

Musterlösung zur Aufgabe A3.1

a) Richtig sind die Lösungsvorschläge 1 und 4. Die erste Mobilfunkgeneration (1G) stellt ausschließlich eine analoge Sprachübertragung bereit. Außer den genannten Systemen werden auch ACS, NMT, TACS, RTMS und RC 2000 der ersten Mobilfunkgeneration (in der Grafik auf der Angabenseite rot beschriftet) zugerechnet. Sie alle kamen Anfang bis Mitte der 1980er Jahre auf den Markt.

b) Richtig sind die Lösungsvorschläge 1 bis 4. Der bekannteste 2G-Vertreter ist GSM, aber auch der Schnurlostelefonie-Standard DECT und das japanische PDC gehören zu den 2G-Systemen (in der Grafik auf der Angabenseite blau beschriftet). Die letzte Aussage ist falsch: Beispielsweise arbeitet das deutsche D-Netz (Telekom TD1, Vodafone D2) im Frequenzbereich um 900 MHz.

c) Richtig sind die Aussagen 1 bis 3. Schon kurz nach Einführung von GSM Anfang der 1990er Jahre war klar, dass die GSM-Datenrate von 9.6 kbit/s für anspruchsvollere Anwendungen nicht ausreichen wird. Zu den GSM-Erweiterungen um die Jahrtausendwende zählen HSCSD (bis 57.6 kbit/s), GPRS (bis 171 kbit/s) und EDGE (maximal 384 kbit/s). Nicht zur GSM-Phase 2+ hinzugerechnet dürfen dagegen HSDPA und HSUPA, die Weiterentwicklungen von UMTS mit Hinblick auf höhere Datenraten im Downlink bzw. Uplink bezeichnen.

Anzumerken ist, dass **EDGE** zwar eigentlich eine Weiterentwicklung von GSM ist, aber trotzdem auch als 3G-Mobilfunksystem geführt wird. Die Datenrate von 384 kbit/s ermöglicht auch heute (2011) noch ausreichend schnelle Internetzugriffe, was ein Kennzeichen der dritten Generation (3G) mobiler Kommunikationssysteme ist.

Auch die erste Aussage ist richtig. Mit der „Phase 2+“ wurde auch der **Adaptive Multi-Rate Codec** (AMR) eingeführt und dadurch eine bessere Sprachqualität erzielt.

d) Richtig sind die Aussagen 2 und 3. Das auf OFDM basierende LTE (*Long Term Evolution*) bringt zwar weitere Verbesserungen und wird auch als E-UTRA im UMTS-Standard genannt, es wird aber der vierten Generation zugerechnet. Alle Systeme der dritten Mobilfunkgeneration sind in der Grafik auf der Angabenseite grün beschriftet.

Musterlösung zur Aufgabe A3.2

a) Es gilt $N_1 = R_1 \cdot T_R = 9.6 \text{ kbit/s} \cdot 20 \text{ ms} = \underline{192 \text{ Bit}}$.

b) Analog zur Teilaufgabe a) gilt

$$R_2 = \frac{N_2}{T_R} = \frac{244 \text{ Bit}}{20 \text{ ms}} = \underline{12.2 \text{ kbit/s}}.$$

Beachten Sie bitte: Bei einer redundanzfreien Binärquelle (aber nur bei dieser) besteht kein Unterschied zwischen „Bit“ und „bit“.

c) Der Faltungscoder der Rate 1/2 allein würde aus seinen $N_2 = 244$ Eingangsbits genau $N_3' = \underline{488}$ Ausgangsbits pro Rahmen generieren.

d) Aus der angegebenen Datenrate $R_3 = 22.8 \text{ kbit/s}$ folgt dagegen $N_3 = \underline{456}$. Das bedeutet, dass von den $N_3' = 488$ Bit durch die Punktierung $N_P = 32$ Bit entfernt werden.

e) Sowohl das Interleaving als auch die Verschlüsselung erfolgt sozusagen „datenneutral“. Damit gilt $R_4 = R_3 = \underline{22.8 \text{ kbit/s}} \Rightarrow N_4 = N_3 = 456$.

f) Für die Bitdauer gilt $T_B = 1/R_7 = 1/(0.270833 \text{ Mbit/s}) \approx 3.69 \mu\text{s}$. In jedem Zeitschlitz der Dauer T_Z wird ein Burst – bestehend aus 156.25 Bit – übertragen. Daraus ergibt sich $T_Z = \underline{576.9 \mu\text{s}}$.

g) Bei GSM gibt es acht Zeitschlitzte, wobei jedem Nutzer periodisch ein Zeitschlitz zugewiesen wird. Damit beträgt die Bruttodatenrate für jeden Nutzer $R_6 = R_7/8 \approx \underline{33.854 \text{ kbit/s}}$.

h) Berücksichtigt man, dass beim *Normal Burst* der Anteil der Nutzdaten (inkl. Kanalcodierung) 114/156.25 beträgt, so wäre die Rate ohne Berücksichtigung der zugefügten Signalisierungsbits:

$$R_5 = \frac{n_{\text{ges}}}{n_{\text{Info}}} \cdot R_4 = \frac{156.25}{114} \cdot 22.8 \text{ kbit/s} = \underline{31.250 \text{ kbit/s}}.$$

Zum gleichen Ergebnis kommt man, wenn man berücksichtigt, dass bei GSM jeder 13. Rahmen für *Common Control* (Signalisierungs-Info) reserviert ist:

$$R_5 = \frac{12}{13} \cdot 33.854 \text{ kbit/s} = 31.250 \text{ kbit/s}.$$

Damit beträgt der prozentuale Anteil der Signalisierungsbits:

$$\alpha_{\text{SB}} = \frac{33.854 - 31.250}{33.854} \approx 7.7\%.$$

Musterlösung zur Zusatzaufgabe Z3.2

- a)** Ziel der Sprachcodierung ist die Datenkomprimierung und damit die Redundanzminderung. Dies ist eine typische Aufgabe der Quellencodierung. Richtig sind somit die Antworten 1 und 4.
- b)** Faltungscodierung ist eine Form der Kanalcodierung, durch die der Empfänger (Decoder) in die Lage versetzt wird, Fehler zu erkennen und eventuell zu korrigieren. Der Kanalcoder fügt hierzu (sinnvolle) Redundanz hinzu, während der Sprachcoder irrelevante Redundanz entfernt. Häufig werden beide Komponenten gemeinsam realisiert oder zumindest eng aufeinander abgestimmt. Man spricht dann von „gemeinsamer Quellen- und Kanalcodierung“. Richtig sind somit die Antworten 2 und 3.
- c)** Der Faltungsdecoder hat große Probleme, wenn die Übertragungsfehler nicht statistisch unabhängig auftreten, sondern gebündelt. Aufgabe von Interleaver und De-Interleaver ist es, solche Bündelfehler aufzubrechen und über einen größeren Zeitraum zu verteilen. Die Redundanz wird durch diese Prozedur nicht verändert. Beim AWGN-Kanal treten Bitfehler statistisch unabhängig auf, so dass auf Interleaver und De-Interleaver verzichtet werden kann. Richtig ist allein die Antwort 2.
- d)** Verschlüsselung und Entschlüsselung – das Gegenstück empfangsseitig – dienen nur dazu, die Nutzerdaten gegenüber unbefugtem Zugriff zu schützen. Sie dienen aber nicht der Fehlerkorrektur und fügen auch keine Redundanz hinzu. Man unterscheidet zwischen symmetrischer und asymmetrischer Verschlüsselung. GSM nutzt vorwiegend die erste Variante. Richtig sind somit die Antworten 1 und 4.

Musterlösung zur Aufgabe A3.3

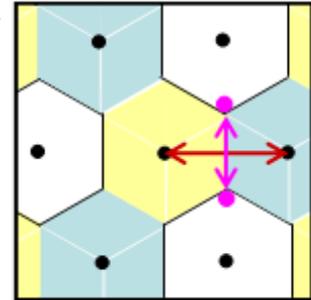
a) Richtig ist der Lösungsvorschlag 1. Aus der Farbgebung der Grafik auf der Angabenseite erkennt man den Reuse-Faktor 3. Bei GSM benutzen benachbarte Zellen unterschiedliche Frequenzen. Bei dem auf CDMA basierenden UMTS-System wird dagegen in allen Zellen die gleiche Frequenz verwendet.

b) Es kommt zwischen den eingezeichneten Mobilstationen zu Interzellinterferenzen, da die Teilnehmer *unterschiedlicher Zellen* den gleichen Frequenzkanal nutzen \Rightarrow Antwort 2.

c) Nebenstehende Skizze verdeutlicht den Rechengang bezüglich den „weißen Frequenzen“, wobei d_{\min} durch den violetten Pfeil gegeben ist. Die Mobilstationen befinden sich dann in den Ecken der weißen Hexagone.

Der rote (horizontale) Pfeil kennzeichnet den Abstand $D = 10$ km zweier Basisstationen. Aufgrund einfacher geometrischer Überlegungen erhält man:

$$\tan(30^\circ) = \frac{d_{\min}/2}{D/2} \Rightarrow d_{\min} = D \cdot \tan(30^\circ) \approx 5.77 \text{ km.}$$



d) Richtig sind beide Lösungsvorschläge. Nimmt bei UMTS die Anzahl der aktiven Teilnehmer signifikant zu, so wird der Zellenradius und damit auch die aktuelle Interferenzleistung verkleinert. Für die Versorgung der Mobilteilnehmer am Rande einer ausgelasteten Zelle springt dann eine weniger belastete Nachbarzelle ein.

e) Richtig sind die beiden ersten Lösungsvorschläge. Der *Near-Far*-Effekt bezeichnet das Problem des Uplinks. Die Basisstation empfängt von einem weiter entfernten Nutzer ein sehr viel schwächeres Signal als von einem nahen Teilnehmer. Um so größer ist dann auch dessen Bitfehlerrate, da das Signal des entfernteren Teilnehmers durch den nahen Teilnehmer weitgehend verdeckt wird.

Man kann den *Near-Far*-Effekt zum Beispiel durch eine schnelle und präzise Leistungsregelung weitgehend ausgleichen, indem der entferntere Teilnehmer mit größerer Leistung sendet. Allerdings bewirkt eine solche Leistungserhöhung auch größere Interferenzleistungen für alle anderen Nutzer, so dass stets ein Kompromiss gefunden werden muss.

Durch den Einsatz so genannter *Multi-User-Detektoren* lässt sich der *Near-Far*-Effekt auch bei einheitlicher Sendeleistung ausreichend gut kompensieren. Dieser Empfangstyp wird vorwiegend bei der Basisstation eingesetzt – also im Uplink. Er wird aber auch im Downlink benutzt, zum Beispiel, um den BCH- oder den Pilotkanal zu subtrahieren.

Musterlösung zur Aufgabe A3.4

a) Richtig sind die Lösungsvorschläge 1 und 3. Die erforderliche Datenrate wird reduziert, indem Redundanz und Irrelevanz aus dem Datensignal entfernt wird. Das Kunstwort „Codec“ weist darauf hin, dass die gleiche Funktionseinheit sowohl für die Codierung als auch für die Decodierung verwendet wird.

b) Richtig sind die Antworten 2 und 3. Der EFR-Codec aus dem Jahre 1995 ist eine erhebliche Weiterentwicklung des *Full-Rate Codecs* aus dem Jahr 1991, wobei unter anderem die Sprachqualität durch Hintergrundgeräusch weniger beeinträchtigt wird. Der EFR-Codec basiert ebenso wie der AMR auf dem Datenreduktionsverfahren ACELP („*Algebraic Code Excited Linear Prediction*“).

Der erste Lösungsvorschlag ist dagegen falsch. Der EFR-Codec ist wie der FR- und der AMR-Codec nur für den Telefonkanal (0.3 – 3.4 kHz) ausgelegt. Zur besseren Verständlichkeit und Vermeidung eines dumpfen Klangs erfolgt zusätzlich eine Mittenanhebung und eine Tiefenabsenkung.

c) Richtig ist nur der Lösungsvorschlag 2. Der Vorteil des AMR-Codecs gegenüber dem EFR liegt in seiner größeren Flexibilität. Wenn sich die Kanalqualität signifikant verschlechtert, kann fließend zu einem niederratigen Modus umgeschaltet werden, bei dem sich Übertragungsfehler weniger störend auswirken. Man kann zudem wie beim HR zwei Gespräche in einem Verkehrskanal führen.

Der höchste Modus mit 12.2 kbit/s – und nicht der niedrigste – ist identisch mit dem EFR-Codec. Damit ist offensichtlich, dass der AMR keine bessere Sprachqualität als der EFR liefern kann.

d) Hier sind alle Antworten richtig. Im Wideband-AMR werden neun Modi bereitgestellt, von denen allerdings für den Mobilfunk nur fünf genutzt werden, nämlich diejenigen mit den Datenraten 6.60, 8.85, 12.65, 15.85 und 23.65 kbit/s. Die Modi bis 12.65 kbit/s haben den Vorteil, dass ein so codiertes Sprachsignal in einem einzigen GSM-Verkehrskanal untergebracht werden kann. Für die höherratigen Modi benötigt man GSM/EDGE oder UMTS.

Die höherratigen Modi (15.85 und 23.65 kbit/s) liefern zwar bei Sprache nur noch eine geringe Verbesserung, allerdings aufgrund des größeren Frequenzbereichs eine merkliche Verbesserung bei der Übertragung von Musik. Sowohl der WB-AMR 12.65 als auch die höheren Modi von (Narrowband-) AMR zeigen hier Schwächen. Eine noch niedrigere Datenrate liefert bei Musiksignalen äußerst dürftige Ergebnisse.

Der WB-AMR hat auch bei vergleichbarer Datenrate (12.65 kbit/s) eine bessere Sprachqualität als der NB-AMR mit 12.2 kbit/s. Durch die höhere Bandbreite klingt die Sprache natürlicher und Zischlaute wie „s“, „f“ und „sch“ werden klarer übertragen.

Musterlösung zur Zusatzaufgabe Z3.4

- a) Um das Abtasttheorem zu erfüllen, darf die Bandbreite B nicht größer als $f_A/2 = 4 \text{ kHz}$ sein.
- b) Aus der gegebenen Abtastrate $f_A = 8 \text{ kHz}$ ergibt sich ein Abstand zwischen einzelnen Samples von $T_A = 0.125 \text{ ms}$. Somit besteht ein Sprachrahmen (20 ms) aus $N_R = 20/0.125 = 160$ Abtastwerten, jeweils quantisiert mit 13 Bit. Die Datenrate beträgt somit

$$R_{\text{In}} = \frac{160 \cdot 13}{20 \text{ ms}} = 104 \text{ kbit/s}.$$

- c) Aus der Grafik ist ersichtlich, dass pro Sprachrahmen 36 (LPC) + 36 (LTP) + 188 (RPE) = 260 Bit ausgegeben werden. Daraus berechnet sich die Ausgangsdatenrate zu

$$R_{\text{Out}} = \frac{260}{20 \text{ ms}} = 13 \text{ kbit/s}.$$

Der vom Vollraten–Sprachcodec erzielte Kompressionsfaktor ist somit $104/13 = 8$.

- d) Nur die beiden ersten Aussagen sind zutreffend. Die 36 LPC–Bits beschreiben insgesamt acht Filterkoeffizienten eines nichtrekursiven Filters, wobei aus der Kurzzeitanalyse acht AKF–Werte ermittelt und diese nach der so genannten Schur–Rekursion in Reflexionsfaktoren r_k umgerechnet werden. Aus diesen werden die acht LAR–Koeffizienten nach der Funktion $\ln[(1 - r_k)/(1 + r_k)]$ berechnet, mit einer unterschiedlichen Anzahl an Bits quantisiert und zum Empfänger geschickt.

Das LPC–Ausgangssignal besitzt gegenüber seinem Eingang $s_R(n)$ eine deutlich kleinere Amplitude, hat einen deutlich reduzierten Dynamikumfang und ein flacheres Spektrum.

- e) Richtig sind hier die die Aussagen 1 und 3, nicht jedoch die zweite: Die LTP–Analyse und –Filterung erfolgt blockweise alle 5 ms (40 Abtastwerte), also viermal pro Sprachrahmen. Man bildet hierzu die Kreuzkorrelationsfunktion (KKF) zwischen dem aktuellen und den drei vorangegangenen Subblöcken. Für jeden Subblock werden dabei eine LTP–Verzögerung und eine LTP–Verstärkung ermittelt, die am besten zum Subblock passen. Berücksichtigt wird hierbei auch ein Korrektursignal der nachfolgenden Komponente „RPE“. Bei der Langzeitprädiktion ist wie bei der LPC der Ausgang gegenüber dem Eingang redundanzvermindert.

- f) Richtig sind die Aussagen 2 und 3. Dass die Aussage 1 falsch ist, erkennt man schon aus der Grafik auf der Angabenseite, da 188 der 260 Ausgabebits von der RPE stammen. Sprache wäre schon allein mit RPE (ohne LPC und LTP) verständlich.

Zur letzten Aussage: Die RPE sucht natürlich die Teilfolge mit der **maximalen** Energie. Die RPE–Pulse sind eine Teilfolge (13 aus 40 Abtastwerte) zu je drei Bit pro Teilrahmen von 5 ms und dementsprechend 12 Bit pro 20 ms–Rahmen. Der „RPE–Pulse“ belegt somit $13 \cdot 12 = 156$ der 260 Ausgabebits.

Genauer zum RPE–Block finden Sie auf der **Seite 5** im Kapitel 3.3 des Buches „Beispiele von Nachrichtensystemen“.

Musterlösung zur Aufgabe A3.5

a) Sind alle Amplitudenkoeffizienten a_v gleich +1, so ist $q_R(t) = 1$ eine Konstante. Damit hat der Gaußtieffpass keinen Einfluss und es ergibt sich $q_G(t) = 1$. Die maximale Frequenz ist somit

$$\text{Max}[f_A(t)] = f_T + \Delta f_A \underline{=} 900.068 \text{ MHz.}$$

Das Minimum der Augenblicksfrequenz

$$\text{Min}[f_A(t)] = f_T - \Delta f_A \underline{=} 899.932 \text{ MHz}$$

ergibt sich, wenn alle Amplitudenkoeffizienten negativ sind. In diesem Fall ist $q_R(t) = q_G(t) = -1$.

b) Diejenige Frequenz, bei der die logarithmierte Leistungsübertragungsfunktion gegenüber $f = 0$ um 3 dB kleiner ist, bezeichnet man als die 3dB-Grenzfrequenz. Dies lässt sich auch wie folgt ausdrücken:

$$\frac{|H(f = f_{3\text{dB}})|}{|H(f = 0)|} = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Insbesondere gilt für den Gaußtieffpass wegen $H(f = 0) = 1$:

$$H(f = f_{3\text{dB}}) = e^{-\pi \cdot (f_{3\text{dB}}/2f_G)^2} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\Rightarrow \left(\frac{f_{3\text{dB}}}{2f_G}\right)^2 = \frac{\ln \sqrt{2}}{\pi} \Rightarrow f_G = \sqrt{\frac{\pi}{4 \cdot \ln \sqrt{2}}} \cdot f_{3\text{dB}}.$$

Die numerische Auswertung führt auf $f_G \approx 1.5 \cdot f_{3\text{dB}}$. Aus $f_{3\text{dB}} \cdot T = 0.3$ folgt somit $f_G \cdot T \underline{\approx} 0.45$.

c) Der gesuchte Frequenzimpuls $g(t)$ ergibt sich aus der Faltung von Rechteckfunktion $g_R(t)$ und der Impulsantwort $h_G(t)$:

$$g(t) = g_R(t) \star h_G(t) = 2f_G \cdot \int_{t-T/2}^{t+T/2} e^{-\pi \cdot (2f_G \cdot \tau)^2} d\tau.$$

Mit der Substitution $u^2 = 8\pi \cdot f_G^2 \cdot \tau^2$ und der Funktion $\phi(x)$ kann man hierfür auch schreiben:

$$g(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{2 \cdot \sqrt{2\pi} \cdot f_G \cdot (t-T/2)}^{2 \cdot \sqrt{2\pi} \cdot f_G \cdot (t+T/2)} e^{-u^2/2} du =$$

$$= \phi(2 \cdot \sqrt{2\pi} \cdot f_G \cdot (t + T/2)) - \phi(2 \cdot \sqrt{2\pi} \cdot f_G \cdot (t - T/2)).$$

Für die Zeit $t = 0$ gilt unter Berücksichtigung von $\phi(-x) = 1 - \phi(x)$ und $f_G \cdot T = 0.45$:

$$g(t = 0) = \phi(\sqrt{2\pi} \cdot f_G \cdot T) - \phi(-\sqrt{2\pi} \cdot f_G \cdot T) =$$

$$= 2 \cdot \phi(\sqrt{2\pi} \cdot f_G \cdot T) - 1 \approx 2 \cdot \phi(1.12) - 1 \underline{=} 0.737.$$

d) Mit $a_3 = +1$ würde sich $q_G(t = 3T) = 1$ ergeben. Aufgrund der Linearität gilt somit:

$$q_G(t = 3T) = 1 - 2 \cdot g(t = 0) = 1 - 2 \cdot 0.737 \underline{=} -0.474.$$

e) Mit dem Ergebnis aus c) und $f_G \cdot T = 0.45$ erhält man:

$$\begin{aligned}
 g(t = T) &= \phi(3 \cdot \sqrt{2\pi} \cdot f_G \cdot T) - \phi(\sqrt{2\pi} \cdot f_G \cdot T) = \\
 &\approx \phi(3.36) - \phi(1.12) = 0.999 - 0.868 \underline{=} 0.131.
 \end{aligned}$$

Der Impulswert $g(t = -T)$ ist aufgrund der Symmetrie des Gaußtieffpasses genau so groß.

f) Bei alternierender Folge sind aus Symmetriegründen die Beträge $|q_G(v \cdot T)|$ bei allen Vielfachen der Bitdauer T alle gleich. Alle Zwischenwerte bei $t \neq v \cdot T$ sind dagegen kleiner. Unter Berücksichtigung von $g(t \geq 2T) \approx 0$ wird jeder einzelne Impulswert $g(0)$ durch den vorangegangenen Impuls mit $g(t = T)$ verkleinert, ebenso vom folgenden Impuls mit $g(t = -T)$.

Es ergeben sich also Impulsinterferenzen und man erhält:

$$\text{Max } [q_G(t)] = g(t = 0) - 2 \cdot g(t = T) = 0.737 - 2 \cdot 0.131 \underline{=} 0.475.$$

Musterlösung zur Zusatzaufgabe Z3.5

- a) Jede Mobilstation (MS) steht mit einer *Base Transceiver Station* (BTS) in Funkverbindung. Diese ist Teil des *Base Station Subsystems* (BSS) ⇒ Lösungsvorschlag 1.
- b) Richtig sind die Aussagen 1 und 3. Dagegen ist das BTS nicht für Vermittlungsaufgaben zuständig, sondern dies ist die Aufgabe eines *Mobile Switching Centers* (MSC), das einen Teil des *Switching and Management Subsystems* (SMSS) darstellt.
- c) Wenn wie meist bei GSM die einzelnen Antennen 120°-Sektoren abdecken, so kann eine BTS bis zu drei Verbindungswege bereitstellen ⇒ $N_{\max} = 3$.
- d) Nur das *Operation and Management Center* (OMC) gehört zum OMSS ⇒ Vorschlag 3. Dagegen sind MSC und GMSC Komponenten des Mobilvermittlungsnetzes (SMSS). Bezüglich des OMC unterscheidet man schließlich noch zwischen OMC-B (zur BSS-Überwachung) und OMC-S (zur SMSS-Überwachung).
- e) GMSC ist eine Hardware-Einheit, die für die Vermittlung zwischen dem Festnetz und dem Mobilnetz zuständig ist. Die drei anderen angegebenen Begriffe beschreiben Datenbanken des SMSS. AUC ist für die Speicherung von vertraulichen Daten und Schlüsseln verantwortlich. HLR ist ein Zentralregister für das gesamte *Public Land Mobile Network* (PLMN) zur Verwaltung unverschlüsselter Teilnehmerdaten, der abonnierten Dienste und zur Wegesuche für Rufe der eigenen Teilnehmer eines Mobilfunkbetreibers. Dagegen sind im Besucherregister (VLR) die Informationen über die momentanen Besucher anderer Betreiber abgelegt, die sich im aktuellen PLMN befinden ⇒ Lösungsvorschläge 1, 2 und 4.

Musterlösung zur Aufgabe A3.6

a) Richtig ist die Aussage 2. Der IMT-2000-Standard beinhaltet in einer ersten Ebene **W-CDMA**, **TD-CDMA**, **TDMA** und **FD-TDMA**, wobei nur die beiden zuerst genannten Varianten gleichzeitig dem UMTS-Standard zugerechnet werden \Rightarrow UMTS ist eine Untermenge von IMT-2000, nicht umgekehrt.

b) Zu **W-CDMA** zählt man

- **UTRA-FDD**, die FDD-Komponente des europäischen UMTS-Standards,
- das amerikanische **cdma 2000-System** (das aber nicht zu UMTS gehört).

Zu **TD-CDMA** werden hinzugerechnet:

- **UTRA-TDD**, die TDD-Komponente von UMTS,
- das chinesische **TD-SCDMA**, mittlerweile in den UMTS-TDD-Standard integriert.

Alle zu UMTS gehörigen Eintragungen sind in der Tabelle rot markiert \Rightarrow Antwort 1.

c) Richtig ist der zweite Lösungsvorschlag. Die drei Systemvarianten, die zwar zu IMT-2000 gehören, aber nicht zu UMTS, sind:

- **TDMA**; hierzu zählen Weiterentwicklungen des GSM-Ablegers **EDGE** und des amerikanischen Pendant **UWC-136**,
- **FD-TDMA**, die Weiterentwicklung des Schnurlos-Telefonie-Standards **DECT**,
- der amerikanische Standard **cdma 2000**.

d) Richtig sind hier die Antworten 1, 4 und 6, wie man im **Kapitel 4.2** des Buches „Beispiele von Nachrichtensystemen“ nachlesen kann.

e) Daraus geht auch hervor, dass hier die Antworten 2, 3 und 5 zutreffen.

Übrigens: der einzige Begriff in der Grafik auf der Angabenseite, der sich nicht auf UMTS bezieht, ist „GPRS“ \Rightarrow **General Packet Radio Service** ist eine GSM-Erweiterung.

Musterlösung zur Aufgabe A3.7

a) FDMA, TDMA und CDMA sind Vielfächzugriffsverfahren oder auch Multiplextechniken, die man dann allerdings mit FDM, TDM und CDM abkürzt: *Frequency (Time, Code) Division Multiplexing*. Richtig ist also der Lösungsvorschlag 2.

b) Nur die beiden letzten Lösungsvorschläge sind richtig. FDMA/FDM ist auch bei analogen Systemen anwendbar, wofür die klassische Rundfunkübertragung (seit den 1930er Jahren) ein Beispiel ist.

c) Beim Mobilfunkstandard **GSM** werden FDMA und TDMA genutzt \Rightarrow Lösungsvorschlag 1 und 2. Im so genannten D-Band (Uplink von 890 bis 915 MHz, Downlink von 935 bis 960 MHz) gibt es unter Berücksichtigung der Guard-Bänder von je 100 kHz am oberen und unteren Bereichsende in jeder Richtung 124 FDMA-Kanäle zu je 200 kHz. Im E-Band (Uplink: 1710 – 1785 MHz, Downlink: 1805 – 1880 MHz) sind 374 FDMA-Kanäle nutzbar.

Mit Zeitmultiplex (TDMA) können in jedem Frequenzband zusätzlich 8 Teilnehmer versorgt werden. Ein TDMA-Rahmen hat die Länge 4.615 ms, so dass für jeden Teilnehmer in diesem zeitlichen Abstand Zeitschlitz von 0.577 ms Dauer zur Verfügung stehen.

d) Die in Deutschland ausschließlich eingesetzte UMTS-Variante *UMTS Terrestrial Radio Access-Frequency Division Duplex (UTRA-FDD)* besteht aus je 12 gepaarten Uplink- und Downlink-Frequenzbändern zu je 5 MHz Bandbreite zwischen 1920 MHz und 1980 MHz (Uplink) bzw. zwischen 2110 MHz und 2170 MHz (Downlink). Man könnte also durchaus von einem FDMA-System sprechen. Allerdings werden die verschiedenen 5 MHz-Bänder von anderen Netzbetreibern genutzt.

Betrachtet man dagegen ein 5 MHz-Band für sich, so besitzt UMTS keine FDMA-Komponente. In jedem der Bänder wird stattdessen **CDMA** eingesetzt, so dass in jedem Frequenzband gleichzeitig bis zu 512 Teilnehmer aktiv sein können. Und in gewissem Umfang auch **TDMA** (Zeitschlitz, Rahmen, TTI). Richtig sind somit die Lösungsvorschläge 2 und 3.

e) Für schnelle Internetanbindungen wird heutzutage üblicherweise **DSL** (*Digital Subscriber Line*) eingesetzt. Dieses basiert auf **OFDM** (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), was eine FDM-Variante ist \Rightarrow Antwort 1. Die einzelnen Spektren sind dabei allerdings nicht getrennt, sondern überlappen sich. Aufgrund der Orthogonalität kommt es trotzdem nicht zu gegenseitiger Beeinflussung.

Musterlösung zur Aufgabe A3.8

a) Es handelt sich hier um einen optimalen Empfänger. Ohne Rauschen ist Signal $b(t)$ innerhalb eines jeden Bits konstant gleich $+1$ oder -1 . Aus der angegebenen Gleichung für den Integrator

$$d(\nu T) = \frac{1}{T} \int_{(\nu-1)T}^{\nu T} b(t) dt$$

folgt, dass $d(\nu T)$ nur die Werte ± 1 annehmen kann. Richtig ist somit der letzte Lösungsvorschlag.

b) Richtig ist wieder der letzte Lösungsvorschlag. Im rauschfreien Fall $\Rightarrow n(t) = 0$ kann auf die zweifache Multiplikation mit $c(t) \in \{+1, -1\} \Rightarrow c(t)^2 = 1$ verzichtet werden, so dass das obere Modell mit dem unteren Modell identisch ist.

c) Da beide Modelle im rauschfreien Fall identisch sind, muss nur das Rauschsignal angepasst werden: $n'(t) = n(t) \cdot c(t)$. Die Lösungsvorschläge 2 und 3 sind dagegen nicht zutreffend: Die Integration muss auch weiterhin über $T = J \cdot T_c$ erfolgen (nicht über $J \cdot T$) und die PN-Modulation verringert das AWGN-Rauschen nicht. Zutreffend ist Lösungsvorschlag 1.

d) Die für BPSK und AWGN-Kanal gültige Gleichung

$$p_B = Q\left(\sqrt{\frac{2 \cdot E_B}{N_0}}\right)$$

ist somit auch bei der PN-Modulation anwendbar und zwar unabhängig vom Spreizfaktor J und von der spezifischen Spreizfolge. Bei AWGN-Rauschen wird die Fehlerwahrscheinlichkeit durch Bandspreizung weder vergrößert noch verkleinert. Richtig ist also der letzte Lösungsvorschlag.

Musterlösung zur Zusatzaufgabe Z3.8

- a) Fest vorgegeben ist bei UMTS die Chipdauer T_C , die in der Teilaufgabe b) noch berechnet werden soll. Je größer der Spreizgrad J ist, desto größer ist die Bitdauer \Rightarrow Antwort 2.
- b) Laut dem Hinweis auf der Angabenseite werden in 10 Millisekunden genau $15 \cdot 2560 = 38400$ Chips übertragen. Damit beträgt die Chiprate $R_C = 100 \cdot 38400 \text{ Chips/s} = \underline{3.84 \text{ Mchip/s}}$. Die Chipdauer ist der Kehrwert hierzu: $T_C \approx \underline{0.26 \mu\text{s}}$.
- c) Jedes Datenbit besteht aus vier Spreizchips \Rightarrow $J=4$.
- d) Die Bitrate ergibt sich mit dem Spreizfaktor $J = 4$ zu $R_B = R_C/J = \underline{960 \text{ kbit/s}}$. Mit dem für UMTS maximalen Spreizfaktor $J = 512$ beträgt die Bitrate dagegen nur mehr 7.5 kbit/s .
- e) Für das Sendesignal gilt $s(t) = q(t) \cdot c(t)$. Die Chips s_3 und s_4 des Sendesignals gehören zum ersten Datenbit ($q_1 = +1$):

$$s_3 = c_3 = \underline{-1}, \quad s_4 = c_4 = \underline{+1}.$$

Dagegen sind die beiden weiteren gesuchten Sendechips dem zweiten Datenbit ($q_2 = -1$) zuzuordnen:

$$s_5 = -c_5 = -c_1 = \underline{-1}, \quad s_6 = -c_6 = -c_2 = \underline{+1}.$$

Musterlösung zur Aufgabe A3.10

- a) Richtig ist nur die letzte Antwort: Nur HSDPA und HSUPA sind Weiterentwicklungen von UMTS. Dagegen werden HSCSD, GPRS und EDGE der GSM-Phase 2+ zugerechnet.
- b) Zutreffend sind hier die beiden letzten Lösungsvorschläge. EDGE zählt man tatsächlich auch zu den 3G-Mobilfunksystemen, obwohl es in der GSM-Phase 2+ entstanden ist.
- c) Richtig sind die Lösungsvorschläge 2 und 3. Bei HSCSD wird die in einem Zeitschlitz übertragbare Datenrate durch Punktierung des Faltungscodes von 9.6 kbit/s (beim herkömmlichen GSM) um 50% auf 14.4 kbit/s gesteigert. Durch die Bündelung von vier Zeitschlitzten erreicht man schließlich bei dieser leitungsorientierten GSM-Weiterentwicklung die maximale Übertragungsrate von 57.6 kbit/s. Hierfür sind beste Bedingungen vorausgesetzt. In der Realität wird dieser theoretische Wert eher nicht erreicht.
- d) Richtig sind die Aussagen 1 und 3. Durch die paketorientierte Übertragung und einige andere Maßnahmen, die zu kürzeren Zugriffszeiten führen, ergibt sich eine Datenübertragungsrate von bis zu 21.4 kbit/s. Durch die Bündelung von acht Zeitschlitzten (*Multislot Capability*) erreicht man maximal 171.2 kbit/s (dies ist ebenfalls ein theoretischer Wert). Als Modulationsverfahren wird wie beim herkömmlichen GSM ausschließlich *Gaussian Minimum Shift Keying* (GMSK) verwendet.
- e) EDGE ist ebenfalls paketorientiert und stellt insgesamt neun verschiedene **Modulation and Coding Schemes** (MCS) zur Verfügung, die je nach Kanalbedingungen ausgewählt werden. In den höheren Modi (ab MCS-5) wird anstelle von GMSK das kompaktere Modulationsverfahren 8-PSK verwendet, bei dem mit jedem Eingangssymbol drei Bit übertragen werden und dadurch die Datenrate (theoretisch) verdreifacht wird. Mit MCS-8 (laut Angabe 54.5 kbit/s) und sieben Zeitschlitzten erreicht man immerhin schon 380.8 kbit/s und damit die Größenordnung von UMTS. Richtig sind also alle Lösungsvorschläge.
- f) Richtig sind hier alle Lösungsvorschläge. Man nutzt bei HSPA das **Hybrid-ARQ-Verfahren** sowie **Node-B-Scheduling** und gestaltet Modulation, Codierung und Übertragungsrate **adaptiv**. Die Optimierungsgröße ist dabei nicht die Datenrate einzelner Nutzer, sondern eine möglichst große Zellenkapazität bezogen auf alle Mobilfunkteilnehmer.