

Musterlösung zur Aufgabe A4.1

a) Richtig ist die Aussage 2. Ein Vertreter der zweiten Mobilfunkgeneration ist **GSM** (*Global System for Mobile Communications*), das bereits seit Anfang der 1990er Jahre verfügbar ist und auf dem Modulationsverfahren **GMSK** (*Gaussian Minimum Shift Keying*) basiert. Dagegen verwendet UMTS als Vielfachzugriffsverfahren **CDMA** (*Code Division Multiple Access*).

Das Mobilfunksystem der vierten Generation wird **LTE** (*Long Term Evolution*) sein, das auf dem **OFDM-Verfahren** (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) beruht. Mit der Einführung von LTE ist Mitte der 2010er Jahre zu rechnen.

b) Aus der oberen Grafik auf der Angabenseite erkennt man, dass für UTRA-FDD die letzte Aussage zutrifft.

c) Entsprechend der unteren Grafik auf der Angabenseite erfolgt bei UTRA-TDD die Übertragung von Uplink und Downlink im gleichen Frequenzband. Die Trennung geschieht per Zeitmultiplex \Rightarrow Aussagen 1 und 2.

d) Entsprechend der Angabe belegen Uplink und Downlink jeweils 60 MHz $\Rightarrow B_{\text{ges}} \equiv 120 \text{ MHz}$.

e) Es gilt jeweils $B_{\text{user}} \equiv 5 \text{ MHz}$, sowohl im Uplink als auch im Downlink. Dieser Wert ergibt sich, wenn man die jeweilige Bandbreite (60 MHz) durch die Anzahl der Kanäle (12) dividiert.

f) Hier gilt wiederum $B_{\text{user}} \equiv 5 \text{ MHz}$, wobei aber nun diese Bandbreite per TDMA zwischen Uplink und Downlink aufgeteilt werden muss.

g) Beide Aussagen sind richtig. Bei einem asymmetrischen Dienst sind die Datenvolumina von Uplink und Downlink ungleich (Beispiel: Surfen und Downloads im Internet).

Musterlösung zur Aufgabe A4.2

a) Entsprechend der Skizze liegt der *Breakpoint* bei $d_0 = 100$ m. Für $d \leq d_0$ ist der Pfadverlust gleich $\alpha_0 \cdot (d/d_0)^{-2}$. Für $d = d_0 = 100$ m gilt:

$$\text{Pfadverlust} = \alpha_0 = 10^{-5} \Rightarrow \underline{50 \text{ dB.}}$$

Oberhalb von d_0 ist dagegen der Pfadverlust gleich $\alpha_0 \cdot (d/d_0)^{-4}$. Somit erhält man in 5 km Entfernung

$$\text{Pfadverlust} = 10^{-5} \cdot 50^{-4} = 1.6 \cdot 10^{-12} \Rightarrow \underline{118 \text{ dB.}}$$

b) Richtig sind die Aussagen 1, 3 und 4. Das frequenzselektive Fading ist auf Mehrwegeempfang zurückzuführen. Dadurch werden unterschiedliche Frequenzanteile durch den Kanal unterschiedlich verzögert und gedämpft und es entstehen Dämpfungs- und Phasenverzerrungen. Wegen $\tau_{\max} = 1 \mu\text{s}$ (vereinfachend wird $\tau_{\min} = 0$ gesetzt) ergibt sich weiter

$$B_K = \frac{1}{\tau_{\max} - \tau_{\min}} = 1 \text{ MHz} \ll B_S = \underline{5 \text{ MHz.}}$$

Das bedeutet entsprechend der Angabe, dass frequenzselektives Fading vorliegt.

c) Richtig ist Aussage 2, während die Aussagen 1 und 3 für frequenzselektives Fading gelten würden.

Musterlösung zur Aufgabe A4.3

a) UMTS-Netze unterstützen sowohl

- Leitungsvermittlung (englisch: *Circuit-Switching*, CS): Der Funkkanal steht dabei während der gesamten Vermittlungsdauer anderen Nutzern nicht zur Verfügung.
- Paketvermittlung (englisch: *Packet Switching*, PS): Der Datenstrom wird im Sender in kleine Datenpakete aufgeteilt und danach zusammen mit anderen Paketen versendet. Der Kanal kann somit von mehreren Nutzern gemeinsam genutzt werden.

Richtig ist somit Antwort 3.

b) Wie aus der Grafik zu ersehen ist, gehören zu UTRAN verschiedene Basisstationen, die bei UMTS meist *Node B* genannt werden, sowie jeweils verschiedene *Radio Network Controller*. Dagegen ist das MSC (*Mobile Service Switching Center*) ein Teil des *Core Networks* ⇒ Antwort 1 und 2.

c) Richtig sind die Lösungsvorschläge 1 und 2. Das *Home Location Register* (HLR) enthält alle Teilnehmerdaten wie zum Beispiel Tarifmodell, Telefonnummer, dienstspezifische Berechtigungen und Schlüssel der eigenen Kunden eines Netzbetreibers. Dagegen enthält das *Visitor Location Register* Informationen über lokal registrierte Nutzer und Kopien der Datensätze aus dem HLR von dessen Netzbetreiber. Diese Daten sind dynamisch: Sobald der Teilnehmer seinen Aufenthaltsort ändert, werden diese Informationen geändert.

Das GPRS-Register (GR) ist zwar Teil des HLR. Es enthält zusätzliche Teilnehmerinformationen, die aber nur bei paketvermittelter Übertragung benötigt werden.

d) Richtig sind die Lösungsvorschläge 1 und 3. Das *Gateway Mobile Switching Center* (GMSC) ist die Vermittlungsstelle in Mobilfunksystemen zur Weiterleitung der Daten ins (leitungsvermittelte) Festnetz. Für Paketdatennetze wie z. B. dem Internet ist hierfür der *Gateway GPRS Support Node* (GGSN) zuständig. Der *Serving GPRS Support Node* (SGSN) hat bei Paketvermittlung ähnliche Aufgaben wie das MSC und das HLR bei leitungsvermittelter Übertragung.

Musterlösung zur Aufgabe A4.4

a) Zutreffend ist nur die letzte Aussage. Da bei gleicher Sendeleistung die Reichweite von Funksignalen mit steigender Frequenz abnimmt, sind die Funkzellen bei UMTS (Trägerfrequenz um 2 GHz) deutlich kleiner als bei GSM (im D-Netz um 900 MHz). Die maximalen Datenraten betragen bei UMTS für

- eine Makrozelle bis zu 144 kbit/s,
- eine Pikozone bis zu 2 Mbit/s.

Hierbei handelt es sich aber eher um theoretische Grenzwerte.

b) Die beiden Definitionen für Intra- und Interzellinterferenz sind richtig. Wendet man diese auf das vorliegende Szenario (Grafik auf der Angabenseite) an, so erkennt man

- Intrazellinterferenzen für $f_1 = f_2$,
- Interzellinterferenzen für $f_3 = f_4$.

Intrazellinterferenzen sind wegen des meist kleineren Abstandes der Störer vom Empfänger gravierender als Interzellinterferenzen, das heißt, sie bewirken ein kleineres CIR (*Carrier-to-Interference Ratio*) ⇒ alle Aussagen sind zutreffend.

c) Die Zellatmung wird durch die beiden ersten Statements genau richtig beschrieben. Da nun weniger Teilnehmer auf einer Frequenz senden, wird der negative Einfluss der Intrazellinterferenz geringer. Die Teilnehmer in Nachbarzellen senden auf anderen Frequenzen und stören somit deutlich weniger.

Eine Alternative zur Zellatmung wäre, dass man die Zellgröße beibehält, aber die Sendeleistung aller Teilnehmer innerhalb der Zelle verringert, was allerdings auch eine Reduzierung der Empfangsqualität bedeutet. Der letzte Lösungsvorschlag ist schlicht und einfach falsch.

d) Alle genannten Aussagen sind richtig. Beispielsweise werden die Downlink-Daten im *Radio Network Controller* (RNC) aufgeteilt, über die beteiligten *Node Bs* ausgestrahlt und in der Mobilstation wieder zusammengesetzt.

Bei *Soft Handover* kann ein Mobiltelefon mit bis zu drei Basisstationen gleichzeitig kommunizieren. Diese Variante ist natürlich dem *Hard Handover* überlegen, aber auch mit einem größeren Aufwand verbunden.

Musterlösung zur Aufgabe A4.5

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

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

folgt, dass $d(\nu T)$ nur die Werte +1 und -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 weiterhin über $T = J \cdot T_c$ erfolgen und die PN-Modulation verringert das AWGN-Rauschen nicht. Zutreffend ist nur der Lösungsvorschlag 1.

d) Multipliziert man das AWGN-Rauschen mit dem hochfrequenten ± 1 -Signal $c(t)$, so ist das Rauschen ebenfalls gaußförmig und weiß. Wegen $E[c^2(t)] = 1$ wird auch die Rauschvarianz nicht verändert. Die für BPSK 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 Z4.5

- 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 $J = 4$ zu $R_B = \underline{960 \text{ kbit/s}}$. 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 ($q_1 = +1$):

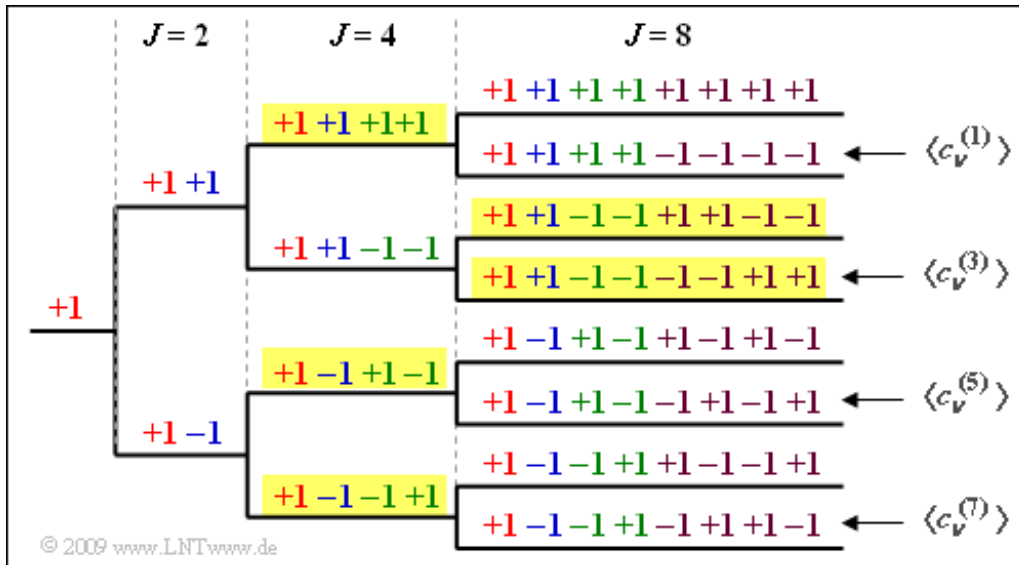
$$s_3 = c_3 = \underline{-1}, \quad s_4 = c_4 = \underline{+1}.$$

Dagegen sind die beiden weiteren gesuchten Sende chips 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 A4.6

a) Die Grafik zeigt die OVSF-Baumstruktur für $J = 8$ Nutzer. Daraus ist ersichtlich, dass die Lösungsvorschläge 1, 3 und 4 zutreffen, nicht jedoch der zweite.



b) Wird jedem Nutzer ein Spreizcode mit $J = 8$ zugewiesen, so können $K_{\max} = 8$ Teilnehmer versorgt werden.

c) Wenn drei Teilnehmer mit $J = 4$ versorgt werden, können nur mehr zwei Teilnehmer durch eine Spreizfolge mit $J = 8$ bedient werden (siehe beispielhafte gelbe Hinterlegung in obiger Grafik) $\Rightarrow K = 5$.

d) Wir bezeichnen mit

- $K_4 = 2$ die Anzahl der Spreizfolgen mit $J = 4$,
- $K_8 = 1$ die Anzahl der Spreizfolgen mit $J = 8$,
- $K_{16} = 2$ die Anzahl der Spreizfolgen mit $J = 16$,
- $K_{32} = 8$ die Anzahl der Spreizfolgen mit $J = 32$.

Dann muss folgende Bedingung erfüllt sein:

$$K_4 \cdot \frac{32}{4} + K_8 \cdot \frac{32}{8} + K_{16} \cdot \frac{32}{16} + K_{32} \cdot \frac{32}{32} \leq 32$$

$$\Rightarrow K_4 \cdot 8 + K_8 \cdot 4 + K_{16} \cdot 2 + K_{32} \cdot 1 \leq 32.$$

Wegen $2 \cdot 8 + 1 \cdot 4 + 2 \cdot 2 + 8 = 32$ ist die gewünschte Belegung gerade noch erlaubt \Rightarrow Antwort JA. Die zweimalige Bereitstellung des Spreizgrads $J = 4$ blockiert zum Beispiel die obere Hälfte des Baums, nach der Versorgung der einen Spreizung mit $J = 8$, bleiben auf der $J = 8$ -Ebene noch 3 der 8 Äste zu belegen, usw. und so fort.

Musterlösung zur Aufgabe A4.7

a) Die Impulsantwort $h_K(t)$ ergibt sich als das Empfangssignal $r(t)$, wenn am Eingang ein Diracimpuls anliegt $\Rightarrow s(t) = \delta(t)$. Daraus folgt

$$h_K(t) = 0.6 \cdot \delta(t) + 0.4 \cdot \delta(t - \tau).$$

Richtig ist also der Lösungsvorschlag 1.

b) Der Kanalfrequenzgang $H_K(f)$ ist definitionsgemäß die Fouriertransformierte der Impulsantwort $h_K(t)$. Mit dem Verschiebungssatz ergibt sich hierfür:

$$H_K(f) = 0.6 + 0.4 \cdot e^{j \cdot 2\pi f \tau} \Rightarrow H_K(f = 0) = 0.6 + 0.4 = 1.$$

Der erste Lösungsvorschlag ist dementsprechend falsch im Gegensatz zu den beiden anderen: $H_K(f)$ ist komplexwertig und der Betrag ist periodisch mit $1/\tau$, wie die nachfolgende Rechnung zeigt:

$$\begin{aligned} |H_K(f)|^2 &= [0.6 + 0.4 \cdot \cos(2\pi f \tau)]^2 + [0.4 \cdot \sin(2\pi f \tau)]^2 = \\ &= [0.6^2 + 0.4^2 \cdot (\cos^2(2\pi f \tau) + \sin^2(2\pi f \tau))] + \\ &\quad + 2 \cdot 0.6 \cdot 0.4 \cdot \cos(2\pi f \tau) \\ \Rightarrow |H_K(f)| &= \sqrt{0.52 + 0.48 \cdot \cos(2\pi f \tau)}. \end{aligned}$$

Für $f = 0$ ist $|H_K(f)| = 1$. Im jeweiligen Frequenzabstand $1/\tau$ wiederholt sich dieser Wert.

c) Wir setzen zunächst vereinbarungsgemäß $K = 1$. Insgesamt kommt man über vier Wege von $s(t)$ zum Ausgangssignal $b(t)$. Um die vorgegebene $h_{KR}(t)$ -Gleichung zu erfüllen, muss entweder $\tau_0 = 0$ gelten oder $\tau_1 = 0$. Mit $\tau_0 = 0$ erhält man für die Impulsantwort:

$$\begin{aligned} h_{KR}(t) &= 0.6 \cdot h_0 \cdot \delta(t) + 0.4 \cdot h_0 \cdot \delta(t - \tau) + \\ &\quad + 0.6 \cdot h_1 \cdot \delta(t - \tau_1) + 0.4 \cdot h_1 \cdot \delta(t - \tau - \tau_1). \end{aligned}$$

Um die „Hauptenergie“ auf einen Zeitpunkt bündeln zu können, müsste dann $\tau_1 = \tau$ gewählt werden. Mit $h_0 = 0.6$ und $h_1 = 0.4$ erhält man dann $A_0 \neq A_2$:

$$h_{KR}(t) = 0.36 \cdot \delta(t) + 0.48 \cdot \delta(t - \tau) + 0.16 \cdot \delta(t - 2\tau).$$

Dagegen ergibt sich mit $h_0 = 0.6$, $h_1 = 0.4$, $\tau_0 = \tau$ und $\tau_1 = 0$:

$$\begin{aligned} h_{KR}(t) &= 0.6 \cdot h_0 \cdot \delta(t - \tau) + 0.4 \cdot h_0 \cdot \delta(t - 2\tau) + \\ &\quad + 0.6 \cdot h_1 \cdot \delta(t) + 0.4 \cdot h_1 \cdot \delta(t - \tau) = \\ &= 0.24 \cdot \delta(t) + 0.52 \cdot \delta(t - \tau) + 0.24 \cdot \delta(t - 2\tau). \end{aligned}$$

Hier ist die Zusatzbedingung $A_0 = A_2$ erfüllt. Somit lautet das gesuchte Ergebnis:

$$\tau_0 = \tau = \underline{1 \mu\text{s}}, \quad \tau_1 = \underline{0}.$$

d) Es gilt entsprechend der angegebenen Gleichung

$$K = \frac{1}{h_0^2 + h_1^2} = \frac{1}{0.6^2 + 0.4^2} = \frac{1}{0.52} \approx \underline{1.923}.$$

Damit erhält man für die gemeinsame Impulsantwort (es gilt $0.24/0.52 = 6/13$):

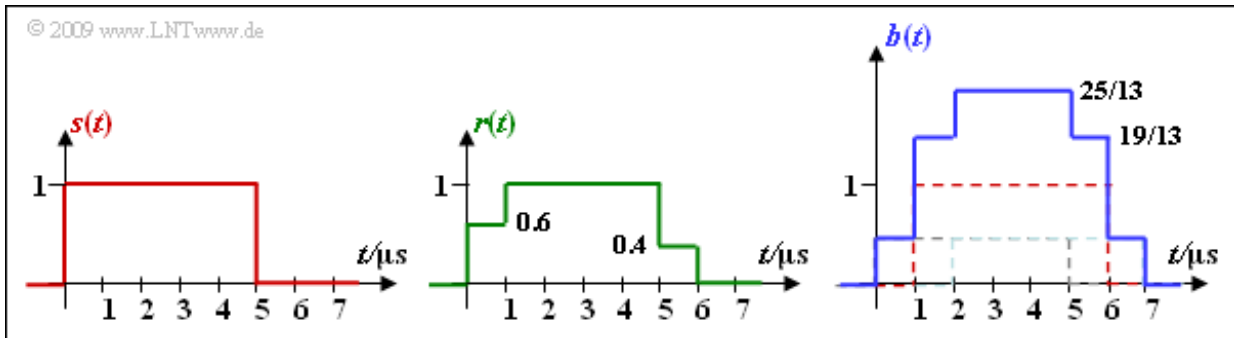
$$h_{\text{KR}}(t) = \frac{6}{13} \cdot \delta(t) + 1.00 \cdot \delta(t - \tau) + \frac{6}{13} \cdot \delta(t - 2\tau).$$

e) Für das Empfangssignal $r(t)$ und für das RAKE-Ausgangssignal $b(t)$ gilt:

$$r(t) = 0.6 \cdot s(t) + 0.4 \cdot s(t - 1 \mu\text{s}),$$

$$b(t) = \frac{6}{13} \cdot s(t) + 1.00 \cdot s(t - 1 \mu\text{s}) + \frac{6}{13} \cdot s(t - 2 \mu\text{s}).$$

Richtig sind die Aussagen 1 und 4, wie die Grafik zeigt. Bezüglich des AWGN-Rauschverhaltens sind $r(t)$ und $b(t)$ vergleichbar.



Musterlösung zur Aufgabe A4.8

a) Die Datenübertragungsrate beträgt beim herkömmlichen UMTS zwischen 144 kbit/s und 2 Mbit/s. Für den HSDPA (die Abkürzung steht für *High-Speed Downlink Packet Access*) werden Datenraten zwischen 500 kbit/s und 3.6 Mbit/s angegeben, und als Grenzwert sogar 14.4 Mbit/s.

HSUPA (*High-Speed Uplink Packet Access*) bezieht sich dagegen auf den Aufwärtskanal, der stets eine kleinere Datenrate als der Downlink aufweist. In der Praxis werden Datenraten bis 800 kbit/s erreicht, der theoretische Grenzwert liegt bei 5.8 Mbit/s. Richtig ist also der Lösungsvorschlag 2.

b) Die beiden ersten Aussagen sind richtig. Eine detaillierte Beschreibung des HARQ-Verfahrens finden Sie im **Theorieteil**. Nicht richtig ist dagegen die Aussage 3. Das **Diagramm** auf Seite 4 von Kapitel 4.4 zeigt vielmehr, dass für $10 \cdot \lg E_B/N_0 = 0$ dB (AWGN-Kanal) die Datenrate von 600 kbit/s auf nahezu 800 kbit/s vergrößert werden kann. Unterhalb von -2 dB ist ausschließlich mit HARQ eine brauchbare Übertragung möglich. Bei guten Kanälen (E_B/N_0 über 2 dB) ist HARQ dagegen nicht erforderlich.

c) Alle Aussagen sind richtig. Weitere Hinweise zum *Node B Scheduling* finden Sie im **Theorieteil** von Kapitel 4.4.

d) Die Bitrate $R_B = 360$ kbit/s ist wegen der größeren Coderate um den Faktor $(3/4)/(1/2) = 1.5$ größer als die Bitrate von TFRC2.

e) Mit Coderate 1 würde sich bei QPSK (2 bit pro Symbol) die Bitrate 480 kbit/s ergeben. Bei 64-QAM (6 bit pro Symbol) ist der Wert dreimal so groß: $R_B = 1440$ kbit/s.