

Musterlösung zur Aufgabe A2.1

a) Die wesentliche Aufgabe von xDSL ist die Bereitstellung eines schnellen Internetzugangs. In Gebieten mit keiner oder nur ungenügender DSL-Versorgung wird oft als Ersatz das auf Funktechnik basierende WiMax eingesetzt. ISDN ist dagegen ein reiner Telefondienst. Die Hauptaufgabe des europäischen Mobilfunkstandards GSM ist ebenfalls die Telefonie, Daten können damit nur mit sehr kleiner Datenrate transportiert werden. Mit dem neueren Mobilfunkstandard UMTS sind im Downlink (FDD-Modus) Datenraten bis zu 374 kbit/s möglich und es wird sogar in Spezifikationen von 2 Mbit/s gesprochen, so dass man dieses System von der Funktionalität her mit DSL vergleichen könnte (aber nicht muss) ⇒ Richtig sind die Lösungsvorschläge 1 und 2.

b) DSL wird über Kupfer-Doppeladern bereitgestellt. Dieses Übertragungsmedium wird auch von analogen Telefonsystemen (*Plain Old Telephone Services* – POTS) und dem digitalen Festnetzstandard ISDN (*Integrated Services Digital Network*) benutzt. Dagegen basieren die drei anderen (mobilen) Kommunikationssysteme alle auf der Funktechnik. ⇒ Richtig ist der Lösungsvorschlag 1.

c) Richtig ist der letzte Lösungsvorschlag. Beispielsweise beträgt bei ADSL die Datenrate zum Teilnehmer 8 Mbit/s und in der Gegenrichtung nur 1 Mbit/s. Der Grund hierfür ist, dass die Mehrzahl der DSL-Nutzer sehr viel mehr Daten „downloaden“ als selbst verschicken. Auch VDSL ist unsymmetrisch mit 25 ... 50 Mbit/s im Downstream und 5 ... 10 Mbit/s im Upstream. Dagegen ist bei HDSL – der ersten vorgeschlagenen xDSL-Variante – die Datenrate in beiden Richtungen gleich.

Es ist zwar richtig, dass xDSL nur im Teilnehmeranschlussbereich bis hin zur Ortsvermittlungsstelle eingesetzt wird und danach eine Umsetzung auf optische Systeme erfolgt. Aber dies ist unabhängig davon, ob eine symmetrische oder asymmetrische xDSL-Variante vorliegt.

d) Die zweite Aussage ist falsch. VDSL(2) ist die derzeit (2009) schnellste xDSL-Verbindung mit bis zu 200 Mbit/s entsprechend Spezifikation. Die Systeme in Korea und Japan arbeiten mit 100 Mbit/s, während in Deutschland und Dänemark bei etwas größeren Reichweiten Datenraten bis zu 50 Mbit/s erzielt werden.

Die Aussagen 1 und 3 stimmen. Entsprechend der Downstream-Datenrate gilt die folgende Reihenfolge, so lange die Kabellänge nicht zu groß wird:

- HDSL: zwischen 1.54 und 2.04 Mbit/s symmetrisch,
- ADSL: Downstream 8 Mbit/s, Upstream 1 Mbit/s,
- ADSL2+: Downstream bis 25 Mbit/s, Upstream 1 Mbit/s,
- VDSL(1): Downstream 25 ... 50 Mbit/s, Upstream 5 ... 10 Mbit/s,
- VDSL(2): Downstream bis zu 200 Mbit/s.

Auch die letzte Aussage trifft zu: Je kürzer die Kupferleitung vom Teilnehmer aus gesehen ist, desto schneller kann sein DSL konfiguriert werden.

Musterlösung zur Aufgabe zu A2.2

a) Die Grafik zeigt ADSL \Rightarrow Lösungsvorschlag 1. Bei VDSL ist der DSLAM (*Digital Subscriber Line Access Multiplexer*) in den Kabelverzweiger verlegt.

b) Der Glasfaser–Abschlusspunkt liegt bei DSL stets im DSLAM. Nur in der ADSL–Variante befindet sich der DSLAM in der Ortsvermittlungsstelle.

Dagegen ist der DSLAM in der VDSL–Variante im Kabelverzweiger (oder für die VDSL(2)– Variante im Outdoor DSLAM neben dem Kabelverzweiger) untergebracht, um die „Last Mile“ (Länge der Kupferleitung) zu reduzieren und somit höhere Datenraten zu erreichen. Der Glasfaserabschluss befindet sich beim Endkunden nur dann, wenn FttH– oder FttB–Technologien eingesetzt werden. Es handelt sich dann allerdings nicht mehr um DSL. Richtig ist somit allein der Lösungsvorschlag 2.

c) Der Splitter beinhaltet je ein Tief– und Hochpassfilter und kann damit die niedrigen Frequenzen (Telefonsignal) von den höheren Frequenzen (xDSL–Signal) trennen.

d) Richtig sind die Aussagen 1 und 3: Bei ADSL–Systemen werden tatsächlich stets 32 kbit/s für Verwaltungsdaten reserviert. Dagegen kann bei ADSL2 die Länge des Overheads zwischen 4 und 32 kbit/s variieren. Bei einer Reduzierung erreicht man eine höhere Nutzdatenrate.

Die Aussage 3 ist richtig: Durch die Aufnahme von *Seamless Rate Adaption* in den Standard kann ein eventueller Verlust der Synchronisation bei einer Variation der Kanalqualität vermieden werden.

Dagegen ist die letzte Aussage falsch. Die maximal erreichbare Datenrate beträgt bei VDSL(2) zwar (theoretisch) 250 Mbit/s. Die Datenrate sinkt aber bei einer Entfernung von 500 m auf bis zu 100 Mbit/s. Bei 2000 m Kupferleitung beträgt sie sogar weniger als 10 Mbit/s. ADSL2+ erreicht dagegen maximal „nur“ 25 Mbit/s, aber die Datenrate nimmt bei größerer Entfernung deutlich langsamer ab als VDSL(2) und beträgt bei 2000 m ungefähr noch 15 Mbit/s. Der „Schnittpunkt“ liegt bei ungefähr 1500 m.

Musterlösung zur Aufgabe Z2.2

- a) Richtig ist der Lösungsvorschlag 3. Der Splitter ist eine Kombination aus Hoch- und Tiefpass, der die Trennung des Telefonsignals (unterhalb 120 kHz) vom DSL-Datensignal (oberhalb 138 kHz) übernimmt bzw. deren Kombination.
- b) Alle Aussagen sind richtig. Genauere Informationen zum ISDN-Basisanschluss und insbesondere zum Netzabschluss (NTBA) finden Sie im **Kapitel 1.2** dieses Buches.
- c) Richtig sind die beiden ersten Lösungsvorschläge. Bei den heutigen DSL-Systemen dient stets ATM (*Asynchronous Transfer Mode*) als Basisprotokoll. Die Endgeräte der Kunden verwenden aber meist das Ethernet-Protokoll und können ATM-Zellen nicht verarbeiten. Die Protokollumsetzung geschieht anhand des Protokolls AAL5 (*ATM Adaption Layer Protocol 5*).

Die teilnehmerseitige xDSL-Einheit ist xTU-R (*xDSL Transceive Unit – Remote*) und befindet sich als Einschub im xDSL-Modem bzw. im Router. Dagegen ist das xTU-C (*xDSL Transceive Unit – Central Office*) im DSLAM (*Digital Subscriber Line Access Multiplexer*) in der Vermittlungsstelle oder im Kabelverzweiger untergebracht, also auf der Netzbetreiberseite.

Musterlösung zur Aufgabe A2.3

a) Der erste Quadrant umfasst $8 \cdot 8 = 64$ mögliche Punkte. Damit handelt es sich um eine $4 \cdot 64 = 256$ -QAM.

b) Es muss $2^b = 256$ gelten. Daraus folgt: $b = 8$.

c) Die **MSB 00** zeigen an, dass a_I und a_Q positiv sind und markieren somit den hier betrachteten ersten Quadranten. Entsprechend gilt: **10**: 2. Quadrant, **11**: 3. Quadrant, **01**: 4. Quadrant.

d) Entsprechend der Angabe ist der Inphasenanteil negativ ($q_7 = 1$). Aus $10011_{\text{binär}} = 19_{\text{dez}}$ ergibt sich das Zweierkomplement $19 - 32 = -13$. Der Quadraturanteil ergibt sich aus $01011_{\text{binär}} = 11$:

$$\underline{a_I = -13, a_Q = +11.}$$

e) Entsprechend der Angabe muss gelten:

$$a_I = 3: q_5 = 0, q_3 = 0, q_1 = 1 \Rightarrow 0011_{\text{binär}} = 3,$$

$$a_Q = 13: q_4 = 1, q_2 = 1, q_0 = 0 \Rightarrow 1101_{\text{binär}} = 13.$$

$$\text{Daraus folgt insgesamt: } q_7, q_6, q_5, \dots, q_1, q_0 = \mathbf{00010110}.$$

Richtig ist somit der 3. Lösungsvorschlag.

f) Gegenüber der letzten Aufgabe gibt es keine Änderung bezüglich a_I . Dagegen ist nun

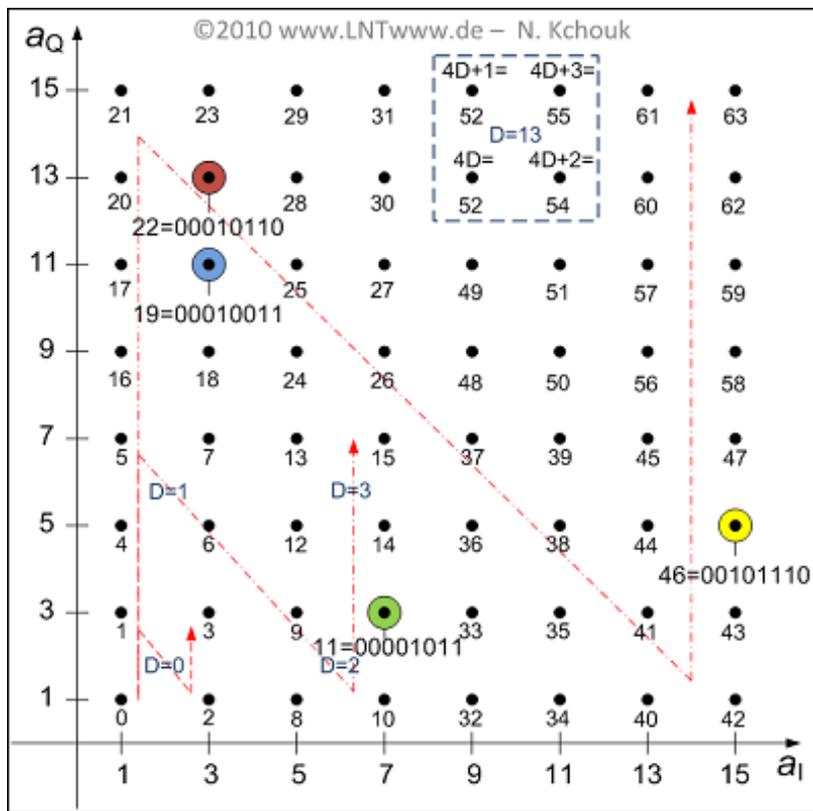
$$a_Q = 11: q_4 = 1, q_2 = 0, q_0 = 1 \Rightarrow 1011_{\text{binär}} = 11 \Rightarrow q_7, q_6, q_5, \dots, q_1, q_0 = \mathbf{00010011}.$$

Richtig ist demnach der Lösungsvorschlag 2.

g) Es liegt keine Gray-Codierung vor, da sich die beiden benachbarten Signalraumpunkte „rot“ und „blau“ um mehr als ein Bit unterscheiden.

h) Richtig ist hier der Lösungsvorschlag 1. Bei Gray-Codierung führt jeder Symbolfehler nur zu einem einzigen Bitfehler und für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit erhält man $p_B = p_S/b$, da die Anzahl der übertragenen Bits um den Faktor b größer ist als die Anzahl der QAM-Symbole. Bei anderer Codierung wird dieser Minimalwert nicht erreicht.

Die abschließende Grafik zeigt alle Signalraumpunkte des ersten Quadranten, wobei die Punkte mit den Dezimalwerten der Binärfolgen beschriftet sind. Die dünn eingezeichneten Linien geben eine zweite Vorgehensweise zur Bestimmung der Signalraumbelegung an, die im **Theorie**teil erläutert wird.



Musterlösung zur Zusatzaufgabe Z2.3

a) Richtig ist der zweite Lösungsvorschlag. Bei ADSL endet das Frequenzband bei 1104 kHz. VDSL hat je nach Bandplan eine deutlich größere Bandbreite, wobei sich Upstream- und Downstream-Bänder jeweils abwechseln.

b) Richtig ist der erste Lösungsvorschlag. Dem Upstream wurden die besseren (niedrigeren) Frequenzen zugewiesen, da sich ein Ausfall der weniger Upstream-Kanäle prozentual ungünstiger auswirkt als der Ausfall eines Downstream-Kanals.

c) Ohne Berücksichtigung der Synchronisationsrahmen (nach jeweils 68 nur mit Nutzdaten belegten Rahmen) und des Guard-Intervalls ergäbe sich für die Rahmendauer $T = 1/(4000/s) = 250 \mu\text{s}$. Mit Berücksichtigung dieses Overheads ist die Symboldauer um den Faktor $68/69 \cdot 16/17$ kürzer:

$$T = \frac{68}{69} \cdot \frac{16}{17} \cdot 250 \mu\text{s} \approx \underline{232 \mu\text{s}}.$$

d) Die Subträger liegen bei DMT bei allen Vielfachen von f_0 , wobei

$$f_0 = \frac{1}{T} = \underline{4.3125 \text{ kHz}}$$

gelten muss. Die Zeitfensterung entspricht nämlich der Multiplikation der cosinusförmigen Trägersignale mit einer Rechteckfunktion der Dauer T . Im Frequenzbereich ergibt sich damit die Faltung mit der sinc -Funktion. Würden die Systemgrößen T und $f_0 = 1/T$ nicht aufeinander abgestimmt sein, so käme es zu einer De-Orthogonalisierung der einzelnen DMT-Kanäle und damit zu Intercarrier-Interferenzen.

e) Ohne Berücksichtigung der ISDN/Upstream-Reservierung erhält man $K = 2208/4.3125 = \underline{512}$.

f) Die unteren $276/4.3125 = 64$ Kanäle sind beim hier betrachteten System ADSL2+ für ISDN und Upstream reserviert. Somit verbleiben $K = 512 - 64 = \underline{448}$ nutzbare Kanäle.

g) Für die Bitrate gilt

$$R_B = 4000 \frac{\text{Rahmen}}{\text{s}} \cdot K \cdot b.$$

Daraus ergibt sich für die (mittlere) Bitbelegung pro Subkanal (Bin):

$$b = \frac{R_B}{4000 \text{ Rahmen/s} \cdot K} = \frac{25 \cdot 10^6 \text{ bit/s}}{4000 \text{ 1/s} \cdot 448} = \underline{13.95 \text{ bit}}.$$

Musterlösung zur Aufgabe A2.4

- a)** Das System ist für $K = N/2 - 1 = 7$ Nutzer ausgelegt ($N = 16$).
- b)** Die Rahmendauer T ergibt sich zu $N \cdot \Delta t = 0.16$ ms. Die Grundfrequenz ist hier dementsprechend $f_0 = 1/T = 6.25$ kHz und die Gesamtbandbreite beträgt $B = 8 \cdot f_0 = 50$ kHz. Zum Vergleich: Bei ADSL ergibt sich diese Bandbreite zu $256 \cdot 4.3125$ kHz = 1104 kHz.
- c)** Richtig ist der zweite Lösungsvorschlag. Aus den 16 Abtastwerten s_l in der ersten Spalte der Tabelle erkennt man, dass $s(t)$ eine harmonische Schwingung mit der Periodendauer $T_0 = T$ beschreibt (nur eine Schwingung). Die Amplitude ist gleich 2.828 (zweimal Wurzel aus 2) und die Phase beträgt $\phi_0 = 45^\circ$ ($\pi/4$). Damit kann für das zeitkontinuierliche Signal geschrieben werden (mit $f_0 = 1/T$):

$$s(t) = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2\pi f_0 t + \pi/4).$$

Mit der angegebenen trigonometrischen Umformung und $\cos(\pi/4) = \sin(\pi/4) = 2^{-0.5}$ gilt weiterhin:

$$s(t) = 2 \cdot \cos(2\pi f_0 t) - 2 \cdot \sin(2\pi f_0 t).$$

Ein Koeffizientenvergleich mit der weiteren Gleichung

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

liefert das Ergebnis:

$$\begin{aligned} 2 \cdot \operatorname{Re}\{D_1\} &= 2 &\Rightarrow & \operatorname{Re}\{D_1\} = 1, \\ 2 \cdot \operatorname{Im}\{D_1\} &= 2 &\Rightarrow & \operatorname{Im}\{D_1\} = 1. \end{aligned}$$

Weiterhin ist zu beachten, dass der Koeffizient D_{15} mit dem konjugiert-komplexen Wert zu belegen ist:

$$D_{15} = D_1^* = 1 - j.$$

Zum gleichen Ergebnis wäre man durch Auswertung der (zeitkontinuierlichen) Fouriertransformierten von $s(t)$ gekommen:

$$S(f) = (1 + j) \cdot \delta(f - f_0) + (1 - j) \cdot \delta(f + f_0).$$

Der Koeffizient D_1 beschreibt das Gewicht bei der ersten Diracfunktion (also bei $f = f_0$), der Koeffizient $D_{15} = D_{-1}$ das Gewicht der Diracfunktion bei $f = -f_0$. Hierbei ist die implizite periodische Fortsetzung bei der DFT (bzw. IDFT) zu beachten.

- d)** Zeichnet man sich die Abtastwerte s_l auf, so erkennt man nun die 3-fache Frequenz. Unter anderem aus dem Vergleich von s_2 und s_{10} ergibt sich:

$$8 \cdot \Delta t = \frac{T}{2} = 1.5 \cdot T_0 \quad \Rightarrow \quad T_0 = \frac{T}{3}.$$

Die Amplitude ist gegenüber der Belegung A unverändert. Die Phase ϕ_0 erkennt man aus dem ersten Maximum bei $l = 2$:

$$\begin{aligned}
s(t) &= 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2\pi \cdot 3f_0 \cdot (t - 2 \cdot \Delta t)) = \\
&= 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(2\pi \cdot 3f_0 \cdot t + \phi_0), \quad \phi_0 = 12\pi \cdot \frac{\Delta t}{T} = \frac{3\pi}{4}.
\end{aligned}$$

Nach gleicher Vorgehensweise wie bei Aufgabe c) erhält man nun mit $\cos(3\pi/4) = \sin(3\pi/4) = -2^{-0.5}$:

$$\operatorname{Re}\{D_3\} = -1, \quad \operatorname{Im}\{D_3\} = -1.$$

Richtig ist somit der Lösungsvorschlag 3, wobei wieder $D_{13} = D_3^*$ zu berücksichtigen ist.

e) Richtig ist hier der erste Lösungsvorschlag. Aufgrund der Linearität der IDFT ergeben sich die Koeffizienten D_1, D_3, D_{13} und D_{15} entsprechend den Ergebnissen von e) und d).

f) Die Belegung **C** führt zu der Summe zweier harmonischer Schwingungen (mit f_0 bzw. $3f_0$), jeweils mit gleicher Amplitude A . Somit ergibt sich für die mittlere Signalleistung:

$$P_S = 2 \cdot \frac{A^2}{2} = A^2 = 8.$$

Der Effektivwert ist gleich der Wurzel aus der Sendeleistung P_S :

$$s_{\text{eff}} = \sqrt{P_S} = A = 2.828.$$

Der Maximalwert ist aus der Tabelle ablesbar:

$$s_{\text{max}} = 5.226 \quad \Rightarrow \quad \text{CF} = \frac{5.226}{2.828} \approx \underline{1.85}.$$

Dagegen würde bei den beiden Belegungen **A** und **B** jeweils $\text{CF} = 2^{0.5} = 1.414$ gelten.

Musterlösung zur Zusatzaufgabe Z2.4

a) a) Aus der IDFT-Gleichung wird mit $D(\mu) = 0$ für $\mu \neq 0$:

$$d(\nu) = D(0) \cdot w^0 = D(0) = 1 \quad (0 \leq \nu \leq 7) \\ \Rightarrow d(0) = d(1) = 1.$$

Dieser Parametersatz beschreibt somit die diskrete Form der Fourierkorrespondenz des Gleichsignals:

$$x(t) = 1 \quad \circ \text{---} \bullet \quad X(f) = \delta(f).$$

b) Hier sind alle Spektralkoeffizienten 0 mit Ausnahme von $D_1 = D_7 = 0.5$. Daraus folgt für $0 \leq \nu \leq 7$:

$$d(\nu) = 0.5 \cdot e^{-j \cdot (\pi/4) \cdot \nu} + 0.5 \cdot e^{-j \cdot (7\pi/4) \cdot \nu}.$$

Aufgrund der Periodizität gilt aber auch:

$$d(\nu) = 0.5 \cdot e^{-j \cdot (\pi/4) \cdot \nu} + 0.5 \cdot e^{j \cdot (\pi/4) \cdot \nu} = \cos(\pi/4 \cdot \nu) \\ \Rightarrow d(0) = 1, \quad d(1) = 1/\sqrt{2} \approx 0.707.$$

Es handelt sich also um das zeitdiskrete Äquivalent zu

$$x(t) = \cos(2\pi \cdot f_A \cdot t) \quad \circ \text{---} \bullet \quad X(f) = 1/2 \cdot \delta(f + f_A) + 1/2 \cdot \delta(f - f_A),$$

wobei f_A die kleinste in der DFT darstellbare Frequenz bezeichnet.

c) Gegenüber der Teilaufgabe b) ist nun die Frequenz doppelt so groß, nämlich $2 \cdot f_A$ anstelle von f_A :

$$x(t) = \cos(2\pi \cdot (2f_A) \cdot t) \quad \circ \text{---} \bullet \quad X(f) = 1/2 \cdot \delta(f + 2f_A) + 1/2 \cdot \delta(f - 2f_A),$$

Damit beschreibt die Folge $\langle d(\nu) \rangle$ zwei Perioden der Cosinusschwingung, und es gilt für $0 \leq \nu \leq 7$:

$$d(\nu) = 0.5 \cdot e^{-j \cdot (\pi/2) \cdot \nu} + 0.5 \cdot e^{j \cdot (\pi/2) \cdot \nu} = \cos(\pi/2 \cdot \nu) \\ \Rightarrow d(0) = 1, \quad d(1) = 0.$$

d) Durch eine weitere Verdoppelung der Cosinusfrequenz auf $4f_A$ kommt man schließlich zur zeitkontinuierlichen Fourierkorrespondenz

$$d(\nu) = 0.5 \cdot e^{-j \cdot \pi \cdot \nu} + 0.5 \cdot e^{j \cdot \pi \cdot \nu} = \cos(\pi \cdot \nu)$$

und damit zu den Zeitkoeffizienten

$$\underline{d(0) = d(2) = d(4) = d(6) = +1}, \quad \underline{d(1) = d(3) = d(5) = d(7) = -1}.$$

Zu beachten ist, dass die beiden Diracfunktionen in der zeitdiskreten Darstellung aufgrund der Periodizität zusammenfallen. Das heißt: Die Koeffizienten $D(4) = 0.5$ und $D(-4) = 0.5$ ergeben zusammen $D(4) = 1$.

e) Auch die Diskrete Fouriertransformation ist linear. Deshalb ist das Superpositionsprinzip weiterhin anwendbar. Die Koeffizienten $D(\mu)$ aus Spalte E ergeben sich als die Summen der Spalten A und D. Deshalb wird aus der alternierenden Folge $\langle d(\nu) \rangle$ entsprechend Teilaufgabe d) die um 1 nach oben verschobene Folge:

$$\underline{d(0) = d(2) = d(4) = d(6) = 2}, \quad \underline{d(1) = d(3) = d(5) = d(7) = 0}.$$

Musterlösung zur Aufgabe A2.5

- a) Richtig sind die Aussagen 1 und 3. Aufgrund des fehlenden Interleavers im *Fast-Path* ist dieser Pfad weniger gegenüber Bündelfehlern geschützt. Bei AWGN-Rauschen ist dagegen durch einen Interleaver keine Senkung der Bitfehlerrate möglich. Der Nachteil eines Interleavers sind die großen Wartezeiten (*Latency*), da damit die Eingangsbits über einen großen Zeitbereich verteilt werden, um nach dem in gleicher Weise aufgebauten De-Interleaver aus Bündelfehlern Einzelfehler zu machen, die dann durch die Vorwärtsfehlerkorrektur (*Forward Error Correction*, FEC) entfernt werden können.
- b) Richtig sind die Aussagen 1, 3 und 4. Sowohl das **CRC-Verfahren** (*Cyclic Redundancy Check*) als auch **Scrambler/De-Scrambler** werden mit Schieberegistern der Länge 8 bzw. 23 realisiert. Der *Scrambler* ist redundanzfrei (das heißt, er hat genau so viele Ausgangsbits wie Eingangsbits) und ist nach kurzer Einlaufzeit selbstsynchronisierend. Die Redundanz von CRC ist sehr gering. Es handelt sich dabei nicht um eine Fehlerkorrektur im eigentlichen Sinn, sondern um die Kontrolle besonders wichtiger Daten, zum Beispiel solcher zur Rahmensynchronisierung.
- c) Richtig sind die Aussagen 2, 3 und 5. Im Fachbuch „Einführung in die Kanalcodierung“ finden Sie ausführliche Kapitel über **Trellis-codierte Modulation** (TCM) und zu den **Reed-Solomon-Codes**. Bei letzteren handelt es sich um Blockcodes – also keine symbolweise Codierung – auf Byte-Ebene.
- d) Richtig sind hier die beiden ersten Aussagen im Gegensatz zu den beiden letzten: Das **Interleaving** ist redundanzfrei und führt zu großen Latenzzeiten und Verzögerungen, so dass bei Echtzeitanwendungen darauf verzichtet werden sollte.
- e) Alle hier gemachten Aussagen sind richtig, wie auf der Seite **Gain Scaling und Tone Ordering** im Detail nachgelesen werden kann.

Musterlösung zur Zusatzaufgabe Z2.5

- a) Richtig ist der zweite Lösungsvorschlag. Bei allen xDSL–Varianten wird der Downstream mit höherer Bitrate betrieben als der Upstream. Dieses Prinzip ergibt sich aus dem Nutzerverhalten. Man holt sehr viel mehr Daten zum Rechner (Downstream) als in der umgekehrten Richtung.
- b) Richtig ist der zweite Lösungsvorschlag. VDSL bietet höhere Bitraten an. Eine hohe Datenrate ist allerdings nur bei relativ kurzen Leitungslängen möglich.
- c) Die Reichweite eines solchen Gbit/s–Systems über Zweidrahtkupferleitung wäre näherungsweise $20/1000 \text{ km} = 20 \text{ Meter}$. Betrachten Sie diese Teilaufgabe als akademisch.
- d) Hier ergeben sich folgende charakteristische Kabeldämpfungen. Für
- Variante B ($R_B/2 = 3 \text{ Mbit/s}$, $l_{\max} = 2 \text{ km}$):
$$a_* = [5.1 + 14.3 \cdot 3^{0.59}] \cdot 2 \text{ dB} \approx \underline{64.9 \text{ dB}},$$
 - Variante C ($R_B/2 = 6.5 \text{ Mbit/s}$, $l_{\max} = 1 \text{ km}$):
$$a_* = [5.1 + 14.3 \cdot 6.5^{0.59}] \cdot 1 \text{ dB} \approx \underline{48.2 \text{ dB}},$$
 - Variante D ($R_B/2 = 13 \text{ Mbit/s}$, $l_{\max} = 0.8 \text{ km}$):
$$a_* = [5.1 + 14.3 \cdot 13^{0.59}] \cdot 0.8 \text{ dB} \approx \underline{56 \text{ dB}},$$
 - Variante E ($R_B/2 = 25.5 \text{ Mbit/s}$, $l_{\max} = 0.4 \text{ km}$):
$$a_* = [5.1 + 14.3 \cdot 25.5^{0.59}] \cdot 0.4 \text{ dB} \approx \underline{40.7 \text{ dB}}.$$

Bei den ADSL–Systemen liegt a_* zwischen 65 dB und 68 dB. Dagegen liefern die VDSL–Varianten charakteristische Kabeldämpfungen zwischen 40 dB und 56 dB. Zu beachten ist, dass dieser bei herkömmlicher binärer Basisbandübertragung wichtige Parameter a_* die Gegebenheiten bei *OFDM* bzw. *Discrete Multitone Transmission* nicht ausreichend gut wiedergibt.

Musterlösung zur Aufgabe A2.6

a) Innerhalb des Guard-Intervalls müssen beim Sender die 32 zusätzlichen Abtastwerte s_{-32}, \dots, s_{-1} eingefügt werden. Damit gilt:

$$T_G = \frac{32}{512} \cdot T = \frac{232 \mu\text{s}}{16} = \underline{14.5 \mu\text{s}}.$$

b) Intersymbolinterferenzen (ISI) und Intercarrierinterferenzen (ICI) werden vermieden, so lange die Länge T_K der Kanalimpulsantwort nicht größer ist als die Länge des Guard-Intervalls:

$$T_{K, \max} \geq T_G = \underline{14.5 \mu\text{s}}.$$

c) Richtig ist der Lösungsvorschlag 2. Für die Ausgangskoeffizienten der DFT gilt im rauschfreien Fall:

$$D'_k = D_k \cdot H_K(f = f_k), \quad f_k = k \cdot f_0.$$

Die einzelnen Subkanäle können einzeln durch Multiplikation mit $H_K^{-1}(f = f_k)$ entzerrt werden. Damit gilt für alle $k = 1, \dots, K$:

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

Die letzte Aussage ist falsch. Die Rate ist vielmehr um den Faktor $T/(T + T_G) = 16/17$ geringer als ohne Guard-Intervall und zyklischem Präfix. Dieser geringe Verlust wird aber gerne in Kauf genommen, da die einfache Entzerrung diesen Nachteil mehr als ausgleicht.

d) Richtig ist hier nur der zweite Lösungsvorschlag. Nicht verhindert würden dadurch so genannte Intercarrierinterferenzen, das heißt, die Subträger eines Rahmens wären dann nicht mehr orthogonal zueinander, da die Faltung der zeitlich auf T begrenzten harmonischen Schwingung mit der Impulsantwort keine si-Funktion ergibt, wie dies bei **idealem Kanal** der Fall ist. Damit beeinflusst der Koeffizient D_k bei $k \cdot f_0$ auch die Spektralwerte bei $\kappa \cdot f_0$ in der Umgebung ($\kappa \neq k$).

e) Richtig sind die beiden ersten Lösungsvorschläge. Betrag und Phase von $s_k(t)$ wird sehr wohl durch $h_K(t)$ verändert, und zwar entsprechend dem Wert $H_K(f = f_k)$ des Frequenzgangs. Durch den Entzerrer auf der Empfängerseite lässt sich dieser Fehler aber in einfacher Weise (und unabhängig von den anderen Subkanälen) korrigieren.