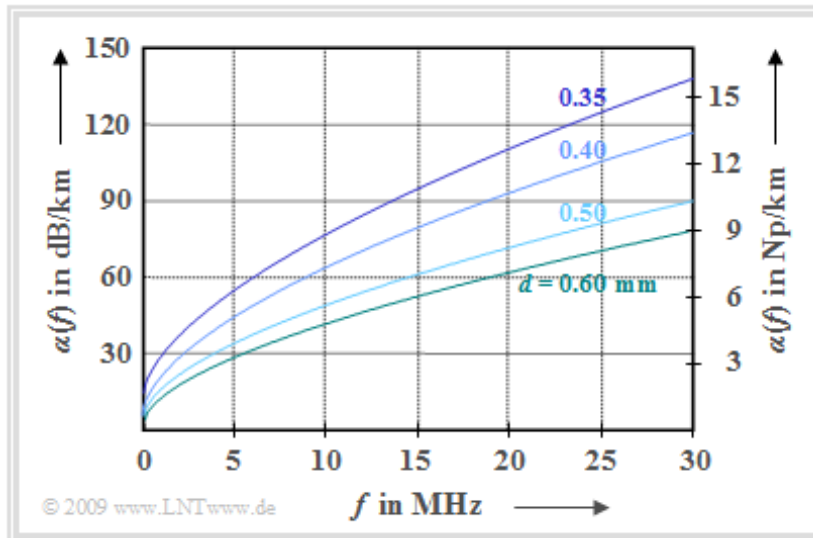
Die hier besprochenen xDSL-Varianten wurden speziell für den Einsatz auf solchen symmetrischen Kupfer-Doppeladern im Kabelverbund entwickelt. Um die technischen Anforderungen an die xDSL-Systeme besser verstehen zu können, muss ein genauer Blick auf die Übertragungseigenschaften und Störungen auf den Leiterpaaren gerichtet werden. Dieses Thema wurde schon im **Kapitel 4** des Buches „Lineare zeitinvariante Systeme“ ausführlich behandelt und wird deshalb hier nur kurz anhand des **Ersatzschaltbildes** zusammengefasst:

- Die Leitungsübertragungseigenschaften werden durch den *Wellenwiderstand*  $Z_W(f)$  und das *Übertragungsmaß*  $\gamma(f)$  vollständig charakterisiert. Beide Größen sind im allgemeinen komplex.
- Das *Dämpfungsmaß*  $\alpha(f)$  ist der Realteil des Übertragungsmaßes und beschreibt die Dämpfung der sich entlang der Leitung ausbreitenden Welle;  $\alpha(f)$  ist eine gerade Funktion der Frequenz.
- Der ungerade Imaginärteil  $\beta(f)$  des komplexen Übertragungsmaßes heißt *Phasenmaß* und gibt die Phasendrehung der Signalwelle entlang der Leitung an.

## Übertragungseigenschaften von Kupferkabeln (2)

Betrachten wir beispielhaft das unten dargestellte Dämpfungsmaß, das auf empirische Untersuchungen der Deutschen Telekom zurückgeht. Die Kurven ergaben sich durch Mittelung über eine große Anzahl gemessener Leitungen von einem Kilometer Länge im Frequenzbereich bis 30 MHz. Man erkennt:

- $\alpha(f)$  steigt näherungsweise proportional mit der Wurzel der Frequenz an.
- $\alpha(f)$  wird mit steigendem Leiterdurchmesser  $d$  geringer.
- Die Dämpfungsfunktion steigt linear mit der Kabellänge  $l$  an:  $a(f) = \alpha(f) \cdot l$ .



Für den Leitungsdurchmesser 0.40 mm wurde in [PW95] eine Näherungsformel angegeben:

$$\alpha(f) = \left[ 5.1 + 14.3 \cdot \left( \frac{f}{1 \text{ MHz}} \right)^{0.59} \right] \frac{\text{dB}}{\text{km}}.$$

Wertet man diese aus, so können folgende beispielhafte Werte genannt werden:

- Die Dämpfung  $a(f)$  einer Kupfer-Doppelader der Länge  $l = 1$  km mit Durchmesser 0.4 mm beträgt für die Signalfrequenz 10 MHz etwas mehr als 60 dB. Beachten Sie bitte den Unterschied zwischen dem Dämpfungswert „a“ und der Dämpfungsfunktion „alpha“.
- Bei doppelter Frequenz (20 MHz) steigt der Dämpfungswert auf über 90 dB. Es zeigt sich, dass die Dämpfung nicht exakt mit der Wurzel der Frequenz ansteigt, wie es bei alleiniger Betrachtung des Skin-Effekts der Fall wäre, da auch verschiedene andere Effekte zur Dämpfung beitragen.
- Wird die Kabellänge auf  $l = 2$  km verdoppelt, so erreicht die Dämpfung einen Wert von mehr als 120 dB (bei 10 MHz). Dies entspricht einem Amplitudendämpfungsfaktor kleiner als  $10^{-6}$ .
- Durch die Frequenzabhängigkeit von  $\alpha(f)$  und  $\beta(f)$  kommt es zu *Intersymbolinterferenzen* (ISI) und *Intercarrierinterferenzen* (ICI). Vorzusehen ist also bei xDSL eine geeignete Entzerrung.

Im **Kapitel 4.3** des Buches „Lineare zeitinvariante Systeme“ wird die hier betrachtete Thematik ausführlicher behandelt. Wir verweisen hier auf zwei Interaktionsmodule:

- **Dämpfung von Kupferkabeln,**
- **Zeitverhalten von Kupferkabeln.**

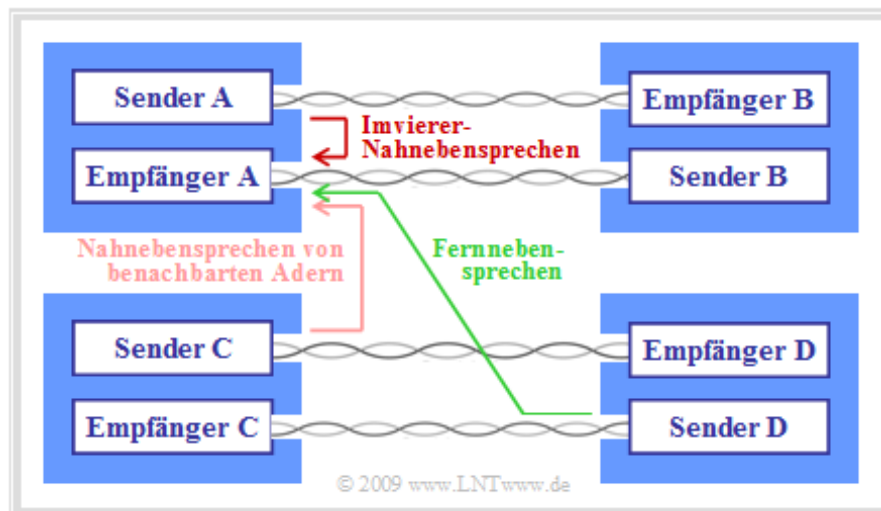
## Störungen bei der Übertragung

Jedes Nachrichtensystem wird durch Rauschen beeinflusst, das meist in erster Linie aus dem thermischen Widerstandsrauschen resultiert. Zusätzlich ist bei einer Zweidrahtleitung noch zu beachten:

- **Reflexionen:** Durch die gegenläufige Welle wird die Dämpfung eines Leitungspaares erhöht, was im Betriebsdämpfungsmaß der Leitung berücksichtigt wird. Siehe Buch „Lineare zeitinvariante Systeme“, **Kapitel 4.1**. Um Reflexion zu verhindern, müsste der Abschlusswiderstand  $Z_E(f)$  gleich dem (komplexen und frequenzabhängigen) Wellenwiderstand  $Z_W(f)$  gewählt werden. Dies ist in der Praxis schwierig. Die Abschlusswiderstände werden deshalb reell und konstant gewählt und die daraus resultierenden Reflexionen – wenn möglich – mit technischen Mitteln bekämpft.
- Die dominante Störung ist bei leitungsgebundener Übertragung aber das **Nebensprechen**. Dies entsteht, wenn es durch induktive und kapazitive Kopplungen zwischen benachbarten Adern eines Kabelbündels zu gegenseitigen Beeinflussungen bei der Signalübertragung kommt.

Beim Nebensprechen unterscheidet man zwischen zwei Typen:

- **Nahnebensprechen** (englisch: *Near End Crosstalk*, NEXT): Der störende Sender und der gestörte Empfänger befinden sich auf der gleichen Seite des Kabels.
- **Fernebensprechen** (englisch: *Far End Crosstalk*, FEXT): Der störende Sender und der gestörte Empfänger befinden sich auf den gegenüberliegenden Seiten des Kabels.



Das Fernnebensprechen nimmt mit zunehmender Leitungslänge aufgrund der Dämpfung stark ab, so dass auch bei DSL das Nahnebensprechen dominant ist. Zusammenfassend lässt sich sagen:

- Mit steigender Frequenz und abnehmendem Abstand zwischen den Leiterpaaren – wie innerhalb eines Sternvierers – nimmt das Nahnebensprechen zu. Weniger kritisch ist es, wenn sich die Adern in verschiedenen Grundbündeln befinden.
- Je nach eingesetzter Verseiltechnik, Abschirmung und Fertigungsgenauigkeit des Kabels tritt dieser Effekt unterschiedlich stark auf. Die Leitungslänge spielt dagegen bei Nahnebensprechen keine Rolle: Der eigene Sender wird durch das Kabel nicht gedämpft.
- Durch geschickte Belegung der Doppeladern kann der Einfluss von Nebensprechen signifikant reduziert werden. Dies wird realisiert, indem man benachbarte Adern mit unterschiedlichen Diensten belegt, die unterschiedliche und möglichst wenig überlappende Frequenzbänder nutzen.

## SNR, Reichweite und Übertragungsrate (1)

Zur Bewertung der Qualität eines Übertragungssystems wird meist das **Signal-zu-Rausch-Verhältnis** (*Signal-to-Noise Ratio*, SNR) vor dem Entscheider herangezogen. Dieses ist auch ein Maß für die zu erwartende Bitfehlerrate (BER). Signal und Rauschen im gleichen Frequenzband verringern das SNR und führen zu einer höheren BER oder – bei vorgegebener BER – zu einer niedrigeren Übertragungsrate.

Die Zusammenhänge zwischen Sendesignal, Kanalüte und erreichbarer Übertragungsrate können sehr gut durch **Shannons Kanalkapazitätsformel** verdeutlicht werden:

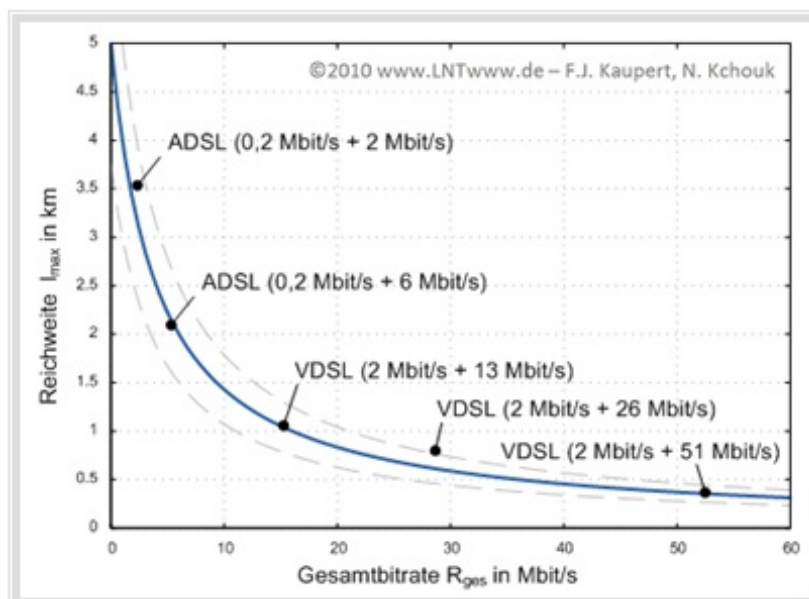
$$C \left[ \frac{\text{bit}}{\text{Symbol}} \right] = \frac{1}{2} \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P_E}{P_N} \right) = \frac{1}{2} \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{\alpha_K^2 \cdot P_S}{P_N} \right).$$

Die **Kanalkapazität**  $C$  gibt die maximale Übertragungsrate an, mit der bei idealen Voraussetzungen (unter anderem bestmögliche Codierung bei unendlicher Blocklänge) übertragen werden kann. Näheres hierzu finden Sie im Buch „Einführung in die Informationstheorie“.

Geht man davon aus, dass die Bandbreite durch die xDSL-Variante festliegt und Nahnebensprechen die dominante Störung ist, so kann die Übertragungsrate durch folgende Maßnahmen verbessert werden:

- Man erhöht die Sendeleistung  $P_S$ , was sich aber gleichzeitig ungünstig auf das Nebensprechen auswirkt. Diese Maßnahme wäre nur bei einem reinen AWGN-Kanal erfolgreich.
- Man vergrößert bei gegebener Sendeleistung  $P_S$  und gegebenem Medium (0.4 mm) die zur Demodulation nutzbare Empfangsleistung  $P_E$  nur durch eine kürzere Leitungslänge.
- Man vermindert die Störleistung  $P_N$ , was bei gegebener Bandbreite  $B$  nur durch eine erhöhte Nebensprechdämpfung zu erreichen wäre, die wiederum auch vom Übertragungsverfahren auf den benachbarten Leitungspaaren abhängt.

Diese Auflistung zeigt, dass bei xDSL ein direkter Zusammenhang zwischen Reichweite (Leitungslänge), Übertragungsrate und eingesetztem Übertragungsverfahren besteht. Aus der nachfolgenden Grafik, die sich auf Messungen mit 1-DA-xDSL-Verfahren und 0.4mm-Kupferkabeln bei Versuchssystemen mit realitätsnahen Störbedingungen bezieht, erkennt man deutlich diese Abhängigkeiten.



Die Beschreibung wird auf der nächsten Seite fortgesetzt.

## SNR, Reichweite und Übertragungsrate (2)

Die **Grafik** auf der letzten Seite zeigt für verschiedene ADSL- und VDSL-Varianten die Reichweite (Kabellänge)  $l_{\max}$  und die Gesamtübertragungsrate  $R_{\text{ges}}$  von Upstream (erste Angabe) und Downstream (zweite Angabe). Die Gesamtübertragungsrate liegt zwischen 2.2 Mbit/s und 53 Mbit/s. Die Reichweite bezieht sich hier auf eine Kupferdoppelader mit 0.4 mm Durchmesser.

Die Tendenz der Messwerte ist in dieser Grafik als durchgezogene (blaue) Kurve eingezeichnet und kann als grobe Näherung folgendermaßen formuliert werden:

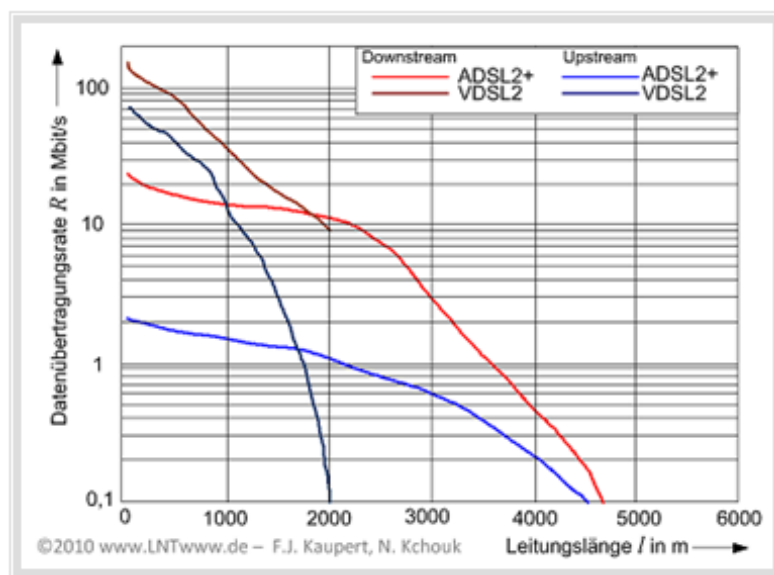
$$l_{\max} [\text{in km}] = \frac{20}{4 + R_{\text{ges}} [\text{in Mbit/s}]}$$

Man erkennt, dass sich die Reichweite aller derzeitigen Systeme (zwischen etwa 0.5 und 3,5 km) von dieser Faustformel um maximal  $\pm 25\%$  unterscheiden (gestrichelte Kurven).

Im unteren Diagramm sind die Gesamtdatenübertragungsraten von ADSL2+ und VDSL2 als Funktion der Leitungslänge im Falle eines „worst-case“-Störszenarios bei folgenden Randbedingungen dargestellt:

- Kabelbündel mit 50 Kupferdoppeladern (0.4 mm Durchmesser), PE-isoliert,
- Ziel-Symbolfehlerrate  $10^{-7}$ , 6 dB Margin (Reserve-SNR, um Ziel-Datenrate zu erreichen),
- gleichzeitiger Betrieb folgender Nachrichtenübertragungsverfahren: 25 mal ADSL2+ über ISDN, 14 mal ISDN, viermal SHDSL (1 Mbit/s), je fünfmal SHDSL (2 Mbit/s) und VDSL2 Bandplan 998, sowie zweimal HDSL.

Man erkennt: Ab einer Leitungslänge von etwa 1.8 km sind die erzielbaren Übertragungsraten bei ADSL2+ deutlich höher als bei VDSL2. Dies ist darauf zurückzuführen, dass VDSL2 in den unteren Frequenzbändern mit deutlich niedrigerer Sendeleistung arbeitet, um die Störeinflüsse auf benachbarte Übertragungssysteme zu minimieren. Mit zunehmender Leitungslänge werden die frequenzmäßig höher angesiedelten Subkanäle wegen der zunehmenden Dämpfung zur Datenübertragung unbrauchbar, was den Absturz der Datenrate erklärt.



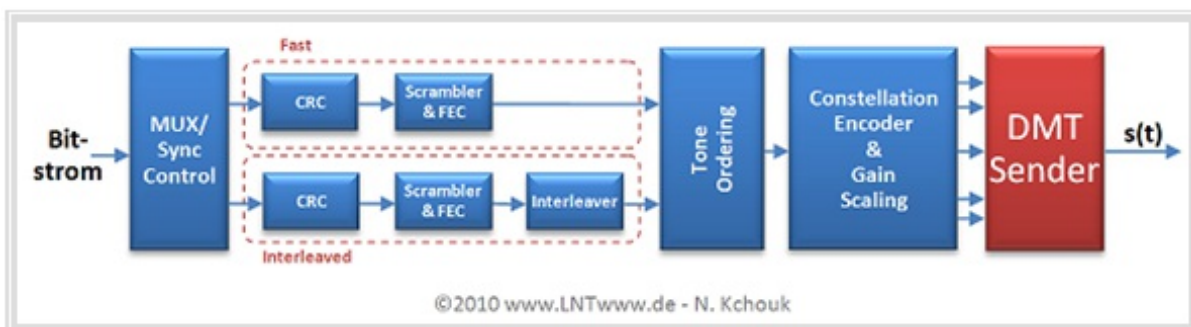
## DSL–Fehlerkorrekturmaßnahmen im Überblick

Um die Bitfehlerrate der xDSL–Systeme zu senken, wurden in den Spezifikationen eine Reihe von Verfahren geschickt miteinander kombiniert, um den zwei häufigsten Fehlerursachen entgegen zu wirken:

- Übertragungsfehler aufgrund von Impuls– und Nebensprechstörungen auf der Leitung: Besonders bei hohen Datenraten liegen benachbarte Symbole im QAM–Signalraum eng beieinander, was die Fehlerwahrscheinlichkeit signifikant erhöht.
- Abschneiden von Signalspitzen aufgrund mangelnder Dynamik der Sendeverstärker (*Clipping*): Dieses Abschneiden entspricht ebenfalls einer Impulsstörung und wirkt als zusätzliche farbige Rauschbelastung, die das SNR merkbar verschlechtert.

Beim DMT–Verfahren sind für Fehlerkorrekturmaßnahmen in den Signalprozessoren zwei Pfade realisiert. Die Bitzuordnung zu diesen Pfaden übernimmt ein Multiplexer mit Synchronisationskontrolle.

- Beim **Fast–Path** setzt man auf geringe Wartezeiten (*Latency*), beim **Interleaved–Path** dagegen auf niedrige Bitfehlerraten. Hier ist die Latenz aufgrund des Einsatzes eines Interleavers größer.
- Eine duale Latenz bedeutet die gleichzeitige Verwendung beider Pfade. Die *ADSL Transceiver Units* müssen eine duale Latenz zumindest im Downstream unterstützen.



Auf den restlichen Kapitelseiten werden für beide Pfade die Fehlerschutzverfahren erörtert. *Hinweis:* Die beschriebenen Fehlerschutzmaßnahmen sind auch bei anderen Modulationsverfahren prinzipiell gleich.

- Die Übertragungskette beginnt mit dem *Cyclic Redundancy Check (CRC)*, der eine Prüfsumme über einen Überrahmen bildet, die beim Empfänger ausgewertet wird. Aufgabe des Scramblers ist es, lange Folgen von Einsen und Nullen umzuwandeln, um häufigere Signalwechsel zu erzeugen.
- Danach folgt die Vorwärtsfehlerkorrektur (*Forward Error Correction, FEC*), um empfangsseitig Bytefehler erkennen und eventuell sogar korrigieren zu können. Standard ist bei xDSL eine Reed–Solomon–Codierung, oft kommt zusätzlich die Trellis–Codierung zum Einsatz.
- Aufgabe des *Interleavers* ist es, die empfangenen Codeworte über einen größeren Zeitbereich zu verteilen, um eventuell auftretende Übertragungsstörungen ebenfalls auf mehrere Codeworte zu verteilen und damit die Chancen einer Rekonstruktion zu erhöhen.
- Nach dem Durchlaufen der einzelnen Bitsicherungsverfahren werden die Datenströme von Fast– und Interleaved–Pfad im *Tone Ordering* zusammengeführt und bearbeitet. Hier werden auch die Bits den Trägerfrequenzen (Bins) zugewiesen.
- Außerdem werden im DMT–Sender nach der IDFT ein Schutzintervall und ein zyklisches Präfix eingefügt, das im DMT–Empfänger wieder entfernt wird. Dies stellt bei verzerrendem Kanal eine sehr einfache Realisierung der Signalverzerrung im Frequenzbereich dar.



## Cyclic Redundancy Check

Die zyklische Redundanzprüfung (engl. *Cyclic Redundancy Check*, CRC) ist ein einfaches Verfahren auf Bitebene, um die Unversehrtheit der Daten bei der Übertragung oder der Duplizierung von Daten zu überprüfen. Das CRC-Prinzip wurde bereits im **ISDN-Kapitel** im Detail beschrieben. Hier folgt eine Zusammenfassung, wobei die bei den xDSL-Spezifikationen verwendete Nomenklatur verwendet wird:

- Vor der Datenübertragung wird für einen Datenblock  $D(x)$  mit  $k$  Bit  $d_0, \dots, d_{k-1}$  ein Prüfwert  $C(x)$  mit 8 Bit gebildet und an die ursprüngliche Datenfolge angehängt. Die Variable  $x$  bezeichnet hierbei einen Verzögerungsoperator.
- $C(x)$  ergibt sich als der Divisionsrest der Polynomdivision von  $D(x)$  durch das Prüfpolynom  $G(x)$ . Diese Operation wird durch folgende Modulo-2-Gleichungen beschrieben:

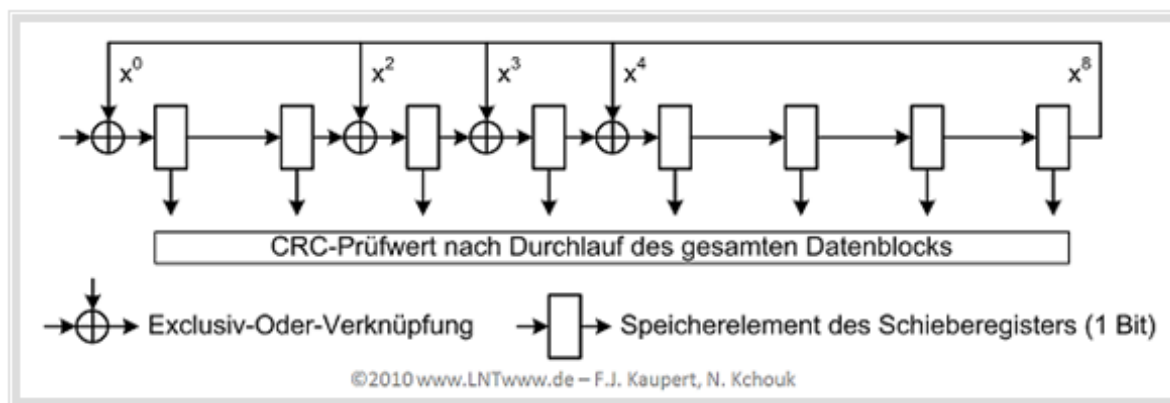
$$D(x) = d_0 \cdot x^{k-1} + d_1 \cdot x^{k-2} + \dots + d_{k-2} \cdot x + d_{k-1},$$

$$G(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1,$$

$$C(x) = D(x) \cdot x^8 \bmod G(x) = c_0 \cdot x^7 + c_1 \cdot x^6 + \dots + c_6 \cdot x + c_7.$$

- Beim Empfänger wird nach dem gleichen Verfahren erneut ein CRC-Wert gebildet und mit dem übermittelten Prüfwert verglichen. Sind beide ungleich, so liegt mindestens ein Bitfehler vor.
- Auf diese Weise können Bitfehler erkannt werden, wenn diese nicht zu sehr gehäuft sind. In der ADSL-Praxis bietet das CRC-Verfahren ein ausreichendes Mittel zur Bitfehlererkennung.

Die nachstehende Grafik zeigt eine beispielhafte Schaltung – realisierbar in Hardware oder Software – zur CRC-Prüfwertbildung mit dem für ADSL spezifizierten Generatorpolynom  $G(x)$ .



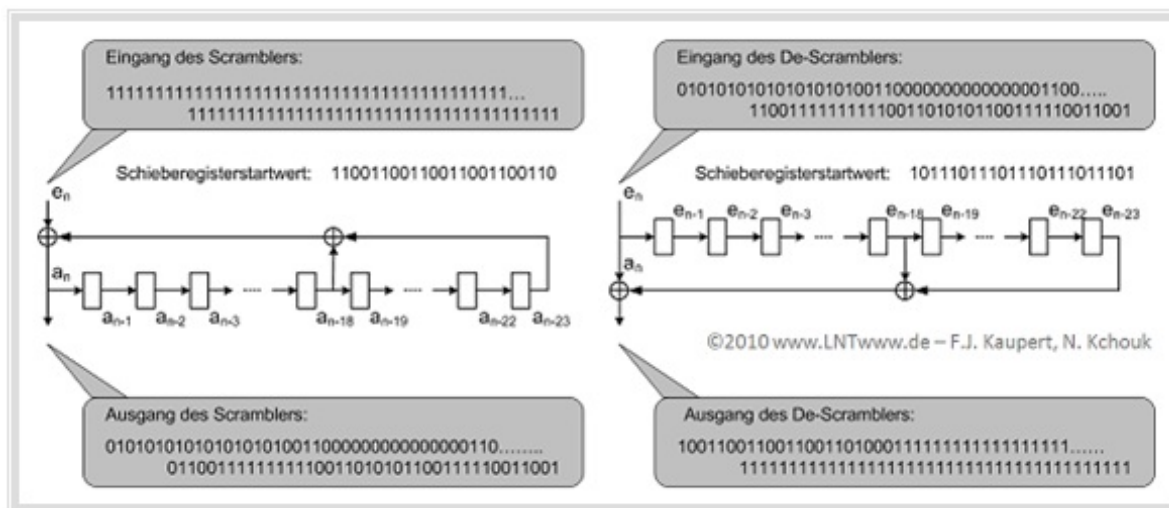
Der zu prüfende Datenblock wird von links in die Schaltung eingebracht, der Ausgang rückgekoppelt und mit den Stellen des Generatorpolynoms  $G(x)$  exklusiv-oder-verknüpft. Nach Durchlauf des gesamten Datenblocks enthalten die einzelnen Speicherelemente den CRC-Prüfwert  $C(x)$ .

- Anzumerken ist in diesem Zusammenhang, dass bei ADSL die Daten in so genannte Superframes (zu je 68 Rahmen) aufgespaltet werden. Jeder Rahmen beinhaltet Daten aus dem Fast- und Interleaved-Pfad. Zusätzlich werden Verwaltungs- und Synchronisations-Bits in spezifischen Rahmen übertragen.
- Pro ADSL-Superframe und pro Pfad werden 8 CRC-Bits gebildet und als *Fast Byte* bzw. *Sync Byte* als erstes Byte von Rahmen 0 des nächsten Superframes übertragen.

## Scrambler und De-Scrambler

Die Aufgabe des Scramblers ist es, lange Folgen von Einsen und Nullen so umzuwandeln, dass häufige Signalwechsel erfolgen. Eine mögliche Realisierung stellt eine Schieberegisterschaltung mit rückgeführten Exklusiv-Oder-verknüpften Zweigen dar. Um beim Empfänger die ursprüngliche Binärfolge wieder herzustellen, muss dort ein spiegelbildlich selbstsynchronisierender De-Scrambler verwendet werden.

Die Grafik zeigt links ein Beispiel eines bei DSL eingesetzten Scramblers mit 23 Speicherelementen. Rechts ist der zugehörige De-Scrambler dargestellt.



Das sendeseitige Schieberegister wird mit einem beliebigen Startwert geladen, der keinen weiteren Einfluss auf die Funktion der Schaltung hat. Bezeichnet man mit  $e_n$  die binäre Eingangsfolge und mit  $a_n$  die Bits am Ausgang, so gilt folgender Zusammenhang:

$$a_n = e_n \oplus a_{n-18} \oplus a_{n-23}.$$

Im Beispiel besteht die Eingangsfolge aus 80 aufeinander folgenden Einsen, die bitweise in den Scrambler geschoben werden. Die Ausgangsbitfolge weist dann – wie gewünscht – häufige Null-Eins-Wechsel auf.

Der De-Scrambler (rechts im Bild dargestellt) kann zu jedem beliebigen Zeitpunkt gestartet werden. Am Ausgangsdatenstrom erkennt man,

- dass der De-Scrambler zunächst einige (bis zu maximal 23) fehlerhafte Bits ausgibt,
- sich dann aber automatisch synchronisiert und
- anschließend die ursprüngliche Bitfolge fehlerfrei zurückgewinnt.

Hierbei ist zu beachten, dass in diesem Beispiel zwar die Bitübertragung als fehlerfrei angenommen wurde, aber auch der De-Scrambler mit einem beliebigen Startwert geladen werden kann, was bedeutet, dass zwischen beiden Schaltungen keine Synchronisierung erforderlich ist.

## Vorwärtsfehlerkorrektur

Zur Vorwärtsfehlerkorrektur (*Forward Error Correction*, FEC) wird stets ein **Reed–Solomon–Code** (RS–Codierung) verwendet. Bei manchen Systemen – beispielsweise ADSL der Deutschen Telekom – wurde als zusätzliche Fehlerschutzmaßnahme **Trellis–Code–Modulation** (TCM) verbindlich festgelegt, auch wenn diese von den internationalen Gremien nur als „optional“ spezifiziert wurde.

Beide Verfahren werden im Buch „Einführung in die Kanalcodierung“ ausführlich behandelt. Hier folgt eine kurze Zusammenfassung der **Reed–Solomon–Codierung** im Hinblick auf die Anwendung bei DSL:

- Mit der Reed–Solomon–Codierung werden Redundanzbytes für fest vereinbarte Stützstellen des Nutzdatenpolynoms generiert.
- Bei systematischer RS–Codierung wird ähnlich dem CRC–Verfahren ein Prüfwert berechnet und an den zu schützenden Datenblock angehängt.
- Die Daten werden jedoch nicht mehr bitweise, sondern byteweise verarbeitet. Demzufolge werden arithmetische Operationen nicht mehr im Galois–Feld  $GF(2)$  ausgeführt, sondern in  $GF(2^8)$ .

Die Reed–Solomon–Prüfziffer lässt sich auch als Divisionsrest einer Polynomdivision ermitteln, bei xDSL mit folgenden Parametern:

- Anzahl  $S$  der zu überwachenden DMT–Symbole pro Reed–Solomon Codewort (mindestens 1 für den Fast–Puffer, mindestens  $2^0$  bis  $2^4$  für den Interleaved–Puffer),
- Anzahl  $K$  der Nutzdatenbytes in den  $S$  DMT–Symbolen, definiert als Polynom  $B(x)$  vom Grad  $K$ , wobei das „B“ auf Bytes hinweist,
- Anzahl  $R$  der RS–Prüfbytes (gerade Zahl zwischen 2 bis 16) pro Prüfwert (Fast oder Interleaved),
- Summe  $N = K + R$  der Nutzdatenbytes und Prüfbytes des Reed–Solomon–Codewortes.

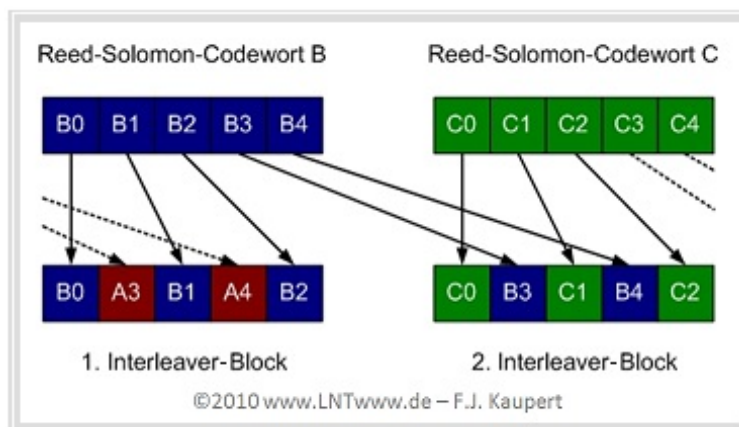
Die Besonderheiten der RS–Codierung bei xDSL werden hier ohne weitere Kommentierung angegeben:

- Bei xDSL muss die Anzahl  $R$  der Prüfbytes ein ganzzahliges Vielfaches der Symbolanzahl  $S$  sein, damit diese im Nutzdatenpolynom gleichmäßig verteilt werden können.
- Die sog. MDS–Codes (*Maximum Distance Separable*) – eine Unterklasse der RS–Codes – erlauben die Korrektur von  $R/2$  verfälschten Nutzdatenbytes.
- Vom gewählten RS–Code für die DMT–Systeme ergibt sich als Einschränkung eine maximale Codewortlänge von  $2^8 - 1 = 255$  Byte entsprechend 2040 Bit.
- Die Redundanz der RS–Codes kann bei entsprechend eingestellten Parametern eine beachtliche Datenmenge erzeugen, wodurch die Nettoübertragungsrate erheblich geschmälert wird.
- Deshalb empfiehlt sich eine sinnvolle Aufteilung der Datenübertragungsmenge (Bruttodatenrate) in Nutzdaten (Nettodatenrate, *Payload*) und Fehlerschutzdaten (*Overhead*).
- Die Reed–Solomon–Codierung erzielt einen hohen Codiergewinn. Ein System ohne Codierung müsste ein um 3 dB besseres SNR aufweisen, um die gleiche Bitfehlerrate zu erreichen.
- Durch die TCM in Verbindung mit den vorher vorgestellten Fehlerschutzmaßnahmen fällt der Codiergewinn höchst unterschiedlich aus und bewegt sich etwa zwischen 0 dB und 6 dB.

## Interleaving und De-Interleaving (1)

Gemeinsame Aufgabe von Interleaver und De-Interleaver ist es, die empfangenen Reed-Solomon-Codewörter über einen größeren Zeitbereich zu verteilen, um eventuell auftretende Übertragungsfehler auf mehrere Codewörter zu verteilen und damit die Chance einer korrekten Decodierung zu erhöhen.

Das Interleaving ist durch den Parameter  $D$  (die so genannte *Tiefe*) charakterisiert, der Werte zwischen  $2^0$  und  $2^9$  annehmen kann. Die Grafik verdeutlicht das Prinzip anhand der Reed-Solomon-Codewörter  $A$ ,  $B$ ,  $C$  mit jeweils 5 Byte sowie der Interleaver-Tiefe  $D = 2$ .



Jedes Byte  $B_i$  des mittleren Reed-Solomon-Codewortes  $B$  wird um  $V_i = (D - 1) \cdot i$  Bytes verzögert und es werden zwei Interleaver-Blöcke gebildet:

Im ersten sind die Bytes  $B_0, B_1$  und  $B_2$  zusammen mit den Bytes  $A_3$  und  $A_4$  des vorherigen Codewortes zusammengefasst, im zweiten die Bytes  $B_3$  und  $B_4$  zusammen mit den Bytes  $C_0, C_1$  und  $C_2$  des nachfolgenden Codewortes. Dies hat folgende Vorteile (vorausgesetzt, dass  $D$  hinreichend groß ist):

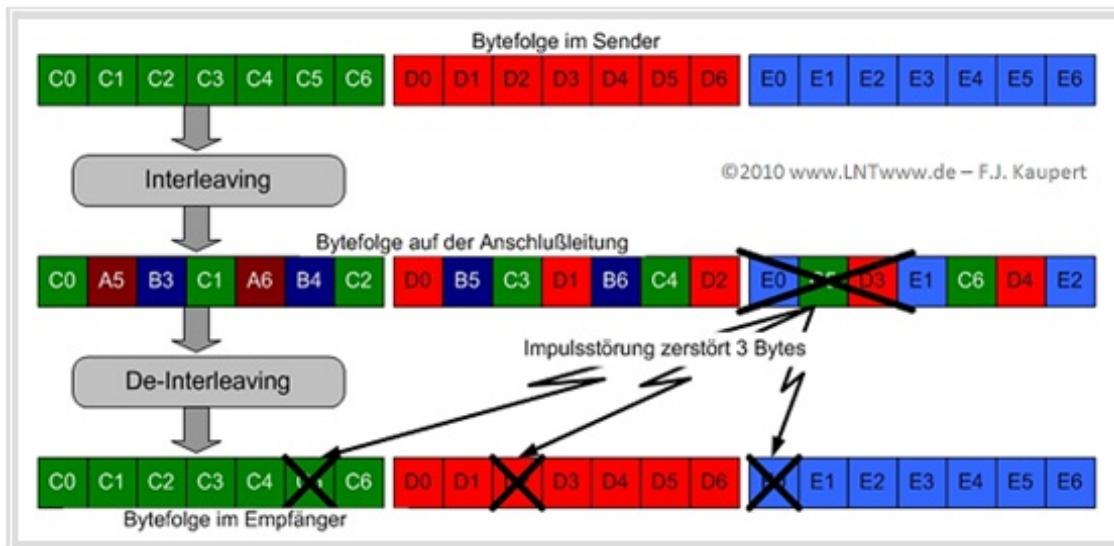
- Die Fehlerkorrekturmöglichkeiten des Reed-Solomon-Codes werden verbessert.
- Die Nutzdatenrate bleibt gleich, wird also nicht vermindert (Redundanzfreiheit).
- Bei Störungen müssen nicht ganze Pakete auf Protokollebene wiederholt werden.

Nachteilig ist, dass es mit zunehmender Interleaver-Tiefe zu merklichen Verzögerungszeiten (in der Größenordnung von Millisekunden) kommen kann, was für Echtzeitanwendungen große Probleme bereitet. Interleaving mit geringer Tiefe ist nur bei genügend hohem Signal-zu-Rausch-Abstand sinnvoll.

## Interleaving und De-Interleaving (2)

Ein Beispiel für die Vorteile von Interleaver und De-Interleaver bei Vorhandensein von Bündelfehlern zeigt die Grafik am Ende dieser Seite:

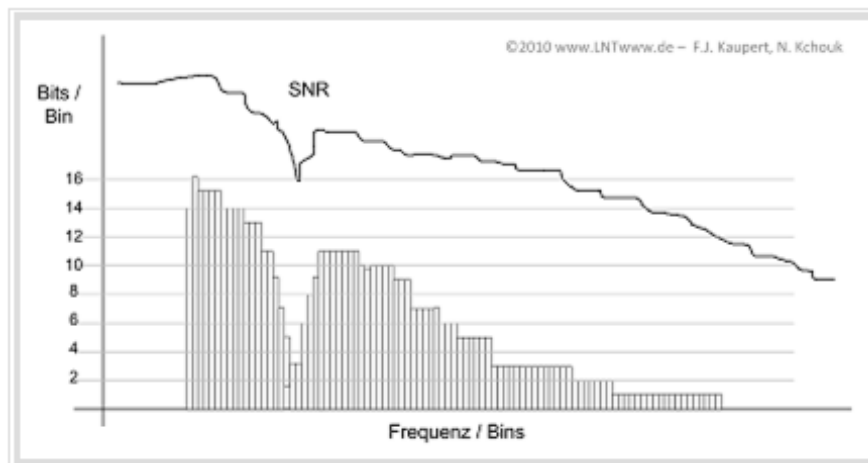
- In der ersten Zeile sind die Bytefolgen nach der Reed–Solomon–Codierung dargestellt, wobei jedes Codewort beispielhaft aus 7 Bytes besteht.
- In der mittleren Zeile werden die Datenbytes durch das Interleaving mit  $D = 3$  verschoben, sodass zwischen  $C_i$  und  $C_{i+1}$  zwei fremde Bytes liegen und das Codewort auf drei Blöcke verteilt wird.
- Es sei nun angenommen, dass während der Übertragung eine Impulsstörung drei aufeinander folgende Bytes in einem einzigen Datenblock verfälscht.
- Nach dem De-Interleaver ist die ursprüngliche Bytefolge der Reed–Solomon–Codewörter wieder hergestellt, wobei die drei fehlerhaften Bytes auf drei unabhängige Codewörter verteilt sind.
- Wurden bei der Reed–Solomon–Codierung jeweils zwei Redundanzbytes eingefügt, so lassen sich die nun separierten Byteverfälschungen vollständig korrigieren.



## Gain Scaling und Tone Ordering

Eine besonders vorteilhafte Eigenschaft von DMT ist die Möglichkeit, die Subkanäle (englisch: *Bins*) individuell an die vorliegende Kanalcharakteristik anzupassen und eventuell *Bins* mit ungünstigem SNR ganz abzuschalten. Dabei wird wie folgt vorgegangen:

- Vor dem Start der Übertragung – und eventuell auch dynamisch während des Betriebs – wird vom DMT-Modem für jeden *Bin* die Kanalcharakteristik gemessen und entsprechend dem SNR individuell die maximale Übertragungsrate festgelegt (siehe Grafik).
- Während der Initialisierung tauschen die *ADSL Transceiver Units* Bin-Informationen aus, zum Beispiel die jeweiligen „Bits/Bin“ und die erforderliche Sendeleistung (*Gain*). Dabei sendet die ATU-C Informationen über den Upstream und die ATU-R Informationen über die Downstream.
- Diese Mitteilung hat die Form  $\{b_i, g_i\}$  wobei  $b_i$  (4 Bit) die Größe der Konstellation angibt. Für den Upstream hat der Index die Werte  $i = 1, \dots, 31$  und für den Downstream  $i = 1, \dots, 255$ .
- Der *Gain*  $g_i$  ist eine Festkommazahl mit 12 Bit. Beispielsweise steht  $g_i = 001.01000000$  für den Dezimalwert 1.25 und gibt an, dass die Signalleistung von Kanal  $i$  um 1.94 dB höher sein muss als die Leistung des während der Kanalanalyse gesendeten Testsignals.



Beim gleichzeitigen Betrieb des Fast- und des Interleaved-Pfades (siehe **Grafik** auf Seite 4) kann durch eine optimierte Trägerfrequenzbelegung („*Tone Ordering*“) die Bitfehlerrate weiter gesenkt werden. Hintergrund dieser Maßnahme ist wieder das *Clipping* (Abschneiden von Spannungsspitzen), wodurch das SNR insgesamt verschlechtert wird. Dieses Verfahren beruht auf folgenden Regeln:

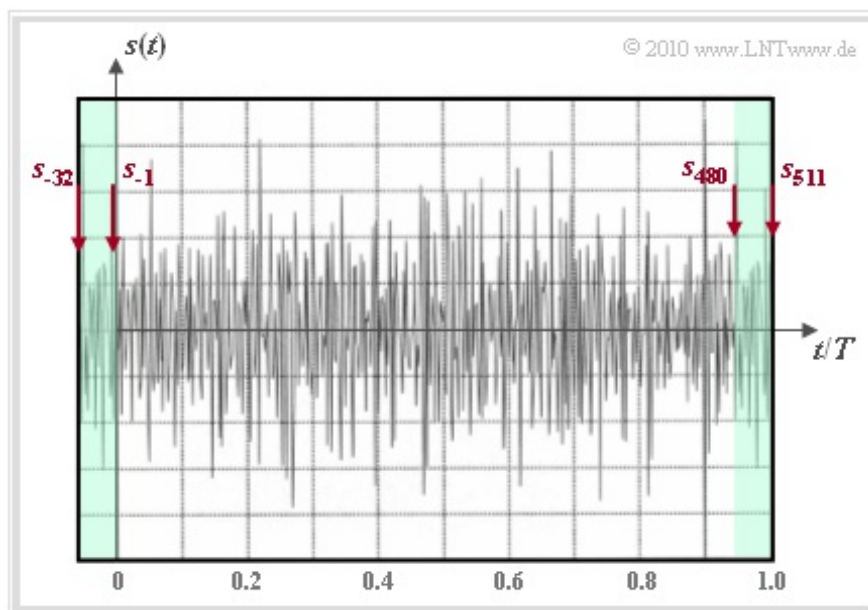
- *Bins* mit dichter Konstellation (viele Bits/Bin  $\Rightarrow$  größere Verfälschungswahrscheinlichkeit) werden dem Interleaved-Zweig, zugeordnet, da dieser durch den zusätzlichen Interleaver von Haus aus zuverlässiger ist. Entsprechend werden die Subkanäle mit niederwertiger Belegung (nur wenige Bits/Bin) für den Fast-Datenpuffer reserviert.
- Gesendet werden dann neue Tabellen für Upstream und Downstream, in denen die *Bins* nicht mehr nach dem Index geordnet sind, sondern entsprechend den Bits/Bin-Verhältnissen. Anhand dieser neuen Tabelle ist es für die ATU-C bzw. ATU-R möglich, die Bit-Extraktion erfolgreich durchzuführen.

## Einfügen von Guard-Intervall und zyklischem Präfix (1)

Im Kapitel 5.6 des Buches „Modulationsverfahren“ wurde bereits gezeigt, dass durch die Einfügung eines Schutzabstandes – man nennt diesen auch *Guard-Intervall* oder *Guard-Lücke* – die Bitfehlerrate bei Vorhandensein von linearen Kanalverzerrungen entscheidend verbessert werden kann.

Wir gehen davon aus, dass sich die Kabelimpulsantwort  $h_K(t)$  über die Zeitdauer  $T_K$  erstreckt. Ideal wäre  $h_K(t) = \delta(t)$  und dementsprechend  $T_K = 0$ . Bei verzerrendem Kanal ( $T_K > 0$ ) gilt:

- Durch die Einfügung eines *Guard-Intervalls* der Dauer  $T_G$  lassen sich *Intersymbolinterferenzen* zwischen den einzelnen DSL-Rahmen vermeiden, solange  $T_G \geq T_K$  gilt. Diese Maßnahme führt allerdings zu einem Ratenverlust um den Faktor  $T/(T + T_G)$ ; hierbei ist  $T = 1/f_0$  die Symboldauer.
- Damit gibt es aber immer noch *Inter-Carrier-Interferenzen* zwischen den einzelnen Subträgern innerhalb des gleichen Rahmens, das heißt, die **DMT-Einzelspektren** sind nicht mehr *si-förmig* und es kommt zu einer De-Orthogonalisierung.
- Durch ein zyklisches Präfix lässt sich auch dieser störende Effekt vermeiden. Dabei erweitert man den Sendevektor  $\mathbf{s}$  nach vorne um die letzten  $L$  Abtastwerte des IDFT-Ausgangs, wobei der Minimalwert für  $L$  durch die Dauer  $T_K$  der Kabelimpulsantwort vorgegeben ist.



Die Grafik zeigt diese Maßnahme beim DSL/DMT-Verfahren, für das der Parameter  $L = 32$  festgelegt wurde. Die Abtastwerte  $s_{480}, \dots, s_{511}$  werden als Präfix ( $s_{-32}, \dots, s_{-1}$ ) zum IDFT-Ausgangsvektor ( $s_0, \dots, s_{511}$ ) hinzugefügt. Das Sendesignal  $s(t)$  hat nun statt der Symboldauer  $T \approx 232 \mu\text{s}$  die resultierende Dauer  $T + T_G = 1.0625T \approx 246 \mu\text{s}$ . Dadurch wird die Rate um den Faktor 0.94 verringert.

Bei der empfangsseitigen Auswertung beschränkt man sich auf den Zeitbereich von 0 bis  $T$ . In diesem Zeitintervall ist der störende Einfluss der Impulsantwort bereits abgeklungen und die Subkanäle sind – ebenso wie bei idealem Kanal – zueinander orthogonal. Die Abtastwerte  $s_{-32}, \dots, s_{-1}$  werden am Empfänger verworfen – eine recht einfache Realisierung der Signalverzerrung.

## Einfügen von Guard-Intervall und zyklischem Präfix (2)

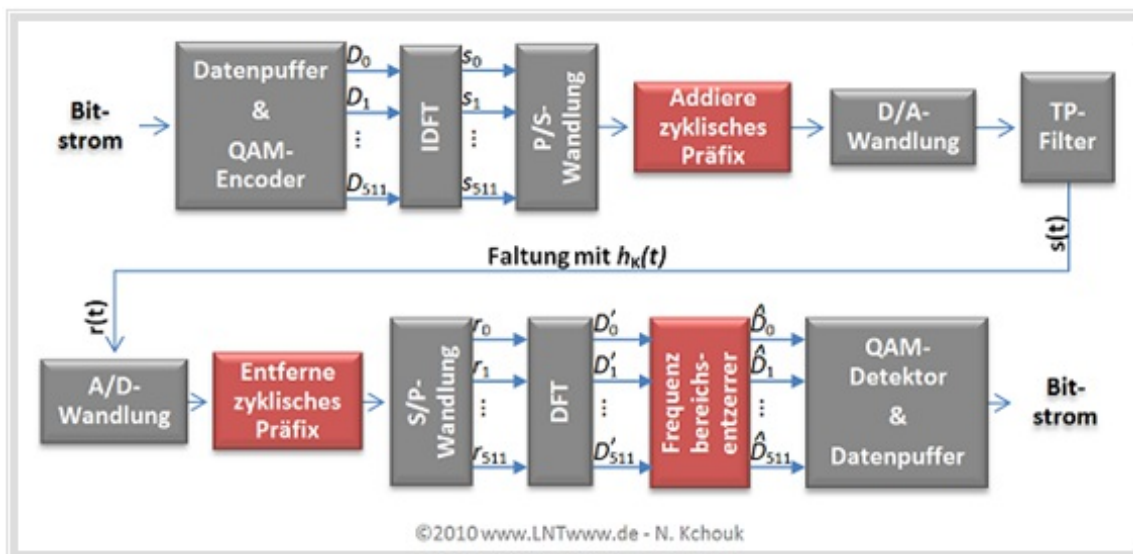
Die letzte Grafik dieses Kapitels zeigt das gesamte DMT-Übertragungssystem, allerdings ohne die auf den vorherigen Seiten beschriebenen Fehlerschutzmaßnahmen. Man erkennt:

- Im Block „Addiere zyklisches Präfix“ werden die Abtastwerte  $s_{480}, \dots, s_{511}$  als  $s_{-32}, \dots, s_{-1}$  hinzugefügt. Das Sendesignal  $s(t)$  hat somit den auf der **letzten Seite** gezeigten Verlauf.
- Das Empfangssignal  $r(t)$  ergibt sich aus der Faltung von  $s(t)$  mit  $h_K(t)$ . Nach A/D-Wandlung und Entfernen des zyklischen Präfix erhält man die Eingangswerte  $r_0, \dots, r_{511}$  für die DFT.
- Die (komplexen) Ausgangswerte  $D'_k$  der DFT hängen nur vom jeweiligen (komplexen) Datenwert  $D_k$  ab. Unabhängig von den anderen Daten  $D_\kappa$  ( $\kappa \neq k$ ) gilt mit dem Rauschwert  $n'_k$ :

$$D'_k = \alpha_k \cdot D_k + n'_k, \quad \alpha_k = H_K(f = f_k).$$

- Jeder Träger  $D_k$  wird durch einen eigenen (komplexen) Faktor  $\alpha_k$ , der nur vom Kanal abhängt, in seiner Amplitude und Phase verändert. Der Frequenzbereichsentzerrer hat lediglich die Aufgabe, den Koeffizienten  $D'_k$  mit dem inversen Wert  $1/\alpha_k$  zu multiplizieren, und man erhält schließlich:

$$\hat{D}_k = D_k + n_k.$$



Diese einfache Möglichkeit der vollständigen Entzerrung des stark verzerrenden Kabelfrequenzgangs war eines der entscheidenden Kriterien, dass sich bei xDSL das DMT-Verfahren gegenüber QAM und CAP durchgesetzt hat. Meist findet direkt nach der A/D-Wandlung zusätzlich noch eine Vorentzerrung im Zeitbereich statt, um auch die Intersymbolinterferenzen zwischen benachbarten Rahmen zu vermeiden.