

Musterlösung zur Aufgabe A3.1

- 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) Bei GSM decken die einzelnen Antennen meist 120°-Sektoren ab. Das bedeutet gleichzeitig, dass eine BTS bis zu drei Funkkanäle bereitstellen kann.
- d) Nur das *Operation and Management Center* (OMC) gehört zum OMSS ⇒ Lösungsvorschlag 3. Dagegen sind MSC und GMSC Komponenten des Mobilvermittlungsnetzes (SMSS). Bezüglich des OMC unterscheidet man 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, 3 und 4.

Musterlösung zur Aufgabe A3.2

- a) Die Grundlagen für die Datenübertragung bilden die Trägerdienste \Rightarrow Vorschlag 1. Sie stellen die technischen Möglichkeiten bereit, um Daten gesichert zu transportieren.
- b) Die maximale Datenrate für GSM-Datenübertragung ist 9.6 kbit/s \Rightarrow Vorschlag 3. Es gibt dabei synchrone und asynchrone sowie leitungs- und paketvermittelte Datenübertragung.
- c) Richtig sind die Aussagen 1 und 3. Die Aussage 2 ist falsch: Die Begriffe „synchron“ und „asynchron“ spielen nur in Zusammenhang mit den Trägerdiensten eine Rolle.
- d) Richtig sind die Antworten 2 und 4. Dagegen gehört die Rufumleitung zur GSM-Phase 1 und *General Packet Radio Service* (GPRS) zur Phase 2+.
- e) *High Speed Circuit-Switched Data* (HSCSD) wurde als leitungsvermittelte Übertragungstechnik eingeführt, während *General Packet Radio Service* (GPRS) paketvermittelt arbeitet und *Enhanced Data Rate for GSM Evolution* (EDGE) als durchschalteter Datendienst bezeichnet werden kann \Rightarrow Vorschlag 2.

Musterlösung zur Aufgabe A3.3

a) Ein Superframe besteht aus 51 Multiframe mit jeweiliger Zeitdauer $T_{MF} = 120$ ms. Daraus folgt:

$$T_{SF} = 51 \cdot T_{MF} = \underline{6.12 \text{ s}}.$$

b) Jeder Multiframe ist entsprechend der Angabe in 26 TDMA–Rahmen unterteilt. Deshalb gilt:

$$T_R = \frac{T_{MF}}{26} = \frac{120 \text{ ms}}{26} = \underline{4.615 \text{ ms}}.$$

c) Ein TDMA–Rahmen besteht aus 8 Zeitschlitzten. Deshalb ist

$$T_Z = \frac{T_R}{8} = \frac{4.615 \text{ ms}}{8} = \underline{576.9 \mu\text{s}}.$$

d) Der Abstand der für einen Benutzer zugewiesenen Zeitschlitz ist $\Delta T_Z = T_R = \underline{4.615 \text{ ms}}$.

e) Ein jeder Burst besteht – unter Berücksichtigung der Guard Period – aus 156.25 Bit, die innerhalb der Zeitdauer $T_Z = 577 \mu\text{s}$ übertragen werden müssen. Daraus ergibt sich:

$$T_B = \frac{T_Z}{156.25} = \frac{576.9 \mu\text{s}}{156.25} = \underline{3.69(216) \mu\text{s}}.$$

f) Die Bitrate kann beispielsweise als Kehrwert der Bitdauer berechnet werden:

$$R_B = \frac{1}{T_B} = \frac{1}{3.69216 \mu\text{s}} = \underline{270.833 \text{ kbit/s}}.$$

g) In jedem Zeitschlitz beträgt die Datenrate $R_B \approx 271$ kbit/s. Da jedem Benutzer jedoch nur einer von acht Zeitschlitzten zugewiesen wird, beträgt die Brutto–Datenrate eines Benutzers

$$R_{\text{Brutto}} = \frac{R_B}{8} = \frac{270.833 \text{ kbit/s}}{8} = \underline{33.854 \text{ kbit/s}}.$$

h) Für die Netto–Datenrate gilt entsprechend den Angaben:

$$R_{\text{Netto}} = \frac{114}{156.25} \cdot R_{\text{Brutto}} - 1.9 \text{ kbit/s} = \underline{22.8 \text{ kbit/s}}.$$

Musterlösung zur Zusatzaufgabe Z3.3

a) Aus der Gesamtbandbreite von 25 MHz (800 ... 915 MHz), den beiden Schutzbereichen von je 100 kHz an den Rändern und dem Kanalabstand 200 kHz ergibt sich:

$$K_F(\text{GSM 900}) = \frac{914.9 \text{ MHz} - 890.1 \text{ MHz}}{0.2 \text{ MHz}} = \underline{124}.$$

b) Beim GSM 1800 steht nun in jeder Richtung eine Bandbreite von 75 MHz zur Verfügung. Unter Berücksichtigung der beiden Schutzbänder und des gleichen Kanalabstandes 200 kHz erhält man hier:

$$K_F(\text{GSM 1800}) = \frac{75 \text{ MHz} - 0.2 \text{ MHz}}{0.2 \text{ MHz}} = \underline{374}.$$

c) Beim GSM 1800 beginnt der Uplink bei 1710 MHz und der Downlink bei

$$1710 \text{ MHz (Uplink)} + 95 \text{ MHz (Duplexabstand)} = 1805 \text{ MHz}.$$

Der erste Downlink-Kanal ($k_F = 1$) liegt um die Mittenfrequenz $f_M = 1805.2 \text{ MHz}$, der Kanal mit der Nummer $k_F = 200$ um den Frequenzabstand $199 \cdot 0.2 \text{ MHz}$ höher:

$$f_M(k_F = 200) = \underline{1845 \text{ MHz}}.$$

d) Mit dem Ergebnis aus b) und $K_T = 8$ erhält man:

$$K(\text{GSM 1800}) = 374 \cdot 8 = \underline{2992}.$$

Musterlösung zur Aufgabe A3.4

a) Wenn alle Amplitudenkoeffizienten a_v gleich +1 sind, ist $q_R(t) = 1$ eine Konstante. Der Gaußtieffpass hat deshalb 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 Frequenzimpuls ergibt sich aus der Faltung von Rechteckfunktion $g_R(t)$ und 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 hierfür auch geschrieben werden:

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

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

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:

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

f) Bei der alternierenden Folge sind aus Symmetriegründen die Beträge $|q_G(\nu \cdot T)|$ bei allen Vielfachen der Bitdauer T alle gleich. Alle Zwischenwerte bei $t \neq \nu \cdot T$ sind 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, zusätzlich vom nachfolgenden mit $g(t = -T)$. Es ergeben sich also Impulsinterferenzen und man erhält:

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

Musterlösung zur Zusatzaufgabe Z3.4

a) Alle Aussagen mit Ausnahme der dritten treffen zu. Die im allgemeinen nichtlineare FSK kann nur kohärent demoduliert werden, während bei MSK auch ein nichtkohärentes Demodulationsverfahren angewendet werden kann. Gegenüber der QPSK mit kohärenter Demodulation muss bei der MSK für die gleiche Bitfehlerrate ein um 3 dB größeres E_B/N_0 (Energie pro Bit bezogen auf die Rauschleistungsdichte) aufgewendet werden.

Die erste Nullstelle im Leistungsdichtespektrum tritt zwar bei MSK später auf als bei der QPSK, aber es zeigt sich ein schnellerer asymptotischer Abfall als bei QPSK. Die konstante Hüllkurve der MSK führt dazu, dass Nichtlinearitäten in der Übertragungstrecke keine Rolle spielen. Dies ermöglicht den Einsatz einfacher und kostengünstiger Leistungsverstärker mit geringerem Leistungsverbrauch und damit auch längere Betriebsdauern akkubetriebener Geräte.

b) Man erkennt aus der Grafik fünf bzw. drei Schwingungen pro Symboldauer:

$$f_1 \cdot T \equiv 5, \quad f_2 \cdot T \equiv 3.$$

c) Bei FSK mit rechteckförmiger Impulsform treten nur die zwei Augenblicksfrequenzen $f_1 = f_T + \Delta f_A$ und $f_2 = f_T - \Delta f_A$ auf. Mit dem Ergebnis aus b) erhält man somit:

$$\begin{aligned} f_T &= \frac{f_1 + f_2}{2} && \Rightarrow f_T \cdot T \equiv 4, \\ \Delta f_A &= \frac{f_1 - f_2}{2} && \Rightarrow \Delta f_A \cdot T \equiv 1, \\ h &= 2 \cdot \Delta f_A \cdot T \equiv 2. \end{aligned}$$

d) Aus der Grafik erkennt man die Frequenzen $f_1 \cdot T = 4.5$ und $f_2 \cdot T = 3.5$. Daraus ergibt sich der Frequenzhub $\Delta f_A \cdot T = 0.5$ und der Modulationsindex $h \equiv 1$.

e) Hier treten die beiden (normierten) Frequenzen $f_1 \cdot T = 4.25$ und $f_2 \cdot T = 3.75$ auf, womit sich der Frequenzhub $\Delta f_A \cdot T = 0.25$ und der Modulationsindex $h \equiv 0.5$ berechnen lassen.

f) Lediglich bei $s_A(t)$ wurde keine Phasenanpassung vorgenommen. Hier sind die beiden Signalverläufe im Bereich des ersten und zweiten Bit ($a_1 = a_2 = +1$) jeweils cosinusförmig wie das Trägersignal (jeweils bezogen auf die Symbolgrenze). Dagegen ist im zweiten Symbol von $s_B(t)$ ein minus-cosinusförmiger Verlauf (Anfangsphase $\phi_0 = \pi$ entsprechend 180°) zu erkennen und im zweiten Symbol von $s_C(t)$ ein minus-sinusförmiger Verlauf ($\phi_0 = \pi/2$ bzw. 90°). Richtig sind die Lösungsvorschläge 2 und 3.

Bei $s_A(t)$ ist die Anfangsphase stets 0, bei $s_B(t)$ entweder 0 oder π , während beim Signal $s_C(t)$ mit Modulationsindex $h = 0.5$ insgesamt vier Anfangsphasen möglich sind: 0° , 90° , 180° und 270° .

g) Richtig ist der letzte Lösungsvorschlag, da für dieses Signal $h = 0.5$ gilt. Dies ist der kleinstmögliche Modulationsindex, für den Orthogonalität zwischen f_1 und f_2 innerhalb der Symboldauer T besteht.

Musterlösung zur Aufgabe A3.5

- a) Um das Abtasttheorem zu erfüllen, darf die Bandbreite 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 entsprechend der Funktion $\ln[(1 - r_k)/(1 + r_k)]$ berechnet, mit einer unterschiedlichen Anzahl von Bits quantisiert und an den Empfänger weitergereicht.

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 die erste und die letzte Aussage, nicht jedoch die zweite: Die LTP–Analyse und –Filterung erfolgt blockweise alle 5 ms (40 Abtastwerte), also viermal pro Sprachrahmen. Man bildet hierzu die 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. Zur letzten Aussage: Die RPE sucht die Teilfolge mit der maximalen Energie. Dieser Parameter „RPE–Pulse“ belegt allein 156 der 260 Ausgabebits. Genaueres zum RPE–Block finden Sie auf der Seite 5 dieses Kapitels.

Musterlösung zur Aufgabe A3.6

- a) Mit der Datenrate 12.2 kbit/s ergeben sich innerhalb von 20 ms genau 244 Bit, während zum Beispiel im 4.75 kbit/s-Modus nur 95 Bit übertragen werden.
- b) In jedem Unterrahmen benötigt der FCB-Puls 35 Bit (fünf Spuren zu je sieben Bit) und die FCB-Verstärkung fünf Bit. Bei vier Unterrahmen kommt man so auf $N_{\text{FCB}} \equiv \underline{160 \text{ Bit}}$.
- c) Hierfür verbleiben die Differenz aus a) und b), also $N_{\text{LPC/LTP}} \equiv \underline{84 \text{ Bit}}$.
- d) Das Vorzeichenbit 0 deutet auf einen negativen ersten Impuls hin. Wegen $001 < 011$ hat der zweite Impuls das gleiche Vorzeichen. Die beiden Beträge ergeben sich zu
- $$\begin{aligned} |N_1| &= 3 \text{ (da Spur 3)} + 5 \cdot 1 \text{ (Bitangabe 001)} = 8, \\ |N_2| &= 3 \text{ (da Spur 3)} + 5 \cdot 3 \text{ (Bitangabe 011)} = 18. \end{aligned}$$
- Einzugeben sind deshalb $N_1 \equiv \underline{-8}$ und $N_2 \equiv \underline{-18}$.
- e) In analoger Weise erhält man für die Spur 4 die Werte $N_1 \equiv \underline{+39}$ und $N_2 \equiv \underline{-14}$.
- f) Die fünfte Spur liefert $N_1 \equiv \underline{-30}$ und $N_2 \equiv \underline{+5}$.

Musterlösung zur Aufgabe A3.7

- 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 (Faltungsdecoder) 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 ausschließlich dazu, die Nutzerdaten gegenüber unbefugtem Zugriff zu schützen. Sie dienen 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 A3.8

- a) Mit „GPRS“ wurde erstmals eine paketorientierte Datenübertragung realisiert \Rightarrow Vorschlag 2.
- b) Zur Integration von GPRS musste die bestehende GSM–Systemarchitektur um *GPRS Support Nodes* (GSN) erweitert werden. Man unterscheidet zwischen *Gateway GSN* (GGSN) und *Serving GSN* (SGSN), die miteinander über ein IP–basiertes GPRS–Backbone–Netz kommunizieren. SGSN ist für das Mobilitätsmanagement zuständig und übernimmt für die Paketdatendienste eine ähnliche Funktion wie das *Mobile Switching Center* (MSC) für die verbindungsorientierte Sprachübertragung. GGSN ist dagegen die Schnittstelle zu den unterstützten fremden paketorientierten Datennetzen. Richtig sind die Lösungsvorschläge 1 und 3.
- c) Ein GPRS–Handy führt beim Einschalten als erstes eine „Cell Selection“ durch, indem es nach einem Frequenzkanal mit GPRS–Daten sucht. Ein Handy der Klasse C muss man danach manuell auf GPRS–Dienste umstellen. Eine automatische und dynamische Umschaltung zwischen GPRS und GSM ist nur bei einem Handy der Klasse A oder B möglich. Richtig sind die Antworten 1 und 2.
- d) Bei GPRS können bis zu acht Zeitschlitze miteinander kombiniert werden (*Multislot Capability*). Der Uplink und der Downlink werden separat zugewiesen und die physikalischen Kanäle werden nur für die Dauer der Übertragung von Datenpaketen reserviert und anschließend wieder freigegeben. Richtig sind die Antworten 1 und 3.
- e) Bei GPRS können bis zu acht Zeitschlitze kombiniert werden. Mit dem Codierschema CS–4, das allerdings nur bei sehr gutem Kanal angewendet wird, beträgt die Datenrate pro Zeitschlitz 21.4 kbit/s. Damit kann man eine maximale Datenrate von $21.4 \text{ kbit/s} \cdot 8 = 171.2 \text{ kbit/s}$ erreichen.
- f) Zur Faltungscodierung wird ein Code mit der Coderate $R_C = 1/2$ benutzt. Dieser verdoppelt die 294 Bits auf 588 Bits. Danach werden 132 Bits der resultierenden 588 Bits punktiert, so dass schließlich ein Codewort der Länge 456 Bits resultiert. Damit ergibt sich eine resultierende Coderate von Faltungscode inklusive Punktierung von etwa $R'_C = 294/456 = 0.644 \approx 2/3$.
- g) Die Netto–Datenrate eines GPRS–Benutzers ist genau die gleiche wie die Netto–Datenrate eines GSM–Benutzers, nämlich 456 Bits/20ms pro Sprachrahmen = 22.8 kbit/s.