

**Digital Audio Broadcasting:**  
**Das Übertragungssystem im Mobilfunkkanal**

Ausarbeitung für ein Seminar vom 19. bis 21. September 1995 in Meschede

Henrik Schulze  
Universität-Gesamthochschule Paderborn  
Abteilung Meschede

19. Dezember 2002

# **Digital Audio Broadcasting:**

## **Rundfunkversorgung für den Mobilempfang**

### **Inhalt**

#### **1 Einleitung**

#### **2 Der Mobilfunkkanal**

2.1 Das physikalische Modell

2.2 Verteilungsdichten für die Amplitude

2.3 Kohärenzlangen

2.4 Ein Simulationsmodell für den GWSSUS-Kanal

2.5 Echoprofile für die Simulation

#### **3 Das DAB-System im Mobilfunkkanal**

3.1 Codierungsprofile für Audio

3.2 Diskussion des Störabstandsbegriffes für DAB

3.3 Effekte durch nichtideales Interleaving

3.4 Bündelstörungen und Versorgungsbegriff

3.5 Auswirkungen langer Echos

#### **4 Langzeit-Fading, Versorgung und Sendernetze**

4.1 Ein Modell für Langzeit-Fading

4.2 Langzeit-Fading und der Bezug zu den Meßgrößen

4.3 Gleichwellennetze

# 1 Einleitung

Die Planung einer Rundfunkversorgung für DAB setzt die Kenntnis der Systemeigenschaften voraus. Insbesondere muß man wissen, wie sich ein gegebener Mobilfunkkanal, charakterisiert durch seine Echos (beschrieben durch die sog. *Scattering Function*) auf die Bitfehler und damit auf die Qualität z.B. der Audioübertragung auswirkt.

Der Rundfunkplaner muß darüber entscheiden, welche Sendeleistungen an welchen Senderstandorten erforderlich sind, um eine flächendeckende Versorgung zu gewährleisten. Flächendeckend heißt hier: Mit einer hohen Wahrscheinlichkeit, die zwischen 90% und 99% liegt. Betrachtet man diese Frage "von unten" aus der Perspektive des Empfängers, so geht es um den erforderlichen *Störabstand* an der Antenne bzw. nach der Eingangsverstärkung. Unter Störungen sind nicht nur Rauschstörungen zu verstehen, sondern auch Gleichkanalinterferenzen, die bei der Planung angemessen zu berücksichtigen sind. Der Störabstand (in dB) am Empfänger ist die Pegeldifferenz zwischen Empfangsnutz- und Störleistung. Die Empfangsnutzleistung ist eine Funktion von Sendeleistung und Antennenhöhe(n), Entfernung vom Sender sowie der Topographie. Außerdem ist sie statistischen Schwankungen unterworfen. Es gibt hierfür mehr oder weniger bewährte oder noch zu entwickelnde und mehr oder weniger genaue Vorhersagemodelle für die Empfangsleistung. Der Rundfunkplaner möchte mit Hilfe von Vorhersagemodellen und entsprechenden Software Tools daraus den Übertragungskanal am Empfangsort einigermaßen genau vorhersagen. Der Rundfunkhörer interessiert sich für die Audioqualität. Wie läßt sich ein Zusammenhang herstellen?

Beim konventionellen FM-Rundfunk ist diese Frage verhältnismäßig einfach zu beantworten: Die Audioqualität ergibt sich aus dem NF-Störabstand (S/N) und dieser läßt sich über den bekannten "FM-Gewinn" aus dem HF-Störabstand (C/N) leicht berechnen. Dieser wiederum ergibt sich aus der Feldstärke und der Rauschzahl des Empfängers. Die Vorhersage der Audioqualität läßt sich hier also direkt auf die (Schmalband-) Pegelvorhersage zurückführen. Mehrwegeausbreitung spielt bei der FM-Planung nur eine untergeordnete Rolle, da man von Empfang mit Richtantenne ausgeht.

DAB ist für den Mobilempfang konzipiert. Hier spielt immer Mehrwegeausbreitung eine entscheidende Rolle. Das Systemverhalten wird daher bestimmt durch die statistischen Parameter der zeitvarianten Funkkanals (die *Scattering Function*) und läßt sich nicht mehr *allein* auf Pegel bzw. Störabstände zurückführen.

Die Qualität, d.h. die Brauchbarkeit der empfangenen Daten (in der Regel Audiodaten) ergibt sich bei einem digitalen System aus der Häufigkeit (bzw. Seltenheit) der Bitfehler. Wenn man etwas genauer sein will, muß man auch die Art der auftretenden Störungen untersuchen, z.B. ob sie eher gebündelt oder gleichmäßig verteilt auftreten. Je nach Art der Quelldaten (Audio, Video, Standbild, ASCII-Text,...) kann dies eine unterschiedliche Rolle spielen. Wenn man von Bitfehlerraten spricht, muß man dabei erklären, über welches Zeitintervall dabei gemittelt wurde. Z.B. kann die Mittelung über einen zu langen Zeitraum dazu führen, daß starke Störungen durch ausgeprägt gebündelte Bitfehler in der Statistik "untergehen". Wie lang muß ein Zeitintervall zur Ermittlung der relevanten Bitfehlerrate z.B. für Audiodaten sein?

Eine andere Frage ist, was man eigentlich mit einer 90% oder 99%- Ortswahrscheinlichkeit bei der Versorgung meint. Das DAB-System profitiert von *Zeitinterleaving*. Wenn man z.B.

für ein stehendes Fahrzeug oder portablen Empfang ("DAB-Walkman") eine Versorgungswahrscheinlichkeit von 90% garantieren kann, dürfte die für ein bewegtes Fahrzeug signifikant höher liegen, da das Zeitinterleaving die durch Schwundeinbrüche bedingten Störungen dann zeitlich so verteilt, daß der Decoder mehr Fehler korrigieren kann. Eine zu hohe Geschwindigkeit kann dagegen durch die damit verbundenen schnellen Phasenfluktuationen zu Systemdegradationen führen.

Die Länge der Echos (hierbei sind die "künstlichen" durch Gleichwellennetze mitzuzählen) wiederum spielt für das *Frequenzinterleaving* eine entscheidende Rolle. Die Echos sollten dafür nicht zu kurz sein. Zu lange Echos dagegen, die die Dauer des Schutzintervalls überschreiten, führen wieder zu erheblichen Systemdegradationen.

Eine genaue Analyse des Systemverhaltens bei unvollständigem Interleaving ist verhältnismäßig komplex. Es ist wünschenswert, mit einfachen Größen auszukommen. Andererseits ist es aber auch gefährlich, sich bei der Auswahl relevanten Größen allein vom Wunsch nach Einfachheit leiten zu lassen. Wichtig ist es, zunächst einmal das Systemverhalten genau zu studieren und eventuelle Vereinfachungen *hinterher* abzuleiten.

Ein bewährtes und gut verstandenes Modell für den Mobilfunkkanal auf kürzeren Zeitskalen ist das (G)WSSUS-Modell ((Gaussian) Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering). In Kap. 2 wird dieses Modell diskutiert und eine Methode zur Kanalsimulation vorgestellt.

Aufgrund von theoretischen Überlegungen und Computersimulationen sind Bitfehlerraten in solchen Rayleigh (oder Rice-) Kanälen gut vorhersagbar, vor allem unter der Randbedingung *idealen Interleavings*. Dem Entwurf für den ungleichgewichtigen Fehlerschutz (Codierungsprofile) der Audiodaten wurde dies zugrundegelegt. Das DAB- System bietet vielfältige Möglichkeiten des Fehlerschutzes durch 5 "Protection Levels", die durch verschieden viel hinzugefügte Redundanz ein Funktionieren bei sehr unterschiedlichen Störabständen erlauben. In Kap. 3 wird der Zusammenhang zwischen Codierung und Mobilfunkkanal diskutiert.

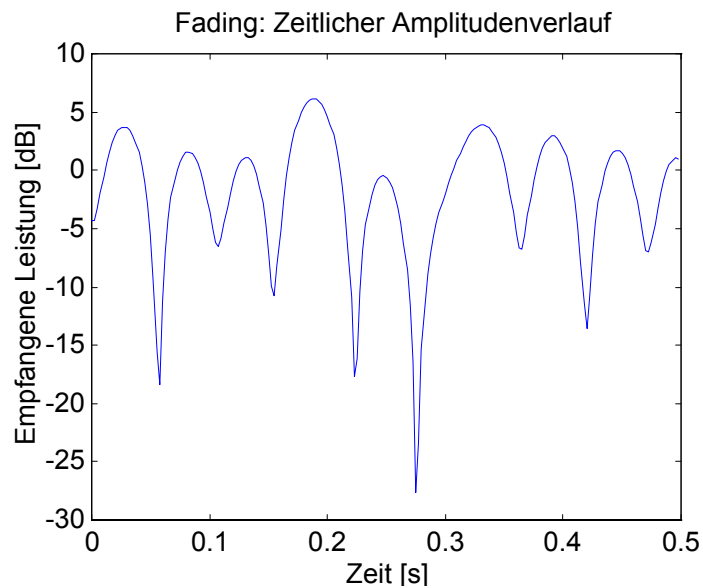
Kapitel 4 befaßt sich mit der Versorgungsplanung unter Berücksichtigung des Systemverhaltens und geeigneter Modelle für das "Langzeit-Fading". Der Zusammenhang zwischen Versorgungswahrscheinlichkeiten und Systemparametern wird diskutiert.

## 2 Der Mobilfunkkanal

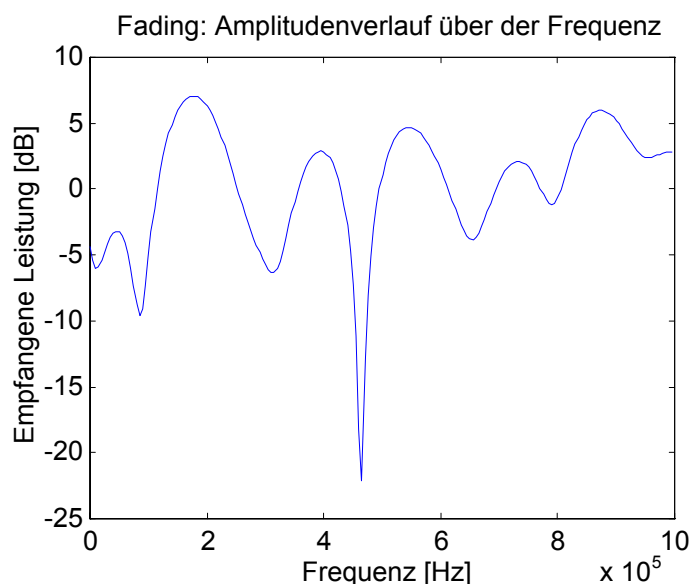
### 2.1 Das physikalische Modell

Die Schwierigkeiten bei einer mobilen Empfangssituation wie etwa im Autoradio oder beim Mobiltelefon liegen darin begründet, daß im Gegensatz zu einem stationären Empfang mit Richtantenne die elektromagnetische Welle den Empfänger nicht nur über einen Ausbreitungsweg erreicht, sondern auf vielfältige Weise und aus unterschiedlichen Richtungen gestreut, gebeugt und reflektiert und dadurch inkohärent mit sich selbst überlagert. Die Interferenz ist abhängig von der Frequenz und dem Empfangsort, d.h. beim bewegtem Empfänger zeitlich fluktuierend, - mal konstruktiv und mal destruktiv. Wegen der damit verbundenen Amplitudeneinbrüche bezeichnet man diesen Effekt als Mehrwegeschwund ( multipath fading). **Bild 2.1** zeigt einen typischen Amplitudenverlauf bei

fester Frequenz im VHF-Bereich für ein Fahrzeug mittlerer Geschwindigkeit als Funktion der Zeit. **Bild 2.2** zeigt den Amplitudenverlauf als Funktion der Frequenz bei fester Zeit (festem Ort) bei typischen Echolauflaten von einigen  $\mu\text{s}$ .



**Bild 2.1**



**Bild 2.2**

Durch solche Interferenzmuster bewegt sich der Fahrzeug hindurch. Der Empfänger muß mit Empfangssituationen fertig werden, die sich in Bruchteilen von Sekunden völlig verändern. Der Übertragungskanal wird also durch

- Mehrwegeausbreitung
- Zeitvarianz infolge der Fahrzeugbewegung

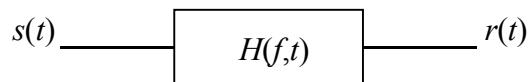
- Irregularität durch unbekannte Mikrostruktur der Umgebung

gekennzeichnet. Die Übertragungsfunktion des Kanals ist somit zeitvariant und (pseudo-) zufällig. Man beschreibt sie daher am besten als einen stochastischen Prozeß.

Der Übertragungskanal im Mobilfunk ist wegen der Bewegung des Empfänges (und/oder des Senders) als zeitlich veränderliches (zeitvariantes) lineares System zu beschreiben. Ein zeitvariantes System läßt sich durch eine komplexe, zeitabhängige (zeitvariante) Impulsantwort  $h(\tau, t)$  charakterisieren. Sie beschreibt die Antwort des Kanals zur Zeit  $t$  auf einen um  $\tau$  verzögerten  $\delta$ -Puls (der also zur Zeit  $t-\tau$  gesendet wurde). Der Zusammenhang zwischen dem komplexen<sup>1</sup> Sendesignal  $s(t)$  und dem zugehörigen Empfangssignal  $r(t)$  (die physikalischen Signale sind dann die Realteile von  $s(t)$  bzw.  $r(t)$ ) ist dann gegeben durch

$$r(t) = \int_0^{\infty} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau$$

Das zeitvariante System "Mobilfunkkanal" (**Bild 2.3**)



**Bild 2.3:** Zeitvariantes System

läßt sich auch durch die zeitvariante Übertragungsfunktion  $H(f; t)$  charakterisieren, die gegeben ist durch

$$H(f, t) = \int_0^{\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

Es gilt dann

$$r(t) = \int e^{j2\pi f t} H(f, t) S(f) df$$

wobei  $S(f)$  die Fouriertransformierte des Sendesignals  $s(t)$  ist.

Die genaue Berechnung von  $H(f, t)$  würde eine genaue Kenntnis der Mikrostruktur der für den Mehrwegeempfang verantwortlichen Objekte erfordern (Radarquerschnitte, geometrische Position etc.). Dies ist nur in nahezu trivialen Spezialfällen möglich.

Mangelnde Detailkenntnis der Topographie schon in der Größenordnung einer Wellenlänge bewirken, daß Amplitude und Phase der Übertragungsfunktion völlig unbestimmbar sind. Die Unkenntnis über den genauen Verlauf von  $H(f, t)$  läßt sich mathematisch formalisieren, indem

---

<sup>1</sup> Es wird hier immer in der komplexen Basisbanddarstellung gearbeitet. Zeitvariante Kanäle lassen sich rein reell nicht vernünftig beschreiben.

man diese Größe als Musterfunktion eines stochastischen Prozesses (in zwei Variablen  $f$  und  $t$ ) interpretiert, dessen statistische Eigenschaften es zu untersuchen gilt. Diese Vorgehensweise ist nur dann sinnvoll, wenn man den stochastischen Prozeß als ergodisch ansehen kann, d.h. alle Zeitmittelwerte durch statistische Scharmittelwerte ersetzen darf. Die praktisch interessanten Größen bei einem Übertragungssystem -insbesondere die mittlere Bitfehlerrate - sind zeitliche Mittelwerte. Im mathematischen Modell berechnet man statistische Scharmittelwerte und möchte damit die Zeitmittelwerte vorhersagen.

Die praktischen Grenzen dieser Ergodenhypothese liegen auf der Hand: Der wirkliche Kanal ist instationär. Im Laufe der Fahrt ändert sich die Makrostruktur der Umgebung (man kommt z.B. aus dem Wald heraus in freies Gelände) und damit auch die zeitliche Statistik der Übertragungsfunktion. Zeitmittelwerte sind dann meist nur für endliche Zeitenintervalle sinnvoll, die man nicht zu groß wählen darf. Die physikalische Annahme ist nun, daß innerhalb solcher Zeitintervalle der Übertragungskanal in guter Näherung durch einen stationären und ergodischen stochastischen Prozeß beschrieben werden kann. Dieses "Kurzzeitfading" ist Gegenstand dieses Kapitels. Die Statistik des "Langzeit-Fadings", bei dem das Kurzzeit-Fading herausgemittelt ist, wird in Kapitel 4 diskutiert.

In der klassischen Arbeit von Bello [1] wurden erstmals Übertragungskanäle beschrieben, die als (schwach) stationäre <sup>2</sup> stochastische Prozesse in der Zeit charakterisiert werden können und die eine entsprechende Eigenschaft in der Frequenzrichtung besitzen: Die WSSUS (wide-sense stationary uncorrelated scattering) Prozesse. Wenn  $H(f,t)$  ein solcher Prozeß ist, hängt die 2-dimensionale Autokorrelationsfunktion (AKF) nur von den Differenzvariablen ab, d.h.

$$\begin{aligned} E\{H^*(f_1, t_1)H(f_2, t_2)\} &= E\{H^*(0,0)H(f_2 - f_1, t_2 - t_1)\} \\ &=: K(f_2 - f_1, t_2 - t_1) \end{aligned}$$

wobei  $E\{.\}$  der statistische Erwartungswert ist.

Die Eigenschaft, daß auch in der Frequenz nur Differenzvariablen auftauchen, wurde von Bello [1] als *uncorrelated scattering* postuliert<sup>3</sup>. Die - in diesem Fall zweidimensionale - Fouriertransformierte der AKF kann man als Leistungsdichtespektrum interpretieren. Es wird das *Doppler-Verzögerungs-Leistungsdichtespektrum* (engl. einfach *scattering function*) definiert durch

$$S_{DV}(\tau, \nu) = \int dt \int df e^{-j2\pi\nu t} e^{j2\pi f\tau} K(f, t)$$

---

<sup>2</sup>Schwach stationäre stochastische Prozesse sind solche, bei denen Zeittranslationsinvarianz bis zum 2. Moment erfüllt ist. Da wir aus physikalischen Gründen die viel stärkere Annahme der Ergodizität gemacht haben, ist diese Abschwächung der Stationarität hier nicht von Bedeutung. Weiter unten werden ohnehin nur noch Gaußsche Zufallsprozesse behandelt, für die schwache und starke Stationarität dasselbe sind.

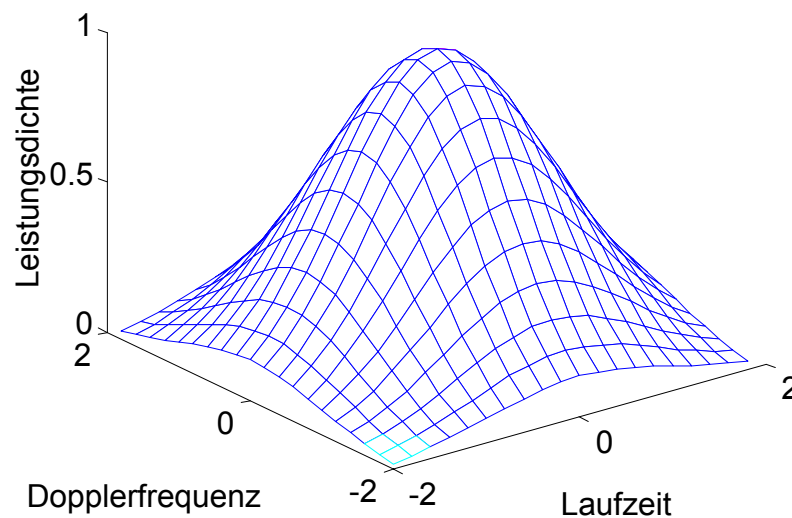
<sup>3</sup>Man kann leicht zeigen, daß die Frequenztranslationsinvarianz dieser AKF äquivalent ist zu der Eigenschaft  $E\{h^*(\tau_1, t_1)h(\tau_2, t_2)\} = const. \cdot \delta(\tau_2 - \tau_1)$ . D.h. Beiträge zu verschiedenen Laufzeiten sind unkorreliert..

Die Interpretation von  $\tau$  und  $\nu$  als Verzögerungszeit bzw. Dopplerfrequenz und auch der Sinn der Vorzeichenkonvention wird unmittelbar klar, wenn man  $H(f;t)$  als zweidimensionales Fourierintegral schreibt:

$$H(f, t) = \int d\tau \int d\nu \cdot e^{j2\pi\nu t} e^{-j2\pi f\tau} G(\tau, \nu)$$

In dieser Darstellung ist  $H(f;t)$  eine Überlagerung von Verzögerungsgliedern  $\exp(-j2\pi f\tau)$  und Frequenzverschiebungen  $\exp(j2\pi\nu t)$  mit einem komplexen Gewichtsfaktor  $G(\tau;\nu)$ , der die Dämpfung des jeweiligen Ausbreitungsweges und die Trägerphase enthält.

### Beispiel für eine Scattering Function



**Bild 2.4:** Beispiel für eine *Scattering Function*

Die *Scattering Function*, wie schematisch in **Bild 2.4** gezeigt, gibt also an, wieviel Signalleistung mit welcher Verzögerung und welcher Dopplerverschiebung (bedingt durch die Fahrzeugbewegung und die Richtung der einfallenden Welle) am Empfänger ankommt. Interessiert man sich nur für eine der beiden Größen, kann man das Dopplerleistungsdichtespektrum bzw. das Verzögerungsleistungsdichtespektrum (Echogramm) betrachten. Diese Größen erhält man durch Ausintegration der jeweils anderen Variablen:

$$S_D(\nu) = \int S_{DV}(\tau, \nu) d\tau \cdot$$

$$S_V(\tau) = \int S_{DV}(\tau, \nu) d\nu \cdot$$

Es gilt der Zusammenhang

$$E\{G^*(\tau_1, \nu_1)G(\tau_2, \nu_2)\} = \delta(\nu_1 - \nu_2)\delta(\tau_1 - \tau_2)S_{DV}(\tau_1, \nu_1)$$



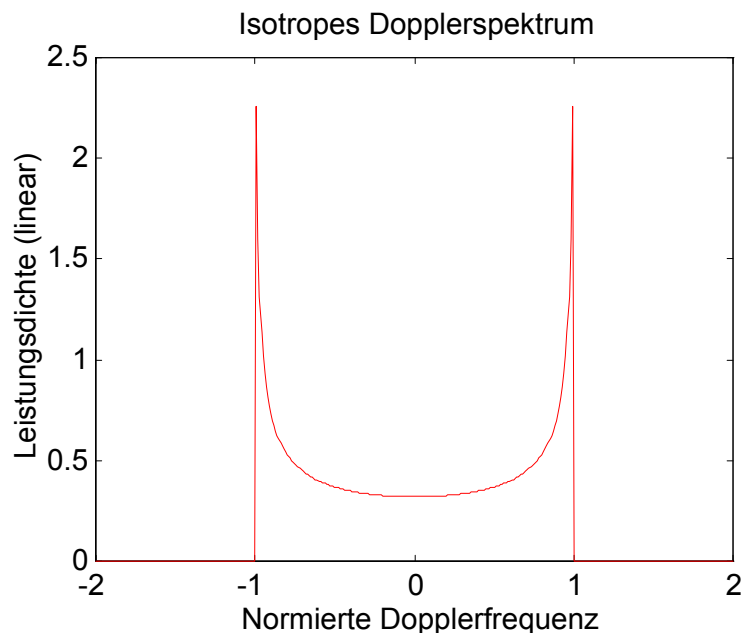
Die den stochastischen Prozeß charakterisierenden Spektren  $S_{DV}(\tau, \nu)$ ,  $S_D(\nu)$  und  $S_f(\tau)$  sind empirische Größen, die aus Messungen bestimmt werden müssen. Im Rahmen des DAB-Projektes wurden solche Messungen von Bosch in Zusammenarbeit mit dem Forschungsinstitut der Deutschen Bundespost durchgeführt [2]. Das Verzögerungsleistungsdichtespektrum kann - abhängig von der Landschaft - sehr unterschiedlich aussehen. Das Dopplerspektrum ist dagegen in vielen Fällen dem einer idealen isotropen Verteilung der Einfallswinkel recht ähnlich, welches gegeben ist durch

$$S_D(\nu) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \sqrt{v_{\max}^2 - \nu^2}} : v_{\max}^2 - \nu^2 > 0 \\ 0 : \text{sonst} \end{cases}$$

Hierbei ist die Leistung auf Eins normiert und

$$v_{\max} = \frac{v}{c} f_0 \approx \frac{1}{1080} \frac{f_0}{\text{MHz}} \frac{v}{\text{km/h}}$$

ist die maximale bei der Fahrzeuggeschwindigkeit  $v$  und der Trägerfrequenz  $f_0$  auftretende Dopplerverschiebung. Für die meisten terrestrischen Mobilfunkanwendungen empfiehlt es sich, bei Systemuntersuchungen den Kanal mit isotropem Dopplerspektrum zu betrachten, da dieses den *worst case* darstellt. **Bild 2.5** zeigt den Verlauf des isotropen Dopplerspektrums, wobei die maximale Dopplerfrequenz auf Eins normiert ist.



**Bild 2.5**

In vielen Fällen kann  $H(f;t)$  als eine Überlagerung sehr vieler, statistisch unabhängiger Ausbreitungspfade angesehen werden. Nach dem Zentralen Grenzwertsatz der Statistik ist

$H(f;t)$  dann ein (komplexwertiger) Gaußscher Zufallsprozeß. Ein solcher Prozeß ist durch seine AKF  $K(f;t)$  vollständig beschrieben <sup>4</sup>.

## 2.2 Verteilungsdichten für die Amplitude

Betrachtet man zunächst nur mittelwertfreie Gauß-Prozesse (kein direkter Pfad), so ist - bei fester Zeit und Frequenz- die Phase von  $H(f;t)$  gleichverteilt über  $[0,2\pi)$  und die Wahrscheinlichkeitsdichte der Amplitude  $a$  von  $H(f;Kt)$  gehorcht einer *Rayleighverteilung*

$$p_{\text{Rayleigh}}(a) = 2a \cdot e^{-a^2} ,$$

wobei die Leistung auf Eins normiert ist. Bei Funkkanälen mit dieser Amplitudenstatistik spricht man daher auch von Rayleigh-Kanälen bzw. Rayleigh-Fading.

Die durch den Kanal übertragene Leistung ist  $P=a^2$ . Sie besitzt im Rayleigh-Kanal die Wahrscheinlichkeitsdichte

$$p_{\text{Rayleigh-Leistung}}(P) = e^{-P}$$

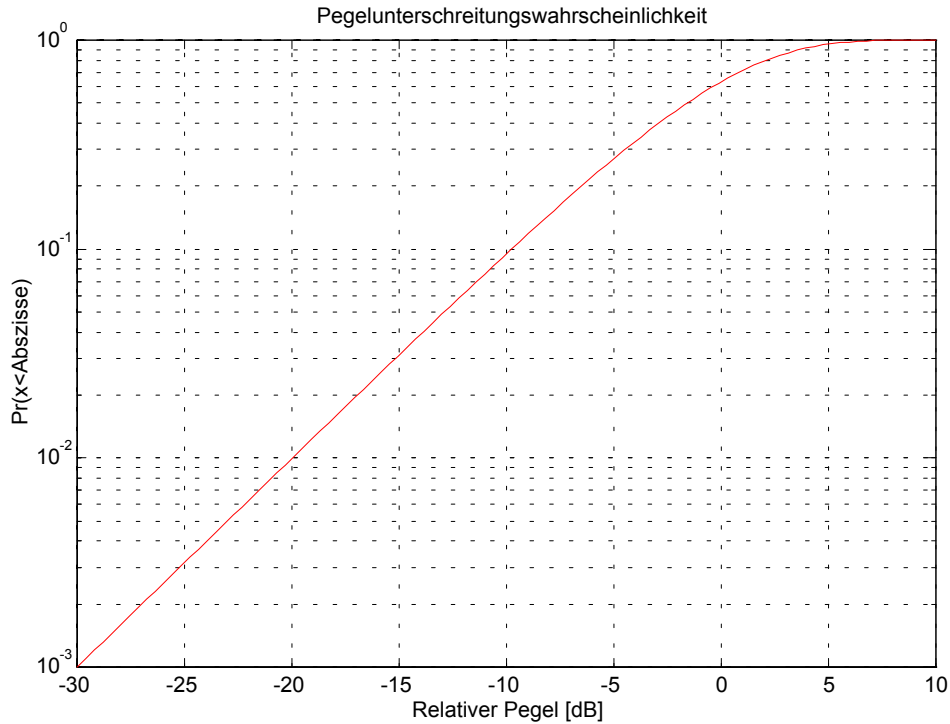
Die Wahrscheinlichkeit, daß die Leistung einen Wert  $x$  unterschreitet, ist dann

$$\Pr(P < x) = \int_0^x e^{-y} dy = 1 - e^{-x} \approx x - x^2 / 2 + \dots$$

**Bild 2.6** stellt diese Größe doppelt logarithmisch dar (*Rayleigh-Plot*). Für kleine Pegel reicht die niedrigste Ordnung der Reihe: Die Kurve nähert sich in der doppelt logarithmischen Darstellung asymptotisch einer Geraden. Die Wahrscheinlichkeit, daß der aktuelle Empfangspegel 20dB unter der mittleren Leistung liegt, ist also etwa 1%, die für Schwundeinbrüche von 30 dB 0.1% usw. Indem man bei empirischen Messungen diese Zahlen in die Grafik einträgt, kann man leicht prüfen, ob die Modellannahme "Rayleigh-Fading" gerechtfertigt ist. Die Wahrscheinlichkeit tiefer Signaleinbrüche ist verhältnismäßig hoch. Über den Abstand der Schwundeinbrüche in Zeit- und Frequenzrichtung kann allein aufgrund der Rayleigh-Statistik noch keine Aussage gemacht werden. Hier gehen die Kanalparameter des WSSUS Modelles (s.u.) entscheidend ein.

---

<sup>4</sup>Da  $H(f;t)$  komplex ist, muß genau genommen auch  $E\{H(f_1, t_1)H(f_2, t_2)\}$  betrachtet werden. Man kann aber zeigen, daß diese Größe wegen der Stationarität der Quadraturkomponenten von  $H(f;t)$  - die man sinnvollerweise annehmen sollte - verschwindet..

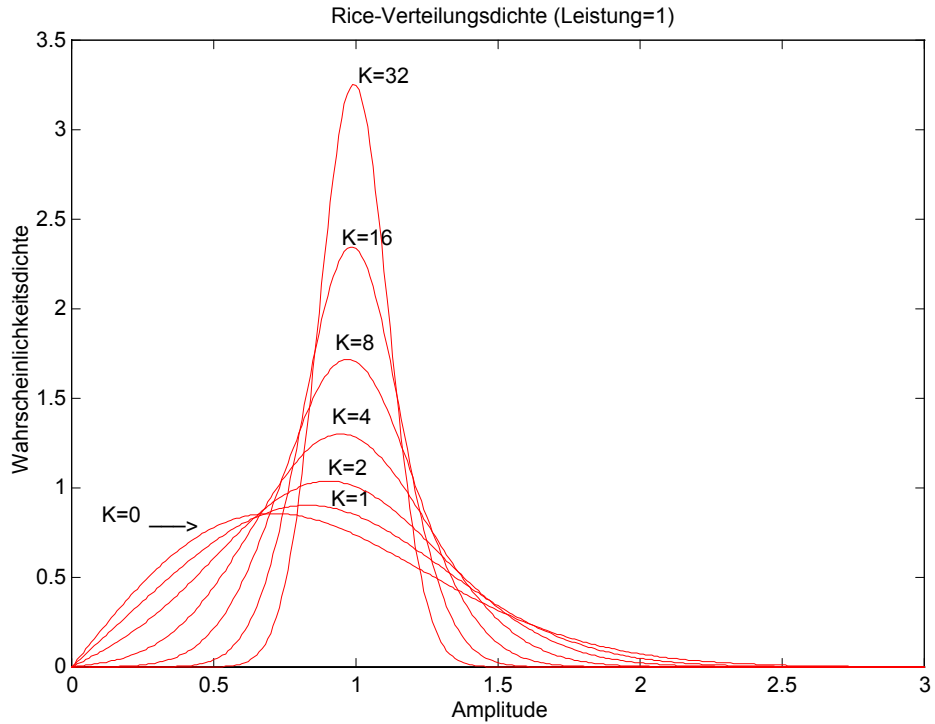


**Bild 2.6:** Pegelunterschreitungswahrscheinlichkeit beim Rayleigh-Kanal (Rayleigh-Plot)

Ist der Mittelwert des komplexen Gaußprozesses von Null verschieden, so ergibt sich für die Wahrscheinlichkeitsdichte der Amplitude eine Riceverteilung

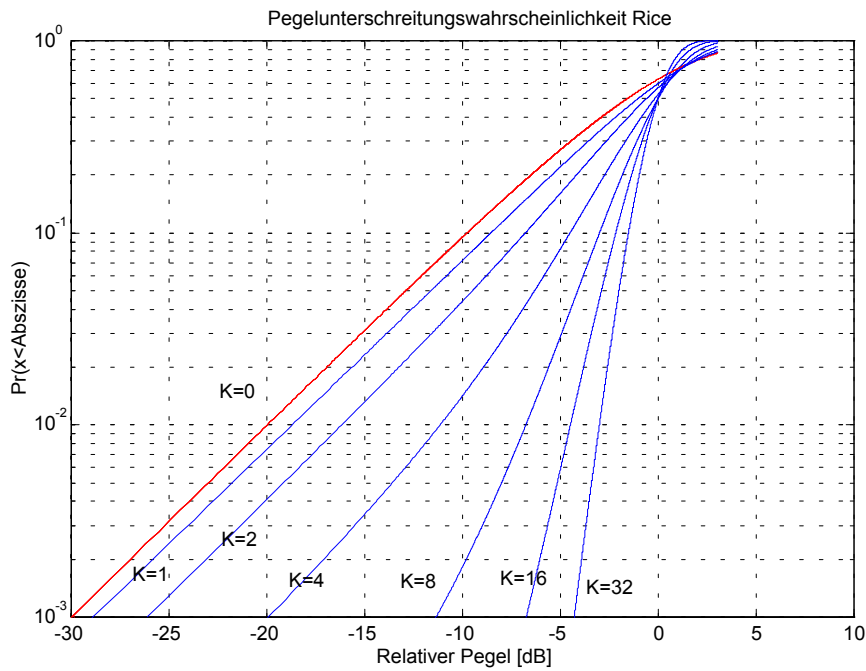
$$p_{\text{Rice}}(a) = 2a \cdot (1 + K) \cdot e^{-(K + a^2(1 + K))} \cdot I_0\left(2a\sqrt{K(1 + K)}\right),$$

wobei  $I_0(x)$  die modifizierte Besselfunktion erster Art und nullter Ordnung ist. Die Größe  $K$  ist das Leistungsverhältnis von Direktkomponente zu Streukomponente und wird als *Rice-Faktor* bezeichnet. Der Spezialfall  $K=0$  (reiner Streuempfang) führt auf den Rayleigh-Kanal, der Spezialfall  $K \rightarrow \infty$  (reiner Direktempfang) auf den Gaußkanal. Die mittlere Leistung ist wieder auf Eins normiert. **Bild 2.7** zeigt die Dichte der Rice-Verteilung für verschiedene Werte von  $K$ .



**Bild 2.7:** Rice-Verteilungsdichte für verschiedene Rice-Faktoren K

Für den Rice-Kanal beträgt die Verteilungsdichte der Leistung



**Bild 2.8:** Pegelunterschreitungswahrscheinlichkeiten bei der Rice-Verteilung für  $K=0,1,2,4,8,16,32$ .

$$p_{\text{Rice-Leistung}}(P) = (1+K) \cdot e^{-(K+P(1+K))} \cdot I_0\left(2\sqrt{P \cdot K(1+K)}\right),$$

**Bild 2.8** zeigt die hieraus numerisch ermittelten Pegelunterschreitungswahrscheinlichkeiten für  $K=0,1,2,4,8,16,32$ . Bei der Rice-Verteilung ist diese Größe - wie bei Rayleigh - bei niedrigem Pegel linear in  $x$ , allerdings mit einem bei großem  $K$  entsprechende kleinen Vorfaktor. Im Bild 2.8 läßt sich dies bis  $K=4$  deutlich erkennen, bei größerem  $K$  muß man den Bereich der Ordinate vergrößern.

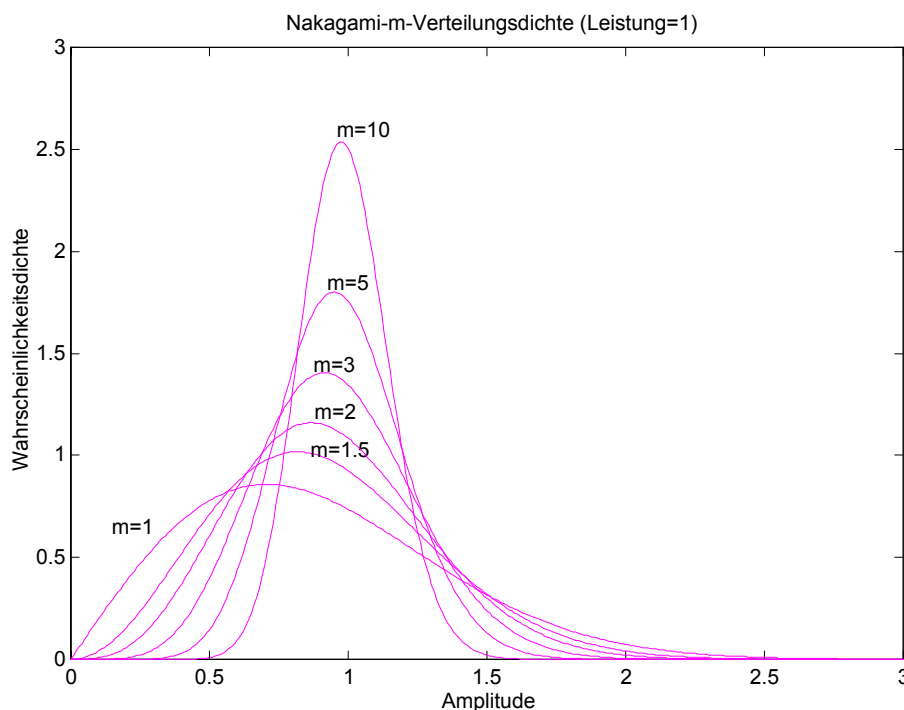
Bei praktischen Feldmessungen spielt oft noch die sogenannte *Nakagami-m*-Verteilung eine Rolle. Während Rayleigh- und Rice-Verteilung sich auf den Erwartungswert des Pegels zu einer festen Zeit und Bandbreite beziehen, liefert die *Nakagami-m*-Verteilung ein Modell für die Leistung, die innerhalb einer Bandbreite  $B$  übertragen wird. Die Verteilungsdichte bezieht sich auf die zugehörige Amplitude des Breitbandsignals

$$a = \sqrt{\int_B df |H(f, t)|^2}$$

Die Wahrscheinlichkeitsdichte für die Amplitude lautet

$$p_{\text{Nakagami}}(a; m) = \frac{2 \cdot m^m \cdot a^{2m-1}}{\Gamma(m)} \cdot e^{-ma^2}.$$

$m$  ist ein Parameter.  $m=1$  entspricht offenbar der Rayleigh-Verteilung. **Bild 2.9** zeigt die Verteilungsdichte für verschiedene Werte von  $m$ .

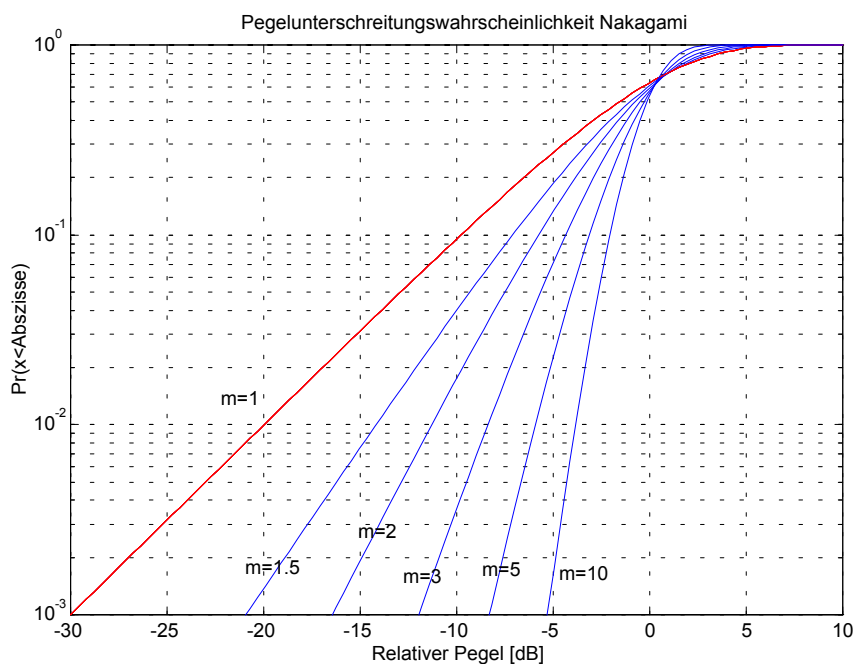


**Bild 2.9:** Dichte der Nakagami-m-Verteilung

Die Verteilungsdichte der Leistung lautet:

$$p_{\text{Nakagami-Leistung}}(P; m) = \frac{m^m \cdot P^{m-1}}{\Gamma(m)} \cdot e^{-mP}$$

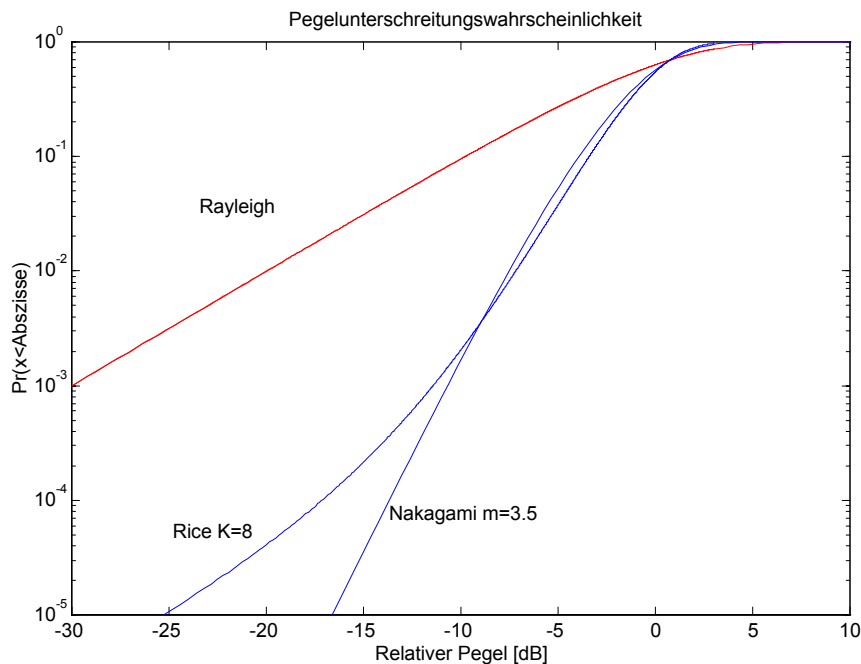
Für ganzzahlige  $m$  kann man dies mit der  $\chi^2$ -Verteilung vergleichen und interpretieren als Summenleistung von  $m$  komplexen Gaußschen Zufallsvariablen. Die gleiche Formel taucht auch bei Unterschreitungswahrscheinlichkeiten bei  $m$ -fach Diversity auf [12].  $m$  läßt sich daher als Diversity-Grad interpretieren. Je größer die Bandbreite ist im Vergleich zur Kohärenzbandbreite, um so größer ist  $m$ . Der Diversity-Grad ist ein Maß dafür, wieviel unabhängige Echos bei einer bestimmten Bandbreite aufgelöst werden können. Die Verteilung läßt sich mit sinnvollen physikalischen Annahmen aus einem makroskopischen Streumodell begründen. Die Pegelunterschreitungswahrscheinlichkeit läßt sich durch die unvollständige Gamma-Funktion ausdrücken, die für ganzzahlige  $m$  auf eine geschlossene Lösung (endliche Reihe) führt, und ansonsten tabelliert ist. In Bild 2.10 ist diese Größe für verschiedene  $m$  aufgetragen.



**Bild 2.10:** Pegelunterschreitungswahrscheinlichkeit Nakagami-m

Bei der statistischen Auswertung von Breitbandpegelmessungen ist es in der Praxis oft kaum möglich, zwischen einer Rice- und einer Nakagami-m-Verteilung zu unterscheiden. **Bild 2.11** zeigt die Unterschreitungswahrscheinlichkeiten für beide Verteilungen, erstere mit  $K=8$  (=9 dB), letztere mit  $m=3.5$ . Das asymptotische Verhalten für sehr kleine Wahrscheinlichkeiten ist zwar deutlich unterschiedlich, bei Messungen betrachtet man aber meist nur Wahrscheinlichkeiten oberhalb  $10^{-3}$  (darunter ist die Statistik auch meist nicht gut genug).

Hier liegen aber beide Kurven so eng beieinander, daß beide gleich gut an dieselben Meßdaten anzupassen sind.



**Bild 2.11:** Nakagami-m-Verteilung ( $m=3.5$ ) im Vergleich zur Rice-Verteilung ( $K=8$ )

Wichtig ist an dieser Stelle der Hinweis, daß man aus einer Pegelstatistik wie in Bild 2.11 bei einem digitalen System keine vollständige Information über die Versorgung erhält. Es ist für ein digitales System schon ein bedeutender Unterschied, ob eine starke direkte Komponente bei geringer Frequenzselektivität vorliegt (z.B. Rice mit  $K=8$ ) oder ob es sich um reinen Streuempfang mit starker Frequenzselektivität handelt (z.B. Nakagami mit  $m=3.5$ ). Beide Fälle sind möglicherweise mit Pegelmessungen nicht unterscheidbar. Gleichwohl sind Systeme denkbar, bei denen jeweils das eine deutlich besser ist als das andere. Den Diversity-Effekt kann z.B. ein RAKE-Receiver durch konstruktive Überlagerung der Echos ausnutzen [13], nicht aber das DAB-System, wo die Frequenzselektivität allenfalls zum Funktionieren des Interleavings beiträgt. Bei DAB würde daher die Bitfehlerrate für den zweiten Fall nie besser werden als im Rayleigh-Kanal mit idealem Interleaving, im ersten Fall könnte sie deutlich besser sein.

### 2.3 Kohärenzlängen

Während im stationären Gaußkanal die Bitfehlerstatistik eines digitalen Übertragungssystems allein durch das Signal/Rausch-Verhältnis charakterisiert ist, spielen in Mobilfunksystemen die Parameter des physikalischen Mehrwegekanals eine entscheidende Rolle. Die zeitliche Fluktuation (d.h. zeitliche Inkohärenz) des Übertragungskanales in Phase und Amplitude können bei einem kohärenten Demodulator die Phasen- bzw. Amplitudenregelung zum Zusammenbruch bringen oder z.B. bei einem differentiellen Verfahren durch schnelle Änderungen von Amplitude oder Phase zwischen zwei Symbolen zu Fehlentscheidungen führen. Die Zeitskala der Fluktuation ist von der Größenordnung der inversen maximalen

Dopplerfrequenz. Zeitliche Kohärenz eines digitalen Übertragungssystems mit einer Symboldauer  $T_S$  ist nur gegeben, wenn die Bedingung

$$v_{\max} T_S \ll 1$$

erfüllt ist. Anderenfalls spricht man von schnellem Schwund (fast fading). In solchen Fällen nähert sich die Bitfehlerkurve im Grenzfall unendlicher Rauschabstände asymptotisch einer konstanten, nicht vernachlässigbaren Restbitfehlerrate.

Ebenfalls eine solche asymptotische Restbitfehlerrate zeigt das System, wenn die typische Echolaufzeitdifferenz, die z.B. durch die Varianz  $(\Delta\tau)^2$  von  $S_V(\tau)$  gegeben ist, in die Größenordnung der Symboldauer kommt. Es treten Intersymbolinterferenzen auf. Innerhalb der Bandbreite  $B \approx 1/T_S$  ändert sich der Kanal in Phase und Amplitude. Man spricht daher von frequenzselektivem Schwund. Die Frequenzskala der Fluktuationen ist von der Größenordnung  $1/\Delta\tau$ . Diese Größe wird oft als Kohärenzbandbreite bezeichnet. Kohärenz in Frequenzrichtung ist gegeben, wenn

$$\Delta\tau / T_S \ll 1$$

erfüllt ist.

## 2.4 Ein Simulationsmodell für den GWSSUS-Kanal

Es gibt mehrere Methoden, den Gaußschen Prozeß  $H(f;t)$  zu simulieren. Neben dem Tapped Delay Line Modell [3] gibt es die erstmals vom Verfasser [4] auf die Simulation des Mobilfunkkanals angewendete Monte Carlo Methode, die hier beschrieben werden soll.

Der als mittelwertfrei angenommene stochastische Prozeß ist ein farbiges, komplexes Gaußrauschen in zwei Dimensionen. Ein geeignetes Verfahren, farbiges Gaußrauschen zu erzeugen, ist die Überlagerung sehr vieler Sinoide mit zufälligen, über den Einheitskreis gleichverteilten Phasen und zufälligen Frequenzen, die gemäß dem zu generierenden Rauschleistungsspektrum statistisch verteilt sind [6]. Das gleiche Prinzip läßt sich hier anwenden, nur mit dem Unterschied, daß ein komplexwertiger Prozeß vorliegt. Der Modellprozeß wird angesetzt als Überlagerung von  $N$  komplexen Schwingungen

$$H_{\text{Modell}}(f, t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\rho}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N e^{j\theta_k} e^{j2\pi\nu_k t} e^{-j2\pi f\tau_k}$$

Hierbei sind  $\theta_k$ ,  $\nu_k$  und  $\tau_k$  Zufallsvariablen, die für verschiedene  $k$  statistisch unabhängig sind und für jedes  $k$  identisch verteilt sind, und zwar  $\theta_k$  gleichverteilt über den Einheitskreis und  $\nu_k$  und  $\tau_k$  gemäß einer gemeinsamen Verteilung  $p(\nu, \tau)$ . Nach dem Zentralen Grenzwertsatz der Statistik ist  $H_{\text{Modell}}(f, t)$  ein Gaußprozeß. Der Faktor  $\rho$  ist ein Parameter, der die übertragene Leistung charakterisiert.

Für eine fest vorgegebene (ausgewürfelte) Stichprobenmenge der Zufallsvariablen  $\theta_k$ ,  $\nu_k$ ,  $\tau_k$  ist mit  $H_{\text{Modell}}(f, t)$  eine Musterfunktion des (Modell-) Übertragungskanals gegeben. Sie ist offenbar eine Überlagerung von  $N$  ( $N \rightarrow \infty$ ) Ausbreitungswegen mit verschiedenen Dopplerfrequenzen, Verzögerungszeiten und Phasen. Hiermit werden nicht die einzelnen



physikalischen Ausbreitungswege modelliert, sondern die Summe modelliert den realen stochastischen Prozeß, der seinerseits eine Überlagerung (d.h. Summe oder Integral) von Ausbreitungswegen ist, die einzeln sicher nicht mit denen des Modellprozesses identisch sind. Entscheidend ist, daß der Modellprozeß (also die Summe) die richtigen statistischen Eigenschaften besitzt.

Ein gaußscher Zufallsprozeß mit Mittelwert Null ist allein durch die (hier zweidimensionale) AKF vollständig beschrieben. Zwei derartige Prozesse, die dieselbe AKF besitzen, sind also identisch.

Die AKF

$$K_{Modell}(f, t) = E\{H_{Modell}^*(f_1, t_1)H_{Modell}(f_1 + f, t_1 + t)\}$$

des Modellprozesses berechnet sich unter Ausnutzung der statistischen Unabhängigkeit als

$$K_{Modell}(f, t) = \rho^2 \int d\tau \int d\nu \cdot e^{j2\pi\nu t} e^{-j2\pi f\tau} p(\tau, \nu)$$

Andererseits ist  $K(f;t)$  gerade die 2-dimensionale Fouriertransformation der *scattering function*  $S_{DV}(\tau, \nu)$ . Also gilt  $K_{Modell}(f,t)=K(f,t)$  genau dann, wenn

$$S_{DV}(\tau, \nu) = \rho^2 p(\tau, \nu)$$

erfüllt ist. Die (normierte) *scattering function* läßt sich also auf natürliche Weise als Wahrscheinlichkeitsverteilung der Dopplerfrequenzen und Verzögerungen interpretieren.

Für Simulationenszwecke ist es natürlich nicht möglich, unendlich viele Pfade zu überlagern. Man muß  $N$  also endlich, aber sehr groß wählen. Die Größe von  $N$  bestimmt, wie gut die Gaußverteilung approximiert wird, und zwar in den Bereichen großer Aussteuerung. Für die Bitfehler sind natürlich vornehmlich die Bereiche geringer Aussteuerung verantwortlich<sup>5</sup>. Für Situationen, in denen die Bitfehlerwahrscheinlichkeit im wesentlichen durch die Amplitudenverteilung des Kanals bestimmt ist (und weniger durch die Gestalt der *scattering function*), reicht daher eine relativ geringe Zahl an Pfaden aus, etwa  $N=5, \dots, 10$ . Die Gaußverteilung ist für nicht zu große Amplituden damit schon hervorragend approximiert. Wenn man Übertragungssysteme simuliert, deren Verhalten mehr oder weniger sensibel von den Parametern der *scattering function* abhängt, müssen hinreichend viele Pfade simuliert werden, um diese darstellen zu können. Für einige Modulationsverfahren ist bekannt, daß z.B. die Bitfehlerwahrscheinlichkeit im wesentlichen von den Momenten bis zu zweiter Ordnung der *scattering function* bestimmt wird. Es müssen dann natürlich hinreichend viele Pfade simuliert werden, um diese Größen mit einigermaßen guter Genauigkeit zu reproduzieren. Erfahrungen mit der Simulation des DAB-Systems haben gezeigt, daß etwa  $N=40$  eine gute Wahl ist. Die Simulation des Übertragungssystems erfolgt sinnvollerweise im Zeitbereich. Das Empfangssignal im rauschfreien Fall ist gegeben durch

---

<sup>5</sup>Für die Simulation von additivem weißen Rauschen ist die Methode offenbar weniger geeignet, da es hier auf die großen Rauschamplituden ankommt und daher  $N$  sehr groß gewählt werden muß

$$r(t) = \frac{\rho}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N e^{j\theta_k} e^{j2\pi\nu_k t} s(t - \tau_k)$$

Hinzu kommt noch weißes Rauschen. Die Zufallsvariablen  $(\theta_k, \nu_k, \tau_k)$  werden mit einem Zufallsgenerator erzeugt, dessen Wahrscheinlichkeitsverteilung so gut wie möglich der gemessenen *Scattering Function* entspricht. Idealisierungen hierbei sind natürlich zulässig und sinnvoll. Eine zusätzliche Direkt-Komponente, die aus dem Rayleigh Fading ein Rice Fading macht, läßt sich in diesem Modell leicht einbeziehen durch

$$r(t) = \sqrt{1 - \rho^2} \cdot s(t) + \frac{\rho}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N e^{j\theta_k} e^{j2\pi\nu_k t} s(t - \tau_k)$$

Hierbei wurde die Normierung so gewählt, daß der Kanal die Leistung nicht verändert. Der Rice- Faktor ist gegeben durch  $(1 - \rho^2) / \rho^2$ .

Um aus der Simulation zuverlässige Bitfehlerstatistiken zu erhalten, muß natürlich die Übertragung sehr vieler Bits simuliert werden, bei dem DAB-System bis etwa in der Größenordnung einer halben Minute Übertragungszeit. Das entspricht bei einer Datenrate (netto) von 256 kbit/s knapp  $10^7$  Bits, d.h. Bitfehlerraten bis ca.  $10^{-5}$  können sinnvoll simuliert werden. Wichtig ist, daß die  $N$  Zahlentripel  $(\theta_k, \nu_k, \tau_k)$  nur einmal am Beginn der Simulation erzeugt werden und sich die richtige pseudozufällige zeitliche Variation des Kanals daraus automatisch ergibt.

## 2.5 Echoprofile für die Simulation

Zur Simulation werden bei DAB (wie schon beim GSM-System) typische Verzögerungsleistungsspektren verwendet, die aus Messungen extrahiert sind und (mit gewissen Vereinfachungen) reale Situationen wiedergeben. Bei DAB sind in der Regel die Funkfeldlängen größer als bei GSM. Es wurde daher vereinbart, *zusätzlich* zu den bekannten GSM-Profilen Rural Area (RA), Typical Urban (TU), Bad Urban (BU), Hilly Terrain (HT) weitere Profile zu verwenden. Alle verwendeten Profile sind Überlagerungen von Exponentialverteilungen

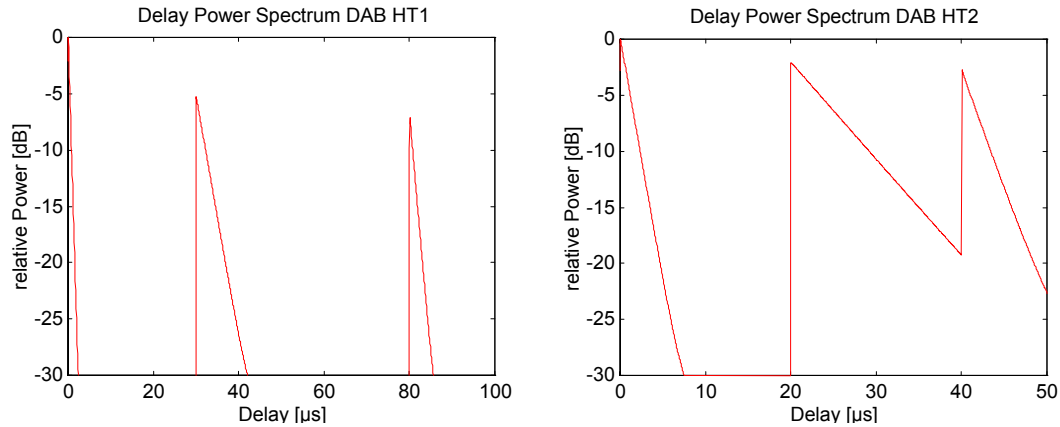
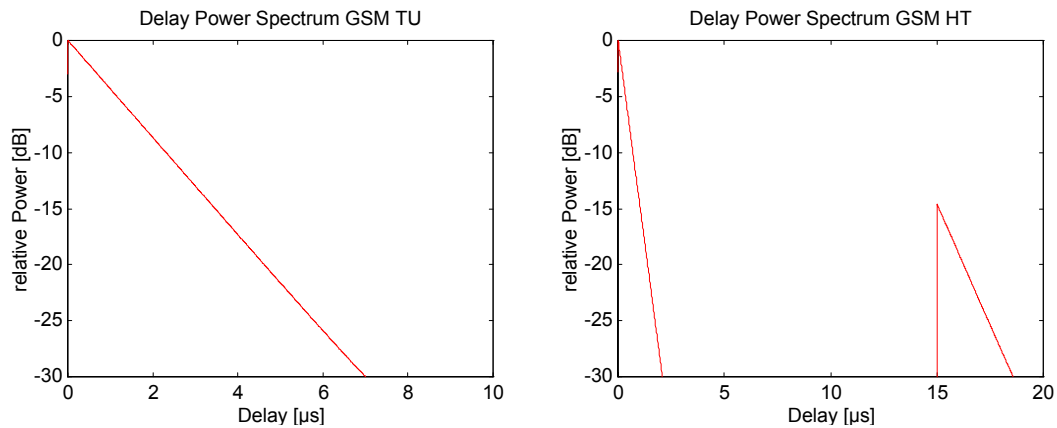
$$\frac{a_k}{\tau_{mk}} \cdot e^{-(\tau - \tau_k) / \tau_{mk}} \cdot \varepsilon(\tau - \tau_k)$$

mit jeweiligen Gewichtungsfaktoren  $a_k$ , Zeitkonstanten  $\tau_{mk}$  und Verzögerungen  $\tau_k$ . Zwei zusätzliche Echoprofile wurden aus den von Bosch und dem FI der Bundespost durchgeführten Messungen extrahiert: DAB Hilly Terrain 1 (DAB HT1) und DAB Hilly Terrain 2 (DAB HT 2). Beide bestehen aus 3 Exponentialverteilungen. Die **Tabelle 2.1** gibt die Parameter wieder:

**Tabelle 2.1:** Echoprofile DAB

	DAB HT1	DAB HT2
$(a_1, a_2, a_3)$	(0.33, 0.5, 0.17)	(0.2, 0.6, 0.2)
$(\tau_1, \tau_2, \tau_3)$	(0 $\mu$ s, 30 $\mu$ s, 80 $\mu$ s)	(0 $\mu$ s, 20 $\mu$ s, 40 $\mu$ s)
$(\tau_{m1}, \tau_{m2}, \tau_{m3})$	(0.33 $\mu$ s, 2 $\mu$ s, 1 $\mu$ s)	(1 $\mu$ s, 5 $\mu$ s, 2 $\mu$ s)

Es wurde vereinbart, das isotrope Dopplerspektrum zu verwenden, da dies eher eine pessimistische Annahme ist und die genaue Form des Dopplerspektrum für die Simulationsergebnisse unerheblich ist.

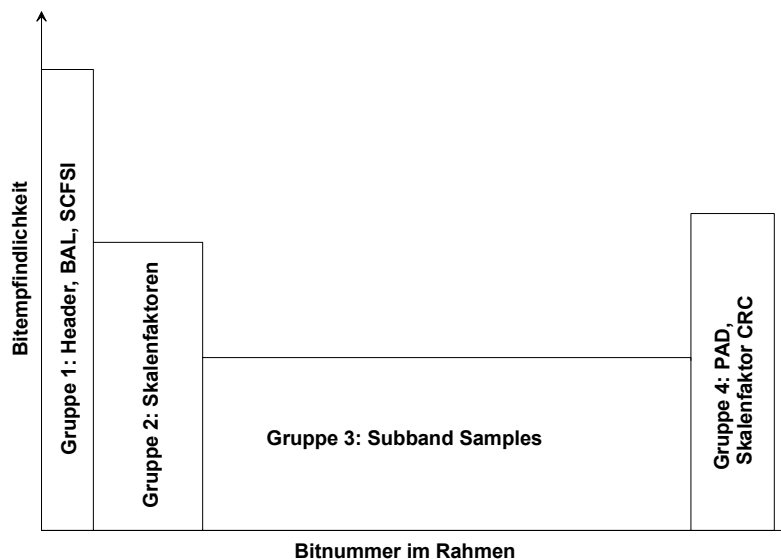
**Bild 2.12:** Verzögerungsleistungsdichtespektren der DAB-Echoprofile**Bild 2.13:** Verzögerungsleistungsdichtespektren der GSM-Echoprofile

In **Bild 2.12** finden sich die DAB-Profile. Der Vollständigkeit halber sind in **Bild 2.13** zwei wichtige GSM-Profile wiedergegeben: TU (Typical Urban) besteht aus nur einer Exponentialverteilung mit Zeitkonstante 1 $\mu$ s. HT (Hilly Terrain) enthält ein Echo bei 15 $\mu$ s mit 10% der Leistung. Die Zeitkonstante des ersten Echoclusters ist 0.3  $\mu$ s, die des zweiten 1 $\mu$ s.

## 3 Das DAB-System im Mobilfunkkanal

### 3.1 Codierungsprofile für Audio

Die Bits des 24 ms-Audiodatenrahmens bei DAB lassen sich in 4 Sensibilitätsgruppen unterteilen (**Bild 3.1**): Die erste Gruppe (bei typischen Audiodatenraten ca. 350 Bits) besteht aus dem Header und anderen zu Decodierung des Rahmens unbedingt nötigen Daten. Die Bitfehlerrate sollte hier unterhalb von  $10^{-6}$  bis  $10^{-7}$  liegen. Außerdem ist eine Fehlererkennung vorgesehen. Die zweite Gruppe (typisch: ca. 750 Bits) besteht aus Skalenfaktoren. Störungen hier sind für das Ohr sehr unangenehm ('Birdies'), weshalb eine Fehlererkennung der Skalenfaktor-MSBs vorgesehen ist, die zur Fehlerverschleierung genutzt werden kann. Die Fehlerrate sollte trotzdem nicht über ca.  $10^{-5}$  liegen. Die dritte Gruppe ist die größte (typischerweise mehrere tausend Bits) und umfaßt die Abtastwerte der Teilbänder. Bitfehler hier können wie 'Glucksen' oder 'Gurgeln' klingen. Mit Kopfhörer wird eine Bitfehlerrate ab etwa  $10^{-4}$  als störend empfunden (manche beschwerten sich schon eher), im Labor mit Hintergrundgeräuschen (erst recht im fahrenden Auto) sind (vielleicht)  $10^{-3}$  (gerade) noch zumutbar. Die vierte Klasse besteht aus ca. 100 Bits und umfaßt den Skalenfaktor-CRC sowie audiogebundene Zusatzdaten (PAD=Programme Associated Data). Sie sind genauso gut zu schützen wie die zweite Gruppe.



**Bild 3.1:** Sensitivität der Bits im Audiorahmen

Die unterschiedlichen Bitempfindlichkeiten werden bei DAB durch ungleichgewichtigen Fehlerschutz berücksichtigt. Implementiert wird er durch RCPC Codes [8] mit einem Muttercode der Rate 1/4 und dem Gedächtnis 6. Durch Punktierung können Coderaten 8/32, 8/31, ..., 8/10, 8/9 erzeugt werden.

Die Methode des *Code Designs* für DAB ist in [9] beschrieben, dort wird allerdings noch von einer höheren Zahl an Sensitivitätsklassen ausgegangen. Die Vorgehensweise besteht im wesentlichen darin, anhand der Bitfehlerkurven (s.u.) bei einem gegebenen C/N-Arbeitspunkt für die einzelnen Sensitivitätsklassen soviel an Redundanz hinzuzufügen, daß die geforderte

höchste zulässige Bitfehlerrate der Klasse unterschritten wird. Als Randbedingung ist darauf zu achten, daß die Anzahl der CUs im logischen Rahmen eine Zahl ergibt, die eine sinnvolle Aufteilung des CIF auf mehrere Subchannels erlaubt. Die mittlere Coderate  $R_{av}$  wird wesentlich durch die Coderate  $R_3$  der größten Gruppe 3 bestimmt. Die genannte Randbedingung führt i.a. dazu, daß noch Bits 'übrig' sind, d.h. daß die anderen Gruppen besser geschützt sind als ursprünglich gefordert. In der Praxis bedeutet dies, daß Beeinträchtigungen der Audioqualität immer zuerst durch Fehler in den *Samples* (Gruppe 3) auftreten.

Die Audio-Qualität (und damit die Versorgung) wird also durch die Bitfehlerrate in Gruppe 3 bestimmt.

Fehler im Gruppe 2 treten erst auf, wenn die Qualität schon sehr schlecht ist. Daher ist der Skalenfaktor-CRC als Versorgungskriterium ungeeignet. Der Unterschied zwischen beiden Kriterien macht typischerweise etwa 2 dB aus, in kritischen Übertragungskanälen noch mehr.

**Definition:** Versorgung mit einem qualitativ hochwertigen DAB-Audio-Programm ist gegeben, wenn die Bitfehlerrate in dem Samples nicht mehr als  $10^{-4}$  beträgt und die Fehler gleichmäßig verteilt sind.

Zwei typische *Codierungsprofile* sind in den **Tabellen 3.1** und **3.2** dargestellt. Die Spalte T+P steht für Tail- und Padding Bits. Die letzte Zeile in der Tabelle gibt jeweils die unterschrittene Bitfehlerwahrscheinlichkeit im Rayleigh-Kanal von **Bild 3.1** (s.u.) an.

**Tabelle 3.1:** Codierungsprofil Nr. 54 der DAB-Spezifikation; Audiodatenrate 256 kbit/s, Protection Level 4

Bitgruppe	1	2	3	4	T+P	Summe
Nettobits	352	768	4928	96	---	6144
R=	8/20	8/17	8/13	8/18	8/16	$R_{av}=0.57$
Bruttobits	880	1632	8008	216	12+4	10752
$P_b(12dB)<$	$10^{-7}$	$10^{-6}$	$10^{-4}$	$10^{-6}$	---	=168 CUs

**Tabelle 3.2:** Codierungsprofil Nr. 45 der DAB-Spezifikation; Audiodatenrate 192 kbit/s, Protection Level 3

Bitgruppe	1	2	3	4	T+P	Summe
Nettobits	352	768	3392	96	---	4608
R=	8/24	8/18	8/14	8/19	8/16	$R_{av}=0.51$
Bruttobits	1056	1728	5936	228	12	8960
$P_b(11dB)<$	$10^{-7}$	$10^{-6}$	$10^{-4}$	$10^{-6}$	---	=140 CUs

Es sind bei DAB insgesamt 64 Codierungsprofile definiert worden: Für die vielen verschiedenen Audiodatenraten und mit unterschiedlich starker Codierung. Man hat sie in 5 Klassen mit unterschiedlichen Protection Levels eingeteilt, von PL1 (sehr starker Fehlerschutz) bis PL5 (sehr schwacher Fehlerschutz). Innerhalb eines Protection Levels ist der Fehlerschutz ungefähr gleich stark.

Um bei den Codierungsprofilen den notwendigen Rauschabstand für eine akzeptable Bitfehlerrate zu bestimmen, müssen die Bitfehlerkurven für alle verwendeten RCPC-Codes bei allen relevanten Übertragungskanälen zur Verfügung stehen. Glücklicherweise muß nicht alles simuliert werden, da für DQPSK (wie bei DAB zur Modulation der einzelnen Träger verwendet) bei Rayleigh-Fading analytische Formeln für obere Schranken der Bitfehlerraten bekannt sind, die für niedrige Bitfehlerraten (in der Praxis: unterhalb von ca.  $10^{-2}$ ) asymptotisch eng sind. Für Faltungscodes gilt allgemein eine Abschätzung der Form ('Union Bound')

$$P_b \leq \sum_{d=d_{free}}^{\infty} c_d P_d, \quad (3.1)$$

wobei  $d_{free}$  die freie Distanz des Codes ist, die Zahlen  $c_d$  nur vom Code abhängen (sog. Fehlerkoeffizienten, Tabellen finden sich z.B. in [8]) und die sogenannten Fehlerereigniswahrscheinlichkeiten  $P_d$  nur vom Modulationsverfahren und dem Kanal. Für die Fehlerereigniswahrscheinlichkeiten bei DQPSK im zeitselektiven Rayleigh-Kanal haben Hagenauer et al. [8] folgende Formel hergeleitet:

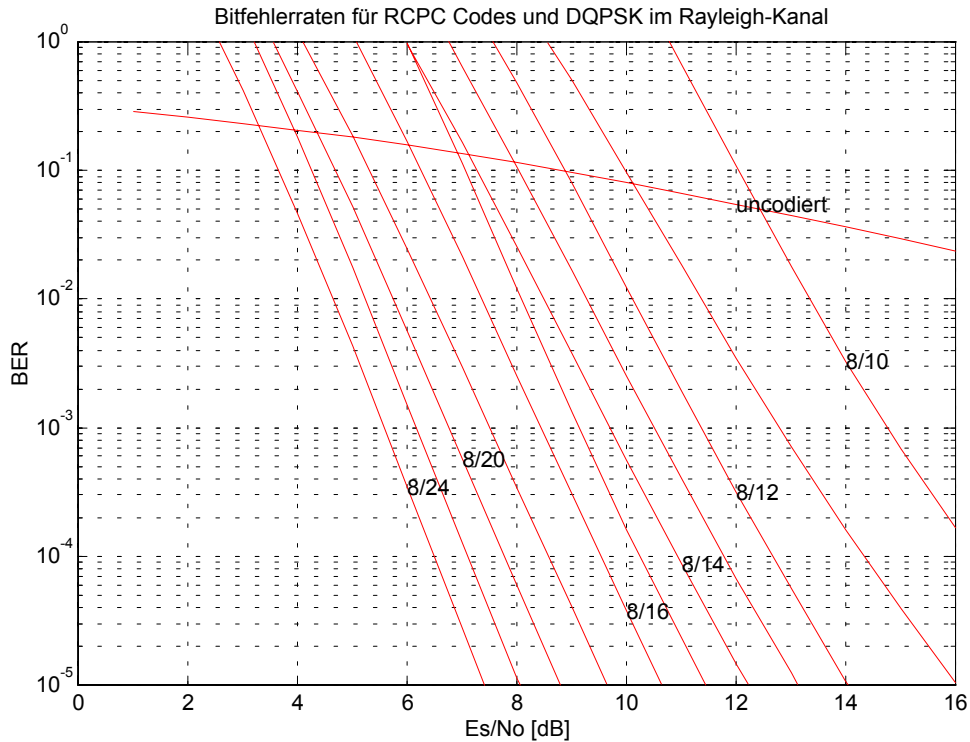
$$P_d = \left(\frac{1-\rho}{2}\right)^{2d-1} \sum_{e=0}^{d-1} \binom{2d-1}{e} \left(\frac{1+\rho}{1-\rho}\right)^e$$

$$\rho = \frac{R_1}{\sqrt{2(1+N_0/E_S)^2 - R_1^2}} \quad (3.2)$$

$$R_1 \approx 1 - (\pi f_D T_S)^2 \quad (\text{AKF des Fadings bei } t = T_S)$$

Hierbei ist  $T_S$  die Symboldauer und  $f_D$  die maximale Dopplerfrequenz. Für die Autokorrelationsfunktion (AKF) wurde das Dopplerspektrum der isotropen Winkelverteilung angenommen. Ideales Interleaving ist vorausgesetzt.

Die Bitfehlerkurven aus Gl. (3.1) für den Grenzfall verschwindender Dopplerfrequenz sind in **Bild 3.1** aufgetragen für die Coderaten 8/24, 8/22, 8/20, 8/18, 8/16, 8/15, 8/14, 8/13, 8/12, 8/11 und 8/10. Um deutlich zu machen, wie wichtig Codierung bei solchen Kanälen ist, wurde die Kurve für uncodierte Übertragung mit eingezeichnet.

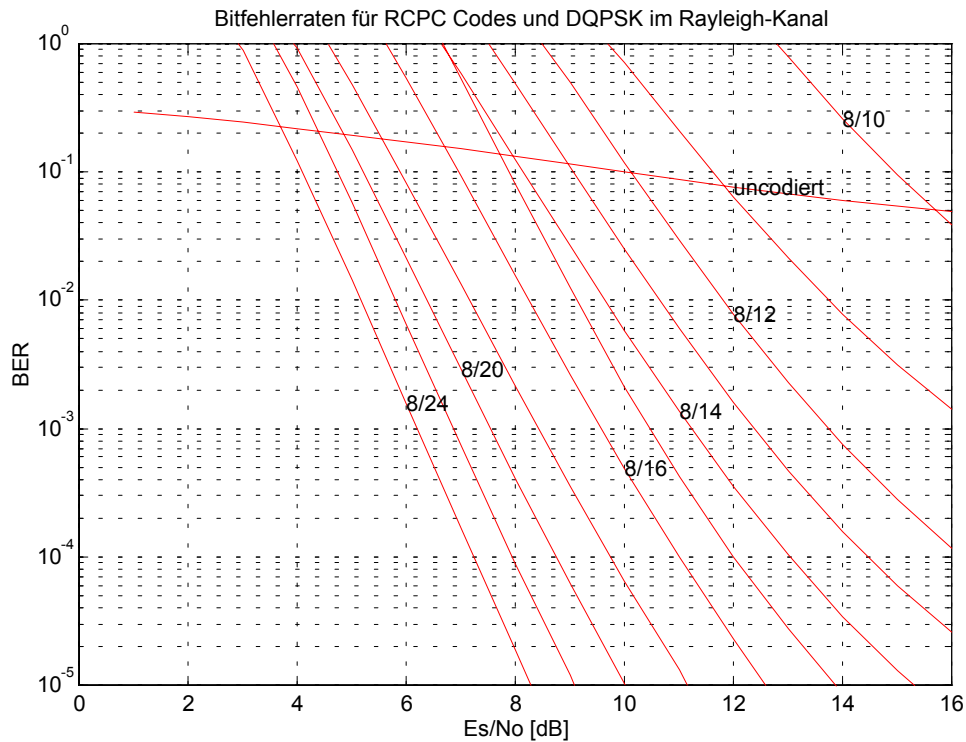


**Bild 3.1:** Theoretische Bitfehlerraten (obere Schranken) für DQPSK im langsamen Rayleigh-Kanal bei idealem Interleaving

Als Abszisse ist nicht  $E_b/N_0$ , sondern  $E_s/N_0$  aufgetragen, was dem physikalischen Rauschabstand  $C/N$  auf dem Kanal entspricht (s.u.). Für das Code Design muß für alle Coderaten derselbe Arbeitspunkt für diesen physikalischen Rauschabstand angenommen werden. Zur Berechnung der *Leistungseffizienz* (d.h. erforderliche Leistung pro Datenrate) muß dann mit der mittleren Coderate  $R_{av}$  auf  $E_b/N_0$  umgerechnet werden. Da für die praktische Planung i.a. aber  $C/N$  verwendet wird, soll im folgenden meist diese Größe betrachtet werden.

In **Bild 3.2** sind die entsprechenden Bitfehlerkurven für einen 'schnellen' Kanal mit  $v_{\max} T_s = 0.05$  zu finden. Dies entspricht für TM I einer Dopplerfrequenz von 40 Hz, d.h. 192 km/h im TV-Kanal 12. Für 1.5 TM II entspricht dies 160 Hz Dopplerfrequenz, d.h. 115 km/h bei 1.5 GHz.

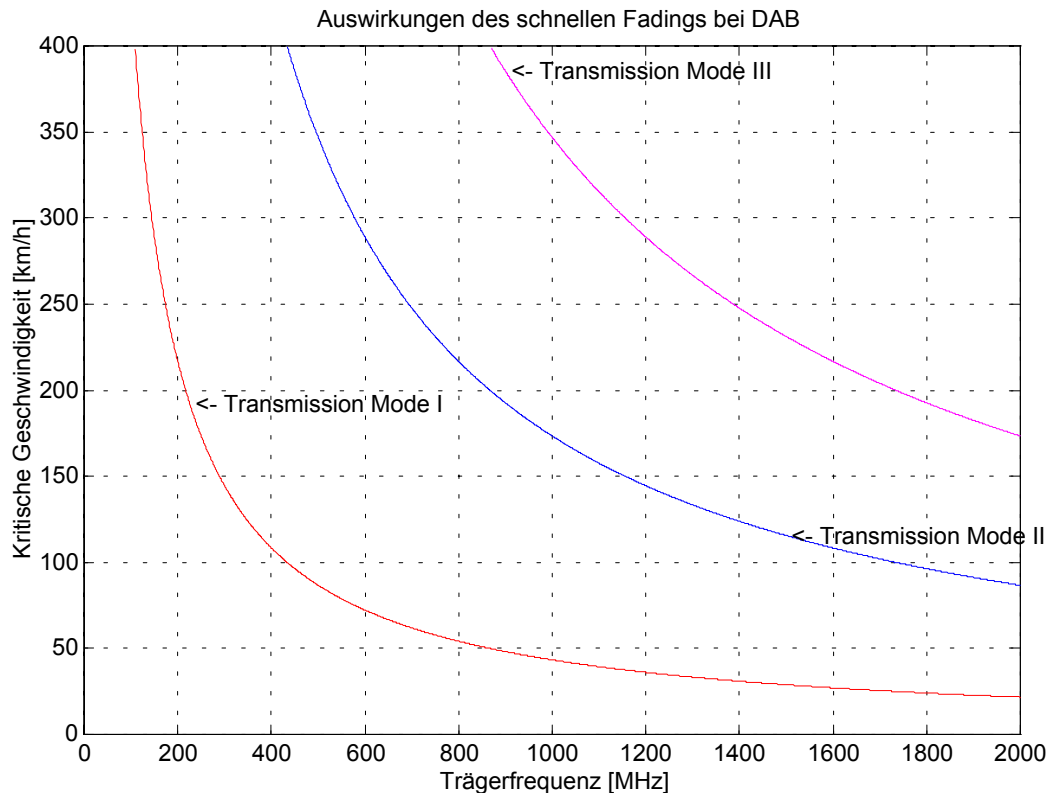
Aus Bild 3.2 wird deutlich, wie sehr das System bei hohen Dopplerfrequenzen schlechter wird: Bei den für die Bitgruppe 3 typischen Coderaten 8/14 bis 8/12 für Protection Level 3 und 4 betragen die Verluste 2-3 dB. Bemerkenswert ist, daß die Geschwindigkeitsabhängigkeit bei stärkerer Codierung geringer ist. Bei  $R=8/21$  (Protection Level 1) beträgt der Verlust nur noch 1 dB.



**Bild 3.2:** Theoretische Bitfehlerraten (obere Schranken) für DQPSK im schnellen Rayleigh-Kanal ( $v_{\max}T_s=0.05$ ) bei idealem Interleaving

**Bild 3.3** zeigt die "kritische Geschwindigkeit", bei der  $v_{\max}T_s=0.05$  gilt, in Abhängigkeit von der Trägerfrequenz für die 3 Transmission Modes. Bei Transmission Mode I und Übertragung in Kanal 12 (225 MHz) liegt die kritische Geschwindigkeit bei 192 km/h, bei Transmission Mode II und Übertragung im L-Band (1500 MHz) bei 115 km/h.





**Bild 3.3:** Kritische Geschwindigkeit in Abhängigkeit der Trägerfrequenz für die drei Transmission Modes

### Welchen Einfluß hat die Form des Dopplerspektrums?

Die obigen analytischen Kurven gehen von einem isotropen Dopplerspektrum aus. Die Bitfehlerkurven nach Gl. (3.1), (3.2) hängen von dem einzigen Parameter dieses (auf Energie Eins normierten) Spektrums ab, der maximalen Dopplerfrequenz  $\nu_{\max}$ . Diese Größe ist aus Fahrzeuggeschwindigkeit und Trägerfrequenz bekannt. Was ändert sich, wenn zwar diese Größe gegeben ist, man aber über die Form des Dopplerspektrums fast nichts weiß? Anschaulich ist zu erwarten, daß man nicht viel falsch macht, wenn man einfach mit dem isotropen Dopplerspektrum rechnet, da ein anderes - z.B. mit wenigen Streuern aus bestimmten Richtungen - i.a. "weniger diffus" ist. Man kann aber sogar mathematisch zeigen:

Die analytischen Bitfehlerkurven in Gl. (3.1) hängen in guter Näherung nur vom 2. Zentralmoment (1. Zentralmoment=0)

$$\Delta v^2 = \int_{-v_{\max}}^{v_{\max}} v^2 \cdot S_D(v) dv$$

des Dopplerspektrums ab, nicht aber von dessen genauer Gestalt. Es gilt nämlich für die Autokorrelationsfunktion des Fadings

$$R_1 \approx 1 - 2(\pi \cdot \Delta v \cdot T_S)^2 \quad (\text{AKF des Fadings bei } t = T_S)$$

Hierbei ist ohne Einschränkung der Allgemeinheit angenommen, daß das erste Zentralmoment Null ist (man kann immer die Mittenfrequenz so definieren). Für das isotrope Dopplerspektrum gilt

$$(\Delta v)^2 = v_{\max}^2 / 2,$$

für die meisten anderen Dopplerspektren ist die Größe kleiner. Es gilt immer  $(\Delta v)^2 \leq v_{\max}^2$ . Die Gleichheit tritt ein im sehr ungewöhnlichen Fall eines Streuempfangs mit gleichen Anteilen genau von vorne und genau von hinten. Insgesamt erscheint es vernünftig, mit dem isotropen Dopplerspektrum zu rechnen.

#### Mathematischer Einschub: Begründung der obigen Behauptung

Es gilt

$$\begin{aligned} R_1 &= \int_{-v_{\max}}^{v_{\max}} e^{j2\pi v T_S} S_D(v) dv \\ &= \int_{-v_{\max}}^{v_{\max}} (1 + (j2\pi v T_S) + (j2\pi v T_S)^2 / 2 + \dots) S_D(v) dv \\ &= 1 - \frac{1}{2} \int_{-v_{\max}}^{v_{\max}} (2\pi v T_S)^2 S_D(v) dv + \dots \\ &= 1 - 2(\pi \cdot \Delta v \cdot T_S)^2 + \dots \end{aligned}$$

Für alle praktisch relevanten Anwendungen ist diese Näherung 2. Ordnung ausreichend. Wenn nämlich der Parameter  $v_{\max} T_S$  der Reihenentwicklung nicht sehr klein ist, sind die Bitfehleraten außerhalb des akzeptablen Bereiches.

Der Vergleich der analytischen Kurven mit simulierten findet sich weiter unten. Nicht nur bei großen, auch bei *zu kleinen Dopplerfrequenzen*, d.h. langsamen Fahrzeuggeschwindigkeiten können erhebliche Systemdegradationen auftreten (die sich analytisch nur schwer beschreiben lassen), besonders in Verbindung mit kurzen Echolaufzeiten im Rayleigh-Kanal, da dann das Zeit- und das Frequenzinterleaving nicht hinreichend wirksam sind. Diese Effekte und die Grenzen des Interleavings werden ebenfalls weiter unten diskutiert.

Durch Simulationen kann gezeigt werden, daß die analytischen Kurven für Einzelträger-DQPSK eine sehr gute Beschreibung der Multiträger (OFDM) DQPSK liefern, sofern die Voraussetzungen eines wirksamen Interleavings erfüllt sind und keine Echos auftreten, die

die Dauer des Schutzintervalles überschreiten. Dies ist deshalb nicht selbstverständlich, weil durch die Zeitvarianz des Kanals die Orthogonalität gestört wird. Dieser Effekt ist aber gering (eine Diskussion für die uncodierte Übertragung findet sich in [4]).

Anhand der entsprechenden Bitfehlerkurvenschar läßt sich für den jeweiligen Kanal und für jedes Codierungsprofil der erforderliche Störabstand C/N ermitteln. Ausschlaggebend ist jeweils die Coderate  $R_3$  der dritten Bitgruppe im Audiorahmen. Innerhalb eines Protection Levels wird dafür nicht immer exakt dieselbe Coderate verwendet. Daher können die C/N-Werte innerhalb eines Protection Levels geringfügig (bis ca. 1 dB) variieren. **Tabelle 3.3** zeigt exemplarisch für die Audiodatenrate von 192 kbit/s die Coderaten, die belegte Kapazität im CIF und den erforderlichen Störabstand.

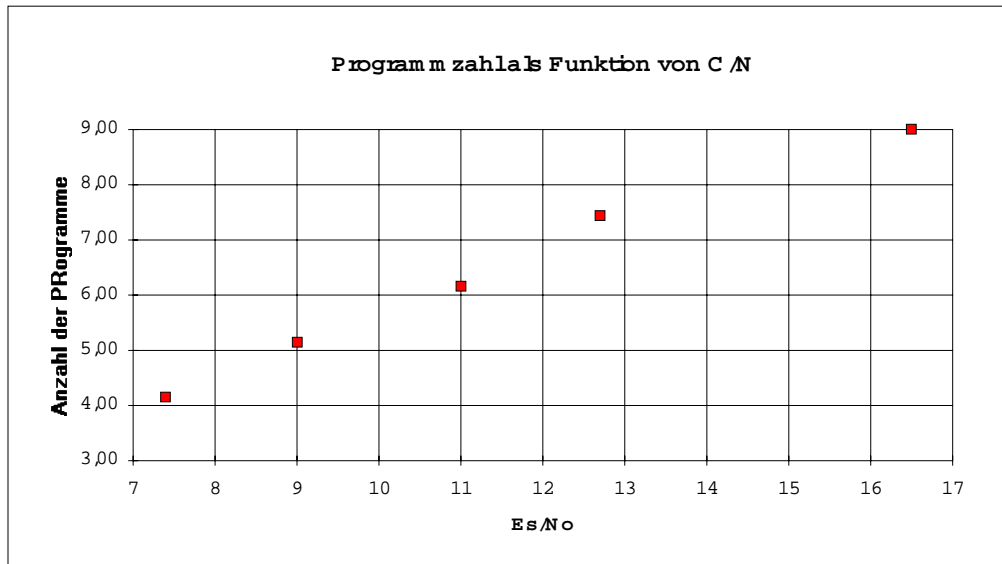
**Tabelle 3.3:** Codierungsprofile bei DAB für 192 kbit/s Audio, Coderaten und nötiger Rauschabstand

PL	#CUs	$R_{av}$	$R_3$	$E_s / N_0$ ( $10^{-4}$ ) [dB]	$E_b / N_0$ ( $10^{-4}$ ) [dB]
5	96	0.75	8/10	16.5	15.7
4	116	0.62	8/12	12.7	12.8
3	140	0.51	8/14	11.0	11.9
2	168	0.43	8/17	9.0	10.7
1	208	0.35	8/21	7.4	10.0

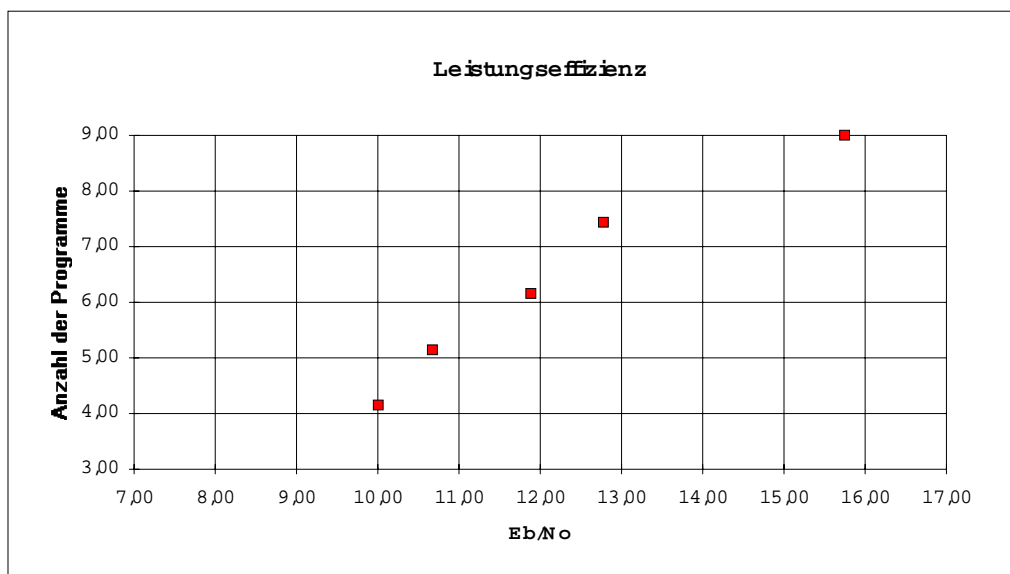
Je nach dem gewählten Protection Level sind also sehr unterschiedliche Arbeitspunkte (d.h. erforderliche Rauschabstände) für das Übertragungsverfahren möglich. Der Mindeststörabstand C/N läßt sich über einen Bereich von ca. 9 dB variieren. Die Variationsbreite ist sogar noch weit größer (mehr als 15 dB), wenn man schwierige Bedingungen wie in Bild 3.2 betrachtet.

Der Preis für eine bessere Störsicherheit ist der erhöhte Bandbreitenbedarf pro Programm. Dadurch lassen sich bei stärkerem Fehlerschutz weniger Programme im Multiplex unterbringen.

Die Ergebnisse der **Tabelle 3.3** sind in **Bild 3.4** und **Bild 3.5** graphisch dargestellt, einmal die Zahl der Programme als Funktion von C/N ( $=E_s/N_0$ ) und einmal als Funktion von  $E_b/N_0$ . Welche Größe für die Planung relevant ist und wie die Größen umgerechnet werden, soll der nächste Abschnitt zeigen.



**Bild 3.4:** Anzahl der möglichen Audio-Programme (192 kbit/s) als Funktion des Rauschabstandes



**Bild 3.5:** Anzahl der möglichen Audio-Programme (192 kbit/s) im Vergleich der Leistungseffizienz

### 3.2 Diskussion des Störabstandsbegriffes für DAB

Unterschiedliche Begriffe vom 'Rauschabstand' oder 'Störabstand' führen in der Praxis immer wieder zu Mißverständnissen. Ist  $E_b/N_0$  oder  $C/N$  die relevante Größe? Wenn es um den Vergleich von Verfahren bezüglich ihrer *Leistungseffizienz* geht, ist die Frage einfach und klar zu beantworten:  $E_b/N_0$  ist die einzig aussagekräftige Größe.

Etwas schwieriger ist es, wenn in das 'Rauschen' Gleichkanal-Interferenzstörungen mit einbezogen werden, die durch Übertragung mit demselben Verfahren entstehen und die man näherungsweise durch weißes Gaußrauschen beschreibt. Wenn man beim Nutzsignal etwas ändert, ändert sich auch das Störsignal. Typisch ist, daß es bei terrestrischen Anwendungen meist nicht in erster Linie auf niedrige Sendeleistungen ankommt, sondern auf irgendeine Form von 'effizienter Nutzung der Ressourcen'. Letzteres kann von Fall zu Fall sehr unterschiedliche Bedeutung haben.

Zur Bewertung der Leistungseffizienz eines Verfahrens ist  $E_b / N_0$  die relevante Größe. Denn hier ist die Energie pro Nutzbit  $E_b$  relevant, die bei vorgegebener Rauschleistungsdichte  $N_0$  der Empfänger benötigt, um eine gewünschte Bitfehlerrate zu unterschreiten.  $N_0$  ist die (normalerweise: thermische) Rauschleistungsdichte (Rauschzahl des Empfängers eingerechnet).  $E_b$  gibt die Energie pro Nutzbit und damit die *Leistung pro Datenrate* an (Joule pro Bit=Watt pro bit/s). Der Bezug auf ein Nutzbit und damit auf die Datenrate ist wichtig, denn wenn man zur Übertragung der doppelten Nutzdatenrate doppelt soviel Leistung benötigt, muß die Leistungseffizienz dieselbe sein. In guten Lehrbüchern sind Bitfehlerkurven normalerweise über  $E_b / N_0$  aufgetragen.

Mißt man im Labor, bei welchem Rauschabstand ein Empfänger arbeitet, ist  $C/N$  (Carrier-to Noise: Das Verhältnis von Signalleistung zu Rauschleistung innerhalb der Empfangsbandbreite) die der Messung zugängliche Größe. Bei Übertragung mit Nyquist-Pulsen ist die Rauschbandbreite gleich der Symbolrate, deshalb gilt dann

$$C / N = \frac{E_S / T_S}{N_0 \cdot B_{Noise}} = E_S / N_0$$

wobei  $E_S$  die Energie pro Modulationssymbol ist. Es gilt der Zusammenhang

$$E_S = \log_2 M \cdot R_{av} \cdot E_b$$

gilt, wobei  $M$  die Stufigkeit des Verfahrens und  $R_{av}$  die (mittlere) Coderate ist.

### Merkregel:

- $C/N$  ist der physikalische Störabstand und damit die direkt der Messung und der Planung zugängliche Größe. Da die Nutzdatenrate nicht eingeht, ist  $C/N$  aber kein geeignetes Kriterium zur Bewertung der Leistungseffizienz.
- $E_b / N_0$  ist die Größe zur Bewertung der Leistungseffizienz, d.h. der Energiekosten.  
 $E_b = \text{Energie pro Bit} = \frac{\text{Leistung [Watt]}}{\text{Nutzdatenrate [Bit / s]}}$ .  $N_0$  ist eine Konstante. Damit ist ein  $E_b / N_0$ -Gewinn bei fester Nutzdatenrate genau die Einsparung an Sendeleistung.

#### Rechnenbeispiel:

Es soll eine M-PSK mit  $M=2$  und  $M=4$  Gaußkanal verglichen werden. Für eine geforderte Bitfehlerrate von  $10^{-5}$  ist bei uncodierter Übertragung ein  $E_b / N_0$  von 9.6 dB erforderlich. Für die Pulsform werden ideale si-Pulse angenommen, sodaß das Spektrum rechteckig ist. Es sollen 3 Mbit/s übertragen werden. Hierfür ist bei der 2-PSK eine Bandbreite von 3 MHz erforderlich, bei 4-PSK von 1.5 MHz. Das Thermische Rauschen bei 290° Kelvin beträgt  $4 \cdot 10^{-21}$  W/Hz. Bei einer Empfängerrauschzahl von 6 dB ist die Rauschleistungsdichte dann

$$N_0 = 1.6 \cdot 10^{-20} \text{ W/Hz}$$

Die für die geforderte Bitfehlerrate nötige Bitenergie liegt 9.6 dB höher und beträgt

$$E_b = 1.46 \cdot 10^{-19} \text{ J}$$

Mit der Nutzbitrate kann man daraus die notwendige Empfangsleistung  $C$  berechnen. Sie beträgt bei 3 Mbit/s für beide Verfahren

$$C = 1.46 \cdot 10^{-19} \text{ J} \cdot 3 \text{ MHz} = 4.38 \cdot 10^{-10} \text{ W} = -93.6 \text{ dBm}$$

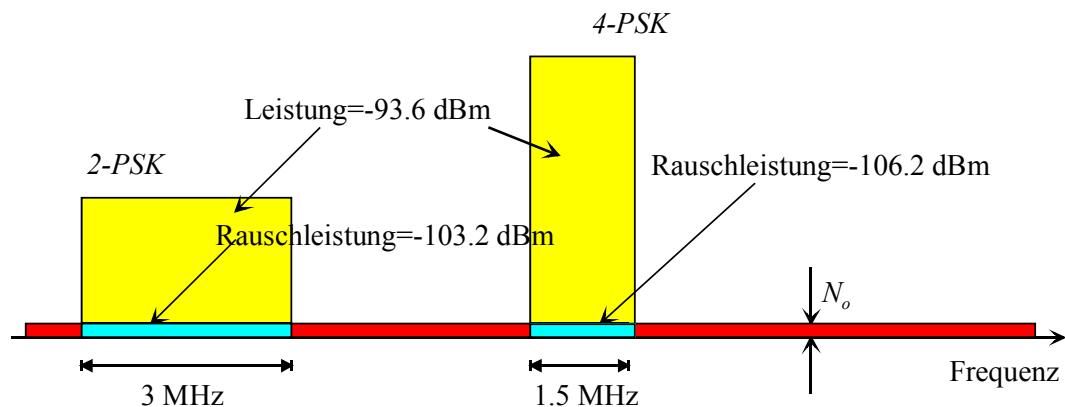
Die Rauschleistung  $N$  unterscheidet sich für die beiden Verfahren wegen der unterschiedlichen Bandbreite. Man erhält

$$N = 1.6 \cdot 10^{-20} \text{ W/Hz} \cdot 3 \text{ MHz} = 4.8 \cdot 10^{-14} \text{ W} = -103.2 \text{ dBm} \text{ für 2-PSK}$$

bzw.

$$N = 1.6 \cdot 10^{-20} \text{ W/Hz} \cdot 1.5 \text{ MHz} = 2.4 \cdot 10^{-14} \text{ W} = -106.2 \text{ dBm} \text{ für 4-PSK}$$

Der gemessene  $C/N$ -Arbeitspunkt für die geforderte Bitfehlerrate liegt also bei 4-PSK um 3 dB höher als bei 2-PSK (nämlich bei 12.6 dB). Trotzdem benötigen beide dieselbe Leistung bei gleicher Datenrate und sind daher gleich leistungseffizient. Die 3 dB Unterschied im  $C/N$  haben Ihre Ursache im doppelt so großen Bandbreitenbedarf von 2-PSK und der damit verbundenen doppelt so großen Rauschleistung innerhalb der Übertragungsbandbreite. **Bild 3.6** veranschaulicht diesen Sachverhalt.



**Bild 3.6:** Vergleich der Leistungseffizienz und des Störabstandes von 2-PSK und 4-PSK

### Berücksichtigung des Schutzintervalls bei OFDM

Bei OFDM mit Schutzintervall muß berücksichtigt werden, daß etwa ein Fünftel der Symbolenergie vom Schutzintervall benötigt wird, dieses aber bei der Detektion nicht ausgewertet wird. Für die Energiebilanz ist das Schutzintervall also zusätzliche nutzlose Energie. Bezeichnet man die Energie eines Modulationssymbols (immer für einen Unterträger) inklusive Schutzintervall mit  $E_S^+$ , die ohne mit  $E_S$ , so ist erstere die wirklich aufgebrachte Energie, letztere der nutzbare Anteil. Will man die Bitfehlerkurven z.B. für DQPSK auf OFDM mit Schutzintervall übertragen, so muß man diese Größe verwenden, während in Wirklichkeit die größere Energie

$$E_S^+ = \frac{T_S}{T} E_S$$

aufgebracht wird, um diese Bitfehlerrate zu erreichen. Bei DAB macht der Unterschied etwa  $5/4 = 1$  dB aus, d.h. 20% der Gesamtleistung steckt im Schutzintervall!. Die Kurven sind also

um 1 dB nach rechts zu verschieben, will man die Bitfehlerraten als Funktion von  $E_S^+ / N_0$  auftragen. Die Rauschbandbreite für einen Träger ist gleich dem Trägerabstand  $1/T$ , die zugehörige Rauschleistung ist

$$N = N_0 / T$$

Die Leistung eines Trägers ist

$$C = E_S^+ / T_S = E_S / T$$

Damit gilt

$$C / N = (E_S^+ / T_S) / (N_0 / T) = (E_S^+ / N_0) \cdot (T / T_S) = E_S / N_0$$

Die Bitfehlerkurven für DQPSK bleiben also richtig (ohne Verschiebung), wenn man die Abszisse als  $C/N$  auffaßt. Bei der Umrechnung auf die Leistungseffizienz spielt das Schutzintervall eine ähnliche Rolle wie die Coderate. Es ist Redundanz, die zunächst einmal zusätzliche Leistung erfordert. Es gilt:

$$C / N = E_S / N_0 = (T / T_S) (E_S^+ / N_0) = (T / T_S) \log_2 M \cdot R_{av} \cdot (E_b / N_0)$$

Alle Leistung, die für Schutzintervall aufgewendet wird, ist also ein echter Verlust in der Leistungseffizienz. Dieser wird in Kauf genommen, um ein gegen Intersymbolinterferenzen robustes Systemverhalten zu erreichen.

### Leistungseffizienz bei DAB

Bei dem Vergleich verschiedener Codierungsstrategien für DAB bezüglich der Leistungseffizienz muß man für jeden codierten Datenstrom ("Subchannel") dessen *anteilige* Leistung an der Gesamtleistung berücksichtigen, nicht allein den physikalischen Rauschabstand  $C/N$ . Entscheidend ist die *Leistung pro Programm* (bei fester Datenrate eines Programmes). Das folgende Beispiel soll dies veranschaulichen.

#### Rechenbeispiel:

Wenn z.B. 12 Audioprogramme von je 192 kbit/s übertragen werden sollen, kann man entweder dazu entweder 2 Frequenzblöcke je 1.5 MHz belegen und mit PL3 codieren (6x140 CUs je Block) oder 3 Frequenzblöcke mit PL1 (4x208 CUs je Block). Man benötigt jetzt für jeden Block 3.6 dB weniger *physikalischen Rauschabstandes*  $E_S / N_0$ . Da man jetzt aber 3 statt 2 Frequenzblöcke ausstrahlt, ist der Gewinn in der Leistungseffizienz nur 3.6 dB -  $10 \lg(3/2) = 1.8$  dB. Man benötigt nur noch ca. 66% an Sendeleistung pro Programm. In Bild 3.5 kann man ablesen, daß man für einen Gewinn an Leistungseffizienz von 1.8 dB einen Verlust um den Faktor 2/3 an Bandbreiteneffizienz (Zahl der Programme im Multiplex) hinnehmen muß.

Wenn jetzt aber - anders als im obigen Beispiel - nur 4 Programme ausgesendet werden sollen (z.B. weil es mehr nicht gibt), kann man mit PL3 gegenüber PL1 keine Bandbreite sparen. Die Alternative heißt also: Die Kapazität von 2 Audioprogrammen in Dummy-Daten zu stecken (wie es die Spezifikation vorsieht, wenn der Multiplex nicht voll wird), oder die Kapazität für einen besseren Fehlerschutz zu verwenden. Hier kann man die 3.6 dB Unterschied zwischen den Alternativen wirklich als realen Gewinn ansehen, da in der Praxis bei dem breitbandigen DAB-Verfahren bei weniger Programmen eben keine Möglichkeit besteht, die Bandbreite zu reduzieren.

Bisher wurde angenommen, daß die Störungen systemunabhängige Rauschstörungen sind und es wurde nach der notwendigen Nutzleistung gefragt. Es geht andererseits bei terrestrischer Versorgung mit DAB (im Gegensatz zur Satellitenübertragung) nicht in erster Linie darum, Sendeleistung zu sparen, sondern darum, ein Netz so zu planen, daß trotz gegenseitiger Störungen eine hohe Versorgungswahrscheinlichkeit erreicht wird. Mitunter wird die Leistung aller Sender so angehoben, daß das thermische Rauschen vernachlässigbar wird. Die gegenseitige Interferenz wird als weißes Gaußsches Rauschen angenommen (was besonders bei OFDM plausibel ist). Wenn man diese Störung mit  $N_0$  identifiziert, ist diese Rauschleistungsdichte nicht mehr ein für allemal physikalisch vorgegeben, sondern hängt von der Codierungsstrategie der Störer ab. Dies ist besonders bei der Betrachtung der Eigeninterferenzen eines Gleichwellennetzes zu berücksichtigen.

Bei dem obigen Beispiel mit 12 Audioprogrammen benötigt man zwei Frequenzblöcke bei PL3 bzw. drei Blöcke mit PL1.

Wenn man dieselbe Leistung nun für drei statt für zwei Blöcke aufwendet, reduziert sich die Energie pro Sendesymbol um den Faktor  $2/3$ , aber auch die Leistungsdichte der Interferenz (während die Leistungsdichte einer Rauschstörung konstant bliebe). Der Abzug von 1.8 dB vom Codierungsgewinn im Rechenbeispiel entfällt hier also, der Gewinn beträgt wirklich 3.6 dB. Die Frage ist, wie sich dies auf die Planung des Gleichwellennetzes auswirkt. Erst dann kann man entscheiden, ob es insgesamt besser ist, einen oder zwei Blöcke zu belegen. Die Antwort kann möglicherweise von lokalen Gegebenheiten abhängen und unterschiedlich ausfallen.

Wenn die Nettodatenrate gesenkt wird (z.B. von 192 auf 128 kbit/s), kann man dies statt zur Erhöhung der Programmzahl auch zur Senkung der Sendeleistung (bei diesem Beispiel um ca. 3-4 dB) bzw. zur Erhöhung der Reichweite nutzen.

### 3.3 Effekte durch nichtideales Interleaving

Die theoretischen Bitfehlerkurven gleichmäßig verteilte Störungen voraus, d.h. ideales Interleaving. Um die Bündelstörungen des Mobilfunkkanals aufzubrechen, werden bei DAB zwei unabhängige Interleaving-Mechanismen verwendet. Der Frequenzinterleaver ist ein Blockinterleaver, der eine bestimmte Pseudozufallspermutation der  $K$  QPSK-Symbole, die während der OFDM-Symboldauer  $T_s = T + \Delta$  moduliert werden, durchführt. Da die Länge  $K$  der Permutation gleich der Anzahl der modulierten Unterträger ist, besitzt jeder Transmission Mode ein anderen Frequenzinterleaver. Der Frequenzinterleaver bewirkt nur dann ein Aufbrechen der Bündelstörungen, wenn nicht ein wesentlicher Teil der Übertragungsbandbreite von ca. 1.5 MHz in einen Schwundeinbruch fallen kann, sondern innerhalb der Bandbreite immer viele Einbrüche (und damit auch Nicht-Einbrüche) vorkommen. Dies ist gewährleistet, falls

$$\Delta\tau \cdot B \gg 1$$

erfüllt ist, wobei  $B$  die Übertragungsbandbreite und  $\Delta\tau$  der Delay Spread ist. Zur Bewertung des DAB-Systems wurden neben den bekannten GSM-Echoprofilen 'Rural Area' (RA), 'Typical Urban' (TU), 'Bad Urban' (BU) und 'Hilly Terrain' (HT) weitere Profile herangezogen, um den größeren Funkfeldlängen bei DAB Rechnung zu tragen (s.o.). Eines der speziellen DAB-Profile, 'DAB Hilly Terrain 2' (HT2), ist für das DAB-System im



Transmission Mode II besonders günstig, da kein Echo länger ist als das Schutzintervall, andererseits aber  $\Delta\tau = 14\mu\text{s}$  verhältnismäßig groß ist. Die obige Bedingung ist damit recht gut erfüllt. Dieses Profil soll daher im folgenden bei Simulationen als exemplarisches Beispiel für gutes Frequenzinterleaving verwendet werden. Gegenübergestellt werden sollen Simulationen mit dem GSM-Profil TU mit  $\Delta\tau = 1\mu\text{s}$ , wo die Bedingung nicht gut erfüllt ist. Alle im folgenden beschriebenen Simulationen beziehen sich auf den Rayleigh-Kanal, d.h. als ungünstigster Fall wird reiner Streuempfang und die völliger Abwesenheit eines direkten Ausbreitungsweges angenommen.

Das Zeitinterleaving bei DAB ist unabhängig vom Übertragungsmodus und erfolgt zwischen der Kanalcodierung und dem Aufbau des CIF. Jeder logische Rahmen der kanalcodierten Daten wird zunächst in Blöcke von 16 Bit unterteilt. In jedem dieser 16-Bit-Blöcke wird zunächst eine Permutation der Bitindizes gemäß  $(0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12,13,14,15) \rightarrow (0,8,4,12,2,10,6,14,1,9,5,13,3,11,7,15)$  durchgeführt. Anschließend wird jedes Bit entsprechend seinem neuem Index innerhalb des 16-Bit-Blockes verzögert: Keine Verzögerung bei Bitindex 0, 1 log. Rahmen (24 ms) Verzögerung für Bitindex 1, 2 log. Rahmen (48 ms) Verzögerung für Bitindex 2, ..., 15 log. Rahmen (360 ms) Verzögerung für Bitindex 15. Auf diese Weise können Fehlerbündel von bis zu 24 ms aufgebrochen werden. Der Zeitinterleaver ist also wirksam, wenn die Korrelationszeit des Kanals 24 ms nicht überschreitet. Die Bedingung hierfür läßt sich formulieren als

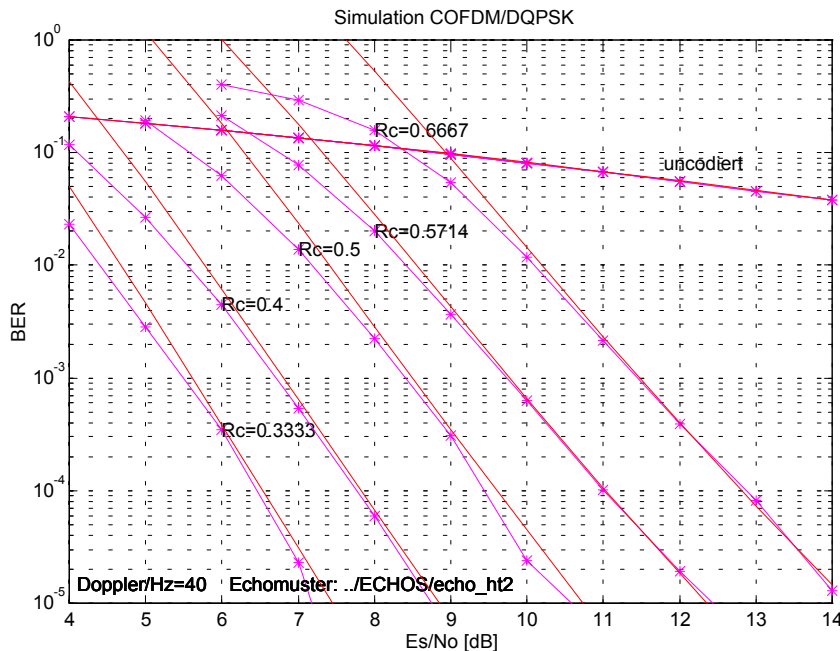
$$v_{\text{max}} \cdot 24 \text{ ms} > 1$$

bzw. (gerundet)

$$v_{\text{max}} > 40 \text{ Hz}$$

Da die Bedingung für das Zeitinterleaving unabhängig vom Übertragungsmodus ist, bei Modus I aber eine Dopplerfrequenz von 40 Hz schon etwa die obere Grenze ist, die aufgrund des schnellen Schwundes vom System verkraftet werden kann, ist bei Modus I das Zeitinterleaving immer nur eingeschränkt wirksam, bei niedrigen Fahrzeuggeschwindigkeiten sogar oft völlig unwirksam! Für diesen Modus ist daher die Wirksamkeit des Frequenzinterleavings besonders wichtig. Da Situationen mit kurzen Echolaufzeiten durchaus typisch sind, muß durch 'künstliche' lange Echos von entfernten Sendern im Gleichwellennetz für ein wirksames Frequenzinterleaving gesorgt werden.

Simulierte Bitfehlerkurven für die Coderaten 8/24, 8/20, 8/16, 8/14, 8/12 und Transmission Mode II des DAB-Systems im Vergleich mit den analytischen Kurven für eine Rayleigh-Kanal mit  $v_{\max}=40$  Hz (ca. 30 km/h bei 1.5 GHz) und dem Echoprofil HT2 finden sich in **Bild 3.7**. Die gute Übereinstimmung der simulierten mit den theoretischen Kurven zeigt, daß

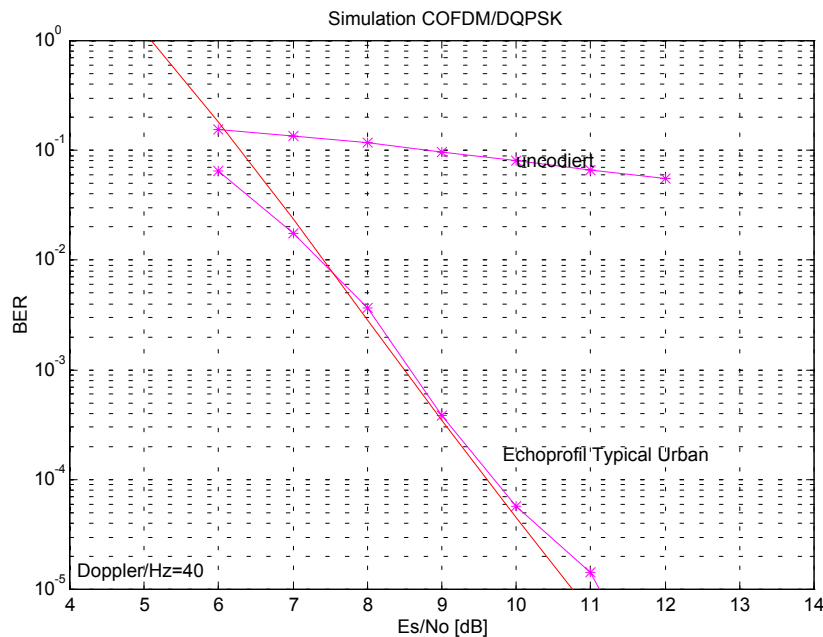


**Bild 3.7:** Simulierte Bitfehlerkurven (-\*-) für das DAB-System TM II für die Coderaten 8/24, 8/20, 8/16, 8/14, 8/12, Echoprofil HT2 und 40 Hz Dopplerfrequenz im Vergleich mit den theoretischen Kurven aus Gl. (3.1)

bei diesen Systemparametern das Interleaving ausreicht.

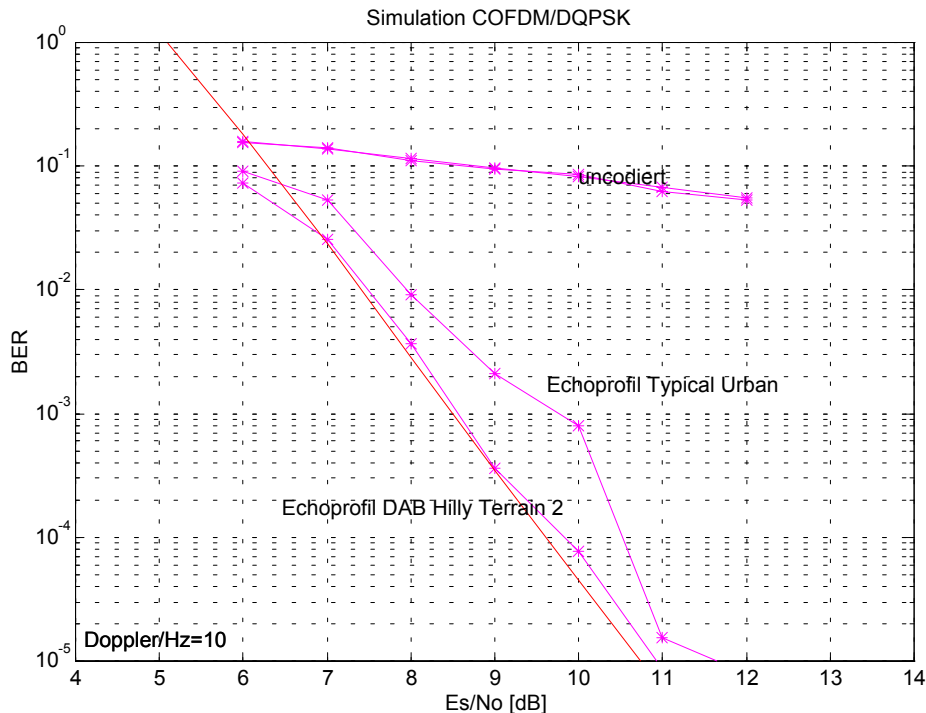
Bei dem Echoprofil TU ist das Frequenzinterleaving weitgehend unwirksam. Bei der Dopplerfrequenz 40 Hz ist die Bedingung für wirksames Zeitinterleaving gerade noch erfüllt. **Bild 3.8** zeigt eine Simulation mit Coderate 8/16, 40 Hz Dopplerfrequenz und dem Profil TU für Modus II. Gegenüber der theoretischen Kurve zeigen sich erste geringfügige Verschlechterungen. Insgesamt kann man aber noch von wirksamem Interleaving sprechen, das hier vor allem durch das Zeitinterleaving bewirkt wird.

Bei 10 Hz Dopplerfrequenz (48 km/h bei 225 MHz) ist das Zeitinterleaving allein nicht mehr hinreichend wirksam. Die Auswirkungen des Frequenzinterleavings zeigt **Bild 3.9** für die



**Bild 3.8:** Simulierte Bitfehlerkurve (-\*-) für das DAB-System Modus II für die Coderate 8/16, Echoprofil TU und 40 Hz Dopplerfrequenz im Vergleich mit der theoretischen Kurve aus Gl. (3.1)

Coderate 8/16 und Modus I bei den Profilen TU und HT2. Im Gegensatz zum Profil HT2 ist für das Profil TU und die Dopplerfrequenzen 10 Hz (48 km/h bei TV-Kanal 12) offenbar das Interleaving nicht mehr ausreichend. Es zeigen sich deutliche Verschlechterungen. Noch auffälliger als der Verlust von 1-2 dB im Störabstand ist aber, daß sich trotz der großen Anzahl simulierter Bits (wie in allen anderen Simulationen ca. 5 Millionen) keine 'glatten' Kurven ergeben, also offenbar die Statistik nicht ausreicht. Anscheinend kann man auch innerhalb des makroskopischen Zeitraums von ca. 20 Sekunden, den die Simulation widerspiegelt, nicht von einem stationären Zustand sprechen.

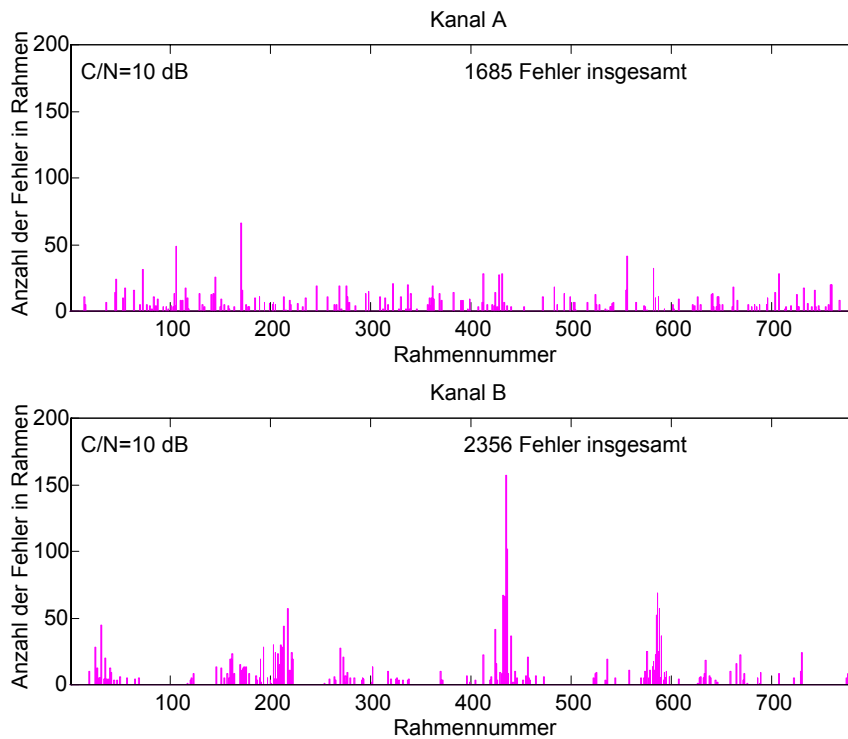


**Bild 3.9:** Simulierte Bitfehlerkurve für das DAB-System TM I für die Coderate 8/16, Echoprofil TU bzw. HT2 und 10 Hz Dopplerfrequenz im Vergleich mit der theoretischen Kurve aus Gl. (3.1)

Dies zeigt sich auch im zeitlichen Verlauf der Störungen. Am einfachsten läßt sich dieser darstellen, indem man die Anzahl der Bitfehler im jeweiligen Rahmen über seiner Nummer (und damit über der Zeit) aufträgt. **Bild 3.10a** zeigt für den Störabstand  $C/N=10$  dB und den Kanal HT2 bei 40 Hz Dopplerfrequenz die zeitliche Struktur der Fehlerbündel. Betrachtet wurden die Fehler in der dritten Bitgruppe (Samples) des Audio-Codierungsprofils 45 (PL3, 192 kbit/s) aus Tabelle 3.2. Die Coderate ist 8/14. Durch die Viterbi-Decodierung treten Fehler nicht gleichmäßig auf, sondern gebündelt. Es gibt völlig fehlerfreie Rahmen neben solchen mit gleich mehreren Fehlern. Fehlerbündel, die auf die Viterbi-Decodierung zurückzuführen sind, können sich jedoch nicht über die Rahmengenzen hinweg erstrecken. Dadurch erscheinen die gestörten Rahmen insgesamt gleichmäßig verteilt.

Im Unterschied dazu sind bei einer Simulation mit 10 Hz Dopplerfrequenz und Echoprofil TU in **Bild 3.10b** deutliche Bündelungen der gestörten Rahmen zu sehen, und es treten erheblich mehr Fehler in einem Rahmen auf, wenn dieser gestört ist. Zwischen den Bündeln gestörter Rahmen gibt es gegenüber Bild 3.10a deutlich längere Abschnitte, die völlig fehlerfrei sind. Das Interleaving ist hier nicht mehr stark genug, die Störungen des Kanals aufzubrechen, so daß sie sich in der Fehlerstruktur nach der Decodierung widerspiegeln. Die unterschiedliche Struktur der Fehlerbündel ist hier wichtiger als der Unterschied in der Gesamtzahl der Fehler in den Samples (1685 bzw. 2356) in dem simulierten Zeitabschnitt von ca. 20 Sekunden. Die Empfangssituation und der Höreindruck ist in beiden Fällen sehr unterschiedlich. Erwähnt werden soll noch, daß bei den beiden obigen Simulationen in beiden Fällen kein Fehler in den Sensitivitätsklassen 1 und 4 aufgetreten ist. In der Klasse 2 (Skalenfaktoren) sind im ersten

Fall 2 Fehler in Rahmen Nr. 341 und 3 im Rahmen Nr. 626 aufgetreten, im zweiten 4 Fehler in Rahmen Nr. 435, 5 in Nr. 436 und 7 in Nr. 707. Dies führt zu keiner signifikanten Beeinträchtigung der Qualität. Das stützt die Behauptung, daß die Qualität wesentlich durch die 3. Klasse bestimmt wird.



**Bild 3.10a (Kanal A):** Bündelfehlerstruktur bei dem Echoprofil HT2, 40 Hz Dopplerfrequenz, TM II, R=8/14, Störabstand 10 dB

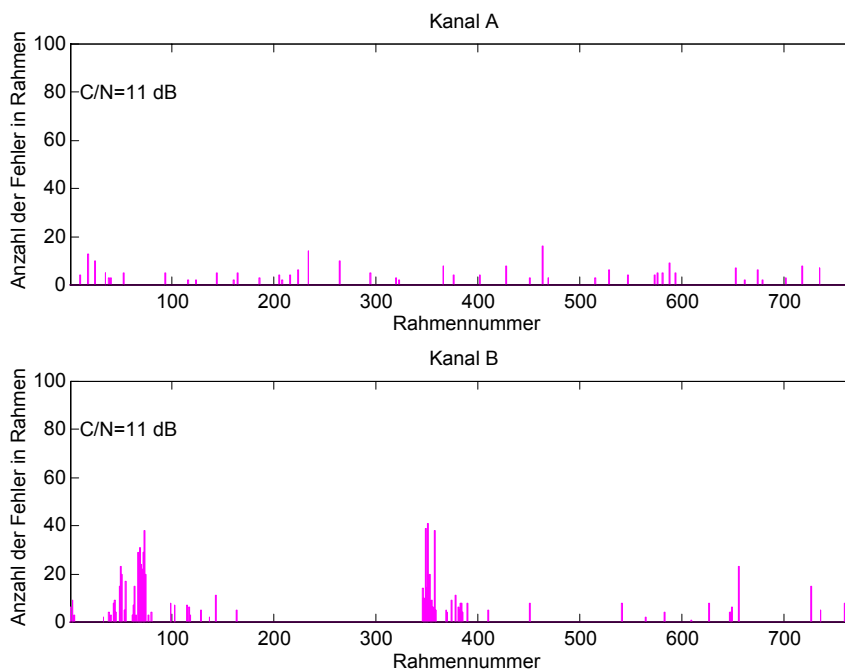
**Bild 3.10b (Kanal B):** Bündelfehlerstruktur bei dem Echoprofil TU , 10 Hz Dopplerfrequenz, TM II, R=8/14, Störabstand 10 dB

Die unterschiedliche zeitliche Struktur der Bitfehler zeigt, daß Bitfehlerraten aus Langzeitmittelungen mitunter nicht die vollständige Information über die Versorgung liefern und dann die Feinstruktur in der Verteilung der Bitfehler genauer untersucht werden muß. Der folgende Abschnitt soll Ansätze hierzu diskutieren

### 3.4 Bündelstörungen und Versorgungsbegriff

Als Beispiel wird wieder eine Audioübertragung mit 192 kbit/s mit Protection Level 3 und die Zahl der Bitfehler in Bitgruppe 3 (Samples) betrachtet, die aus 3392 Nettobits besteht und mit Coderate 8/14 geschützt ist (s. Tabelle 3.4). Im Rayleigh-Kanal mit idealem Interleaving wird bei C/N=11 dB eine Bitfehlerrate von  $10^{-4}$  erreicht. Die Fehler sind dabei gleichmäßig verteilt, und das 'Gurgeln' liegt (mit Kopfhörer) an der Grenze der Wahrnehmbarkeit. Es soll an dieser Stelle davon ausgegangen werden, daß man hier gerade noch von störungsfreiem Empfang (d.h. 100% Versorgung) ausgegangen werden kann. **Bild 3.11a** zeigt eine Simulation für den Kanal HT2 und 40 Hz Doppler. Es kann hier von idealem Interleaving

ausgegangen werden und die simulierte Bitfehlerrate stimmt sehr genau mit der theoretischen überein. **Bild 3.11b** zeigt einen sehr langsamen Kanal mit 5 Hz Dopplerfrequenz und dem frequenzflachen Echoprofil TU.



**Bild 11a (Kanal A):** Bündelfehlerstruktur bei dem Echoprofil HT2, 40 Hz Dopplerfrequenz, TM II,  $R=8/14$ , Störabstand 11 dB

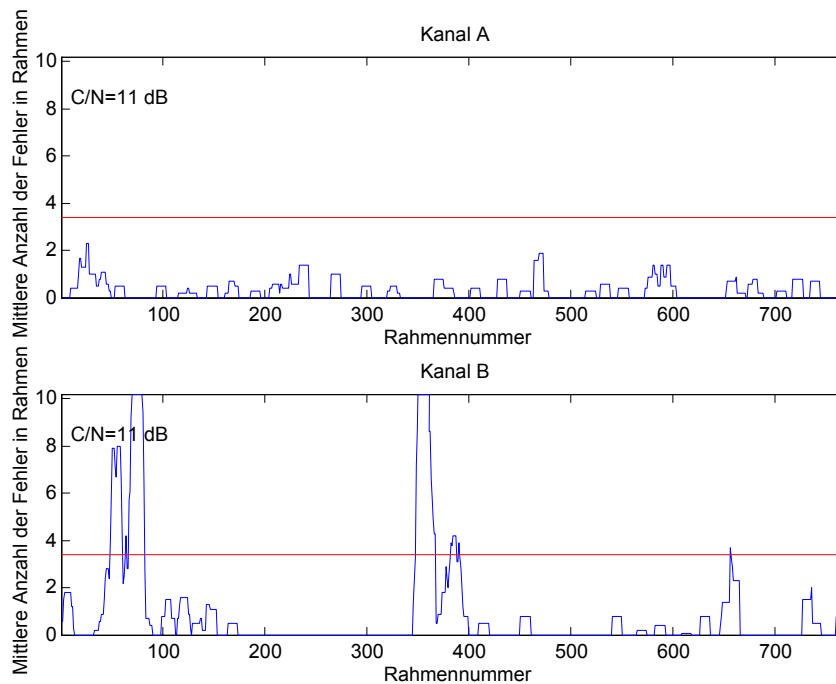
**Bild 11b (Kanal B):** Bündelfehlerstruktur bei dem Echoprofil TU, 5 Hz Dopplerfrequenz, TM II,  $R=8/14$ , Störabstand 11 dB

Die Bitfehlerrate ist jetzt dreimal so hoch wie im vorigen Fall, aber viel auffälliger ist wieder die sehr inhomogene Verteilung der Bitfehler. Aus dem Bild wird auch deutlich, daß die mittlere Bitfehlerrate sehr stark von dem Mittelungsintervall abhängen kann: Z.B. Sind die Rahmen zwischen etwa Nummer 180 und 330 völlig fehlerfrei (Bitfehlerrate=0), während die ersten 150 Rahmen sehr stark Fehlerbehaftet sind. 150 Rahmen entsprechen 3.6 Sekunden und etwa 500 000 übertragenen Nettobits in Gruppe 3, also normalerweise nicht zu wenig für eine Bitfehlerstatistik. Man könnte also sagen, daß bestimmte Abschnitte von der Dauer einiger Sekunden zu 100% versorgt sind, andere gar nicht.

Frage: Auf welcher Zeitskala definiert man die Versorgung?

Eine mögliche Methode, bei *jeder Rahmennummer* die Versorgung zu bejahen oder zu verneinen, ist die Bildung eines gleitenden Mittels der Fehler im Rahmen. Überschreitet das gleitende Mittel über 10 Rahmen die Bitfehlerrate  $10^{-3}$  (entspricht 3.6 Fehler in Gr. 3 pro Rahmen), gilt der Zeitpunkt zu dieser Rahmennummer als gestört. Es ist natürlich wichtig, diese beiden Parameter richtig zu wählen. Erste Untersuchungen beim Westdeutschen Rundfunk [15] deuten darauf hin daß die o.g. Zahlen geeignet sind. Ausführlichere Untersuchungen mit subjektiven Tests wären sicher sehr hilfreich. **Bild 3.12** zeigt für die beiden betrachteten Kanäle die Fehler pro Rahmen im gleitenden Mittel über 10 Rahmen. Die

definierte Versorgungsgrenze von 3.6 Fehlern pro Rahmen ist als waagerechte Linie eingetragen.



**Bild 3.12a (Kanal A):** Bündelfehlerstruktur bei dem Echoprofil HT2, 40 Hz Dopplerfrequenz, TM II, R=8/14, Störabstand 11 dB;

**Bild 3.12b (Kanal B):** Bündelfehlerstruktur bei dem Echoprofil TU , 5 Hz Dopplerfrequenz, TM II, R=8/14, Störabstand 11 dB;

Bei Kanal A liegt 100% Versorgung vor, in Übereinstimmung mit der Annahme weiter oben. Bei Kanal B wird die Grenze in ca. 7% der Fälle überschritten, d.h. die Versorgung beträgt nur ca. 93%. Im Hörtest sind in diesem Zeitabschnitt von ca. 20 Sekunden entsprechend an einigen Stellen deutliche Störungen zu hören.

Die hier als Beispiel genannten Zahlen sollten mit Vorsicht interpretiert werden. Zum einen hängen sie stark von den Parametern "Mittelungsdauer" und "geforderte Fehlerrate" ab, die zunächst etwas willkürlich gewählt sind. Zum anderen wird aus Bild 3.12b deutlich, daß man noch wesentlich mehr als 20 Sekunden Fahrt simulieren müßte, um eine gute Statistik bezüglich des Versorgungsperzentils zu erreichen. Andererseits ist in der Praxis der mittlere Rauschabstand nur für einige Sekunden näherungsweise konstant (Zeitskala des Kurzzeit-Fadings), man müßte also das Langzeit-Fading hier mit einbeziehen.

Eine solche kombinierte Statistik ist sicher kompliziert und möglichst zu vermeiden. Wünschenswert wäre es, wenn immer von gutem Interleaving ausgegangen werden könnte, weil dann ab einem bestimmten Rauschabstand die Versorgung gesichert ist. Dann wäre man in der glücklichen Situation der

### **Bilderbuchplanung:**

Die mittlere Bitfehlerrate ist ein brauchbares Versorgungskriterium, wenn die Bitfehler gleichmäßig verteilt sind. Dann reicht es völlig, eine mittlere Bitfehlerrate von z.B.  $10^{-4}$  zu fordern und den dafür notwendigen mittleren Störabstand aus den analytischen Kurven abzulesen. Ist dieser "Arbeitspunkt" überschritten, gilt die Strecke als versorgt. Die Wahrscheinlichkeit hierfür ergibt sich aus der Statistik des Langzeit-Fadings (nächstes Kapitel).

Die starke Bündelung der Fehler verschwindet bei größerer Dopplerfrequenz oder längeren Echolaufzeiten. Die Frage ist, inwieweit man davon ausgehen kann.

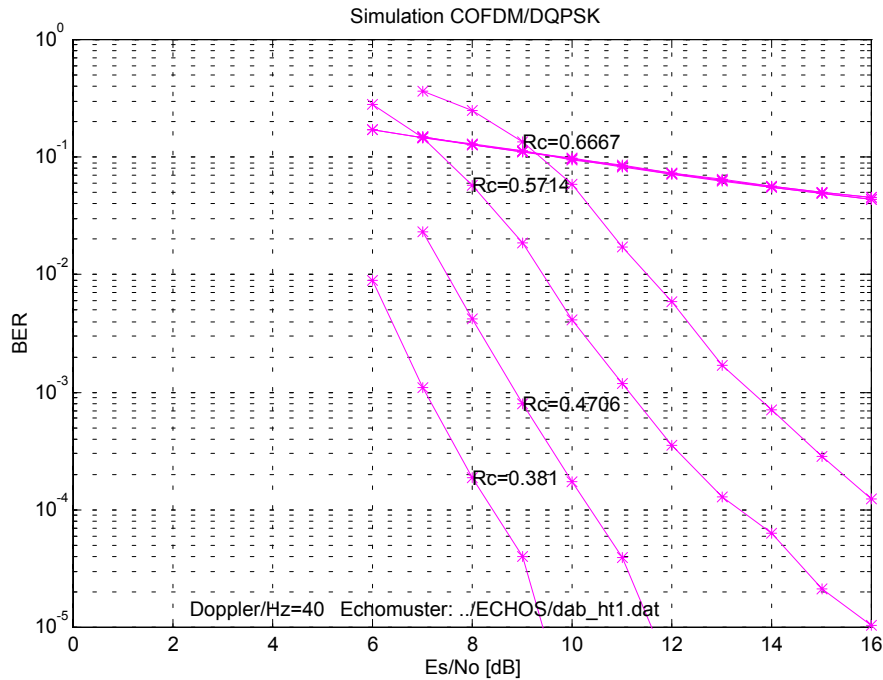
Angemerkt werden soll noch, daß eine reine Statistik der Empfangspegel die genannte Effekte nicht hinreichend wiedergibt. Effekte durch das Zeitinterleaving kommen darin nicht vor. Es ist i.a. bei Breitbandpegelmessungen nicht erkennbar, ob eine geringe Unterschreitungswahrscheinlichkeit auf Frequenzselektivität oder auf eine starke Direktkomponente zurückzuführen ist. Letzteres läßt sich allerdings erkennen, wenn man gleichzeitig Breitband- und Schmalbandmessungen durchführt. Die Pegelstatistik erlaubt dann zwar immer noch keine direkten Rückschlüsse auf die Bitfehler (und damit die Versorgung), wohl aber einen Anhaltspunkt, ob von wirksamem Frequenzinterleaving ausgegangen werden kann.

### **3.5 Auswirkung langer Echos**

Überschreitungen des Schutzintervalls durch lange Echos führen zu Intersymbolinterferenzen und zu Störungen der Orthogonalität. Letzteres macht OFDM besonders empfindlich, da jeder Träger durch seine Nachbarträger gestört wird, wenn die Orthogonalität nicht mehr gegeben ist.

Ein Referenz-Echoprofil für Überschreitungen des Schutzintervalls bei Transmisson Mode II ist "DAB HT1", bei dem 17% der Leistung in einem Echo mit 80  $\mu$ s Laufzeit konzentriert ist. **Bild 3.13** zeigt Simulationen für die Coderaten 8/21, 8/17, 8/14 und 8/12, wie sie bei Protection Level 1-4 und der Audiodatenrate 192 kbit/s für Bitgruppe 3 verwendet werden. Die Verluste sind vergleichbar mit denen bei der kritischen Geschwindigkeit.





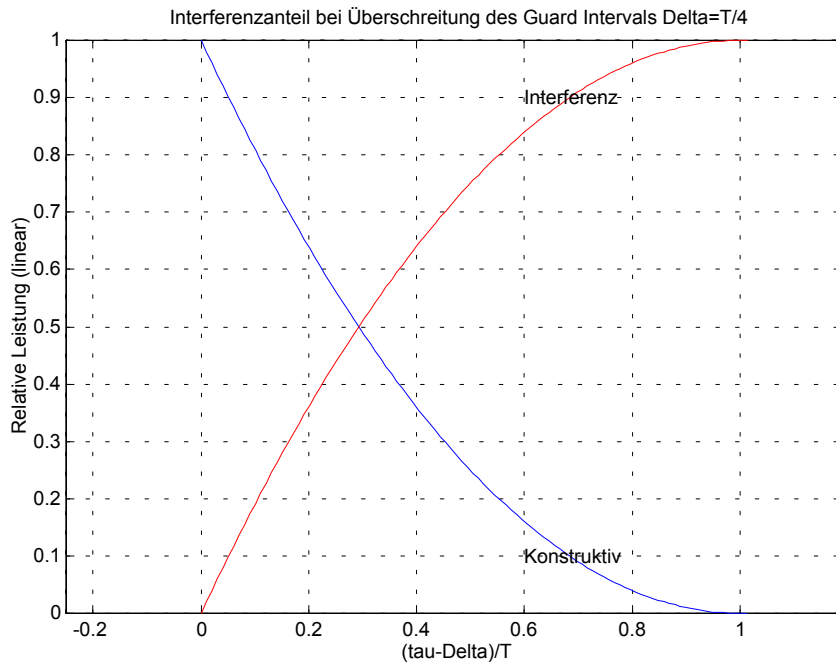
**Bild 3.13:** Simulationen für die Coderaten 8/21, 8/17, 8/14 und 8/12 des DAB-System für das Echoprofil DAB HT1.

Es gibt eine einfache, pauschale Methode, die Interferenzen durch lange Echos zu berücksichtigen. Man kann zeigen, daß bei einem Echo der Laufzeit  $\tau$  der Anteil der nutzbaren (konstruktiven) Leistung gegeben ist durch

$$f(\tau) = \begin{cases} 1 & : \tau < \Delta \\ \left(1 - \frac{\tau - \Delta}{T}\right)^2 & : \Delta \leq \tau < T + \Delta \\ 0 & : \tau > T + \Delta \end{cases}$$

$$\beta(\tau) := 1 - f(\tau) = \text{Interferenzanteil}$$

**Bild 3.14** zeigt den Kurvenverlauf.



**Bild 3.14:** Konstruktiver und Interferenzanteil eines Echos in Abhängigkeit von der Laufzeit

Betrachtet werden soll jetzt der Fall, daß ein Anteil  $\alpha$  der gesamten Empfangsleistung  $C$  von einem Echo der Laufzeit  $\tau > \Delta$  herrührt. Die Interferenzleistung dieses Echos ist dann

$$I = \alpha \beta(\tau),$$

der konstruktiv nutzbare Teil der Leistung

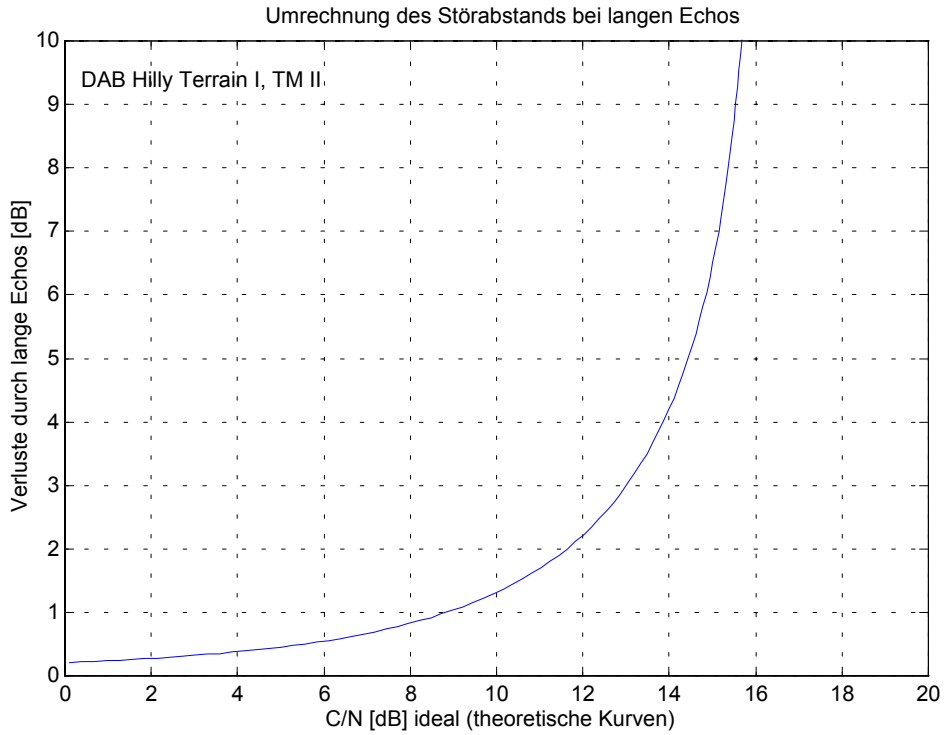
$$C - I = (1 - \alpha \beta(\tau))C$$

Wenn  $N$  die Rauschleistung ist, ist das Verhältnis  $\gamma_I$  von nutzbarer Leistung  $C - I$  zu der gesamten Störleistung  $I + N$  gegeben durch

$$\gamma_I = \frac{1 - \alpha \cdot \beta(\tau)}{1 + \alpha \cdot \beta(\tau) \cdot \gamma} \cdot \gamma,$$

wobei  $\gamma = C/N$  der physikalische Rauschabstand ist.

Unter der Annahme, daß man die Interferenzstörungen wie Gaußsches Rauschen behandeln darf, ist  $\gamma_I$  der für den Demodulator relevante "Rauschabstand". Den Zusammenhang zu der Bitfehlerrate kann man aus den theoretischen Kurven ablesen. Dieser "rechnerische Rauschabstand"  $\gamma_I$  ist geringer als der physikalische  $\gamma$ . Dementsprechend erhöht sich der notwendige Rauschabstand  $\gamma$ . Dieser Verlust ist in **Bild 3.15** aufgetragen für das Profil DAB HT1.



**Bild 3.15**

Man liest z.B. ab, daß bei  $C/N=11$  dB, wie sie bei  $R=8/14$  für die Bitfehlerrate  $10^{-4}$  benötigt werden, der Verlust etwa 1.7 dB beträgt, man also bedingt durch die langen Echos  $C/N=12,7$  dB benötigt wird. Ein Vergleich mit Bild 3.13 zeigt eine recht gute Übereinstimmung mit der Simulation.

## 4 Langzeit-Fading, Versorgung und Sendernetze

### 4.1 Ein Modell für Langzeit-Fading

Die bisher diskutierten Systemeigenschaften beziehen sich auf einen stationären Rayleigh-Kanal mit *konstanter mittlerer Leistung*. Unter "mittlerer Leistung" ist der statistische Mittelwert (Erwartungswert) der Leistung zu verstehen, und es wird angenommen, daß dieser bei einem stationären Kanal mit dem zeitlichen Mittelwerte übereinstimmt (Ergodenhypothese). Entsprechendes wird angenommen für Zeitmittel und Erwartungswerte von statistischen Kenngrößen höherer Ordnung (z.B. Autokorrelationsfunktionen und zugehörige Spektren). Ein stationärer Kanal mit konstanter mittlerer Leistung kommt in der Realität natürlich nicht vor, sondern kann nur ein mehr oder weniger geeignetes Modell sein, das auf einer bestimmten Zeitskala die Wirklichkeit hinreichend gut beschreibt. Das Fading innerhalb eines Zeitintervalles, wo der Kanal als stationär angenommen wird, soll hier als **Kurzzeit-Fading**<sup>6</sup> bezeichnet werden. Der zugehörige stochastische Prozeß ist meist durch das GWSSUS Modell gut beschrieben. Die Amplitudenstatistik gehorcht einer Rayleigh- oder Rice-Verteilung. Das Kurzzeit-Fading nennt man dann Rayleigh- oder Rice-Fading.

Die Annahme eines stationären Kanals ist Voraussetzung zur Herleitung der theoretischen Bitfehlerkurven. Auch Kanalsimulationen - sowohl in Software als auch in Echtzeit-Hardware - arbeiten meist mit stationären Kanälen (obwohl auch andere Optionen bestehen). Das Systemverhalten läßt sich am besten unter kontrollierten, reproduzierbaren und *stationären* Bedingungen beurteilen. Hieraus leitet man dann Folgerungen z.B. für die Versorgungsplanung ab.

Wichtig ist die Zeitskala. Eine Simulation mit einem stationären Kanal über die Dauer von 5 Minuten gibt sicher kein Abbild der Realität wieder (das Auto ist längst in einer anderen topographischen Umgebung), kann aber für bestimmte Fragestellungen eine sinnvolle Messung sein. Simulationen von ein oder zwei Sekunden liefern mitunter bei langsamen Kanälen keine vernünftige Statistik, d.h. die Annahme *Zeitmittel=Erwartungswert* kann dann nicht gemacht werden. Man sollte die Frage nach der "richtigen" Simulationsdauer nicht pauschal beantworten, sondern immer überlegen, was jeweils angemessen ist. In der Realität sind näherungsweise stationäre Kanäle - je nach Topographie - auf Fahrstrecken zwischen 20 und 60 Metern zu erwarten, was einigen Sekunden Fahrzeit entspricht. Bei 200 MHz sind dies nicht einmal 50 Wellenlängen, d.h. die zeitlichen Mittelwerte über diese Strecke sind nicht sehr gut, bei 1500 MHz sind es 100 bis 300 Wellenlängen, d.h. die Statistik ist deutlich besser.

Die statistischen Schwankungen des über diese kurzen Strecken näherungsweise konstanten Mittelwertes der Leistung werden als **Langzeit-Fading**<sup>7</sup> bezeichnet. Das Modell für das "kombinierte Fading" (den Gesamtprozeß) ist dann ein GWSSUS-Kanal für das Kurzzeit-

---

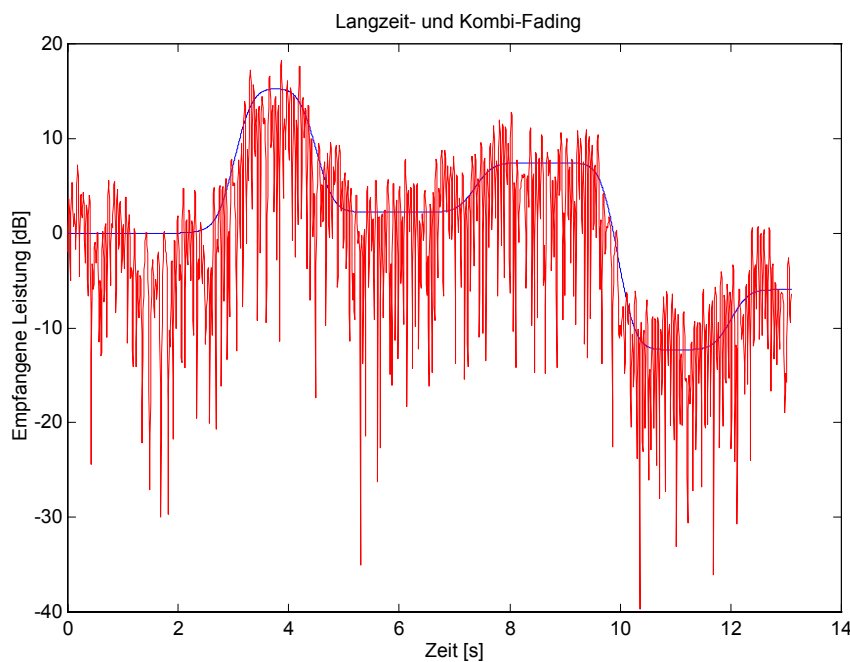
<sup>6</sup>Häufig wird dies in der Literatur *Fast Fading* genannt. Dieser Begriff wird hier nicht verwendet, um Verwechslungen mit Effekten durch schnelle Phasenfluktuationen zu vermeiden.

<sup>7</sup>Nicht *langsames Fading*, um Verwechslungen zu vermeiden.

Fading mit zeitvarianter Übertragungsfunktion  $H(f;t)$ , der multiplikativ überlagert wird mit einem Prozeß  $L(t)$  für das Langzeit-Fading.

$$H_{Gesamt}(f;t) = L(t)H(f,t) \quad (4.1)$$

Das Langzeit-Fading wird als frequenzunabhängig angenommen, da es in dem Modell die Pegelschwankungen durch sich ändernde Topographie (Abschattungen usw.) darstellen soll, die innerhalb der Übertragungsbandbreite als frequenzunabhängig angesehen werden können.  $L(t)$  ist gegenüber  $H(f,t)$  langsam zeitlich veränderlich und wird daher für die Zeitdauer von vielen Wellenlängen als konstant angesehen.  $L$  ergibt sich aus dem Gesamtprozeß, indem man das Kurzzeit-Fading über solche Zeitabschnitte herausmittelt. **Bild 4.1** zeigt ein Beispiel für den möglichen Verlauf des kombinierten Kurz- und Langzeit-Fadings.



**Bild 4.1: Kombiniertes Fading**

Genauso, wie sich für das Kurzzeit-Fading das GWSSUS-Modell als ein physikalisch gut begründbares und mathematisch gut zu handhabendes Modell bewährt hat, hat sich für das Langzeit-Fading die Annahme des Lognormal-Fadings bewährt. Dies bedeutet, daß man den (über gewisse Zeiten näherungsweise konstanten) Pegel

$$\Lambda = 10 \cdot \lg L \quad (4.2)$$

als normalverteilt annimmt. Dieses Modell hat nicht nur den Reiz der Einfachheit, es läßt sich auch physikalisch aus dem Zentralen Grenzwertsatz begründen: Die Empfangsleistung ergibt sich als eine multiplikative Überlagerung von vielen Dämpfungseffekten, die zu einer additiven Überlagerung in den Pegeln führt. Für die Summe vieler solcher Beiträge kann man dann eine Normalverteilung annehmen. Die Näherung mag grob sein, ist aber für eine qualitative, pauschale Beschreibungweise das Beste, was man machen kann. Die Pegel sind also normalverteilt mit der Dichte

$$p_{\Lambda}(\Lambda) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{LN}} e^{-(\Lambda - \mu_{LN})^2 / 2\sigma_{LN}^2} \quad (4.3)$$

mit Streuung  $\sigma_{LN}$  und Mittelwert  $\mu_{LN}$ . Bei der Normalverteilung stimmen Median und Mittelwert überein. Rechnet man vom Pegel  $\Lambda$  wieder auf die Leistung  $L$  um, so ergibt sich die Verteilungsdichte

$$p_L(L) = \frac{10 / \ln 10}{\sqrt{2\pi} \cdot L \cdot \sigma_{LN}} e^{-(10 \lg L - \mu_{LN})^2 / 2\sigma_{LN}^2}, \quad (4.4)$$

für die  $\mu_{LN}$  ist dann der Medianwert ist, aber nicht mehr der Mittelwert. Die Wahrscheinlichkeiten, daß ein Pegel von  $x$  dB unterschritten wird, berechnet sich bei der LN-Verteilung zu

$$\Pr(L < x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\mu_{LN} - x}{\sqrt{2} \cdot \sigma_{LN}} \right). \quad (4.5)$$

In **Bild 4.2** ist diese Größe in Abhängigkeit vom  $x$  für 3 Werte für  $\sigma_{LN}$  relativ zum Medianwert aufgetragen.

#### Rechenbeispiel

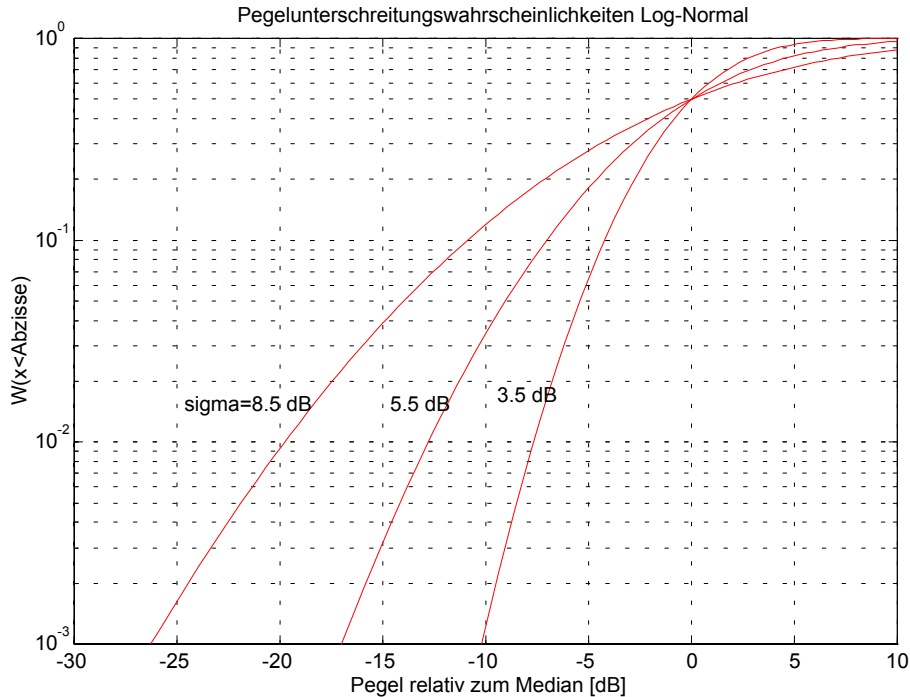
Bei DAB werden Audio-Programme mit Protection Level 3 übertragen. Der notwendige Rauschabstand im Rayleigh-Kanal mit als ideal anzunehmendem Interleaving C/N muß mindestens 11 dB betragen, um Versorgung zu gewährleisten. Entlang einer Fahrstrecke wird das Langzeit-Fading als Lognormal mit konstanten Werten für Varianz  $\sigma_{LN}$  und Mittelwert  $\mu_{LN}$ . Für das Empfängerrauschen innerhalb der Übertragungsbandbreite wird der Wert -106.2 dBm angesetzt. Für  $\sigma_{LN} = 3.5$  dB bzw. 5.5 dB bzw. 8.5 dB sollen die notwendigen Werte für  $\mu_{LN}$  ermittelt werden, sodaß eine Versorgungswahrscheinlichkeit von 99 % (95%) für *jeden (Zeit-) Punkt* erreicht wird.

Wegen des für die Versorgung notwendigen Mindestrauschabstandes von 11 dB muß der mittlere Empfangspegel  $C = -95.2$  dBm betragen, damit der Punkt versorgt ist. Aus Bild 4.2 kann man die relativen Pegel ablesen, bei denen ein mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit dieser unterschritten wird. Z.B. wird bei  $\sigma_{LN} = 3.5$  dB mit einer Wahrscheinlichkeit von 1 % ein relativer Pegel von -7.5 dB unterschritten, d.h. mit einer Wahrscheinlichkeit von 99 % liegt der Wert darüber. Bei einer notwendigen Leistung von -95.2 dBm muß der Medianwert 7.5 dB höher liegen, also bei -87.7 dBm, um eine 99 %-ige Versorgungswahrscheinlichkeit zu gewährleisten.

Die anderen Werte sind in **Tabelle 4.1** aufgelistet

**Tabelle 4.1:** Notwendige Werte für den Median Pegel bei LN-Fading für verschiedene  $\sigma_{LN}$  und geforderte Versorgungswahrscheinlichkeiten 99% und 95 %

$\sigma_{LN} =$	3.5 dB	5.5 dB	8.5 dB
99 % Versorgung	-87.7 dBm	-82.6 dBm	- 75.7 dBm
95 % Versorgung	-89.7 dBm	- 86.2 dBm	- 81.2 dBm



**Bild 4.2:** Pegelunterschreitungswahrscheinlichkeiten bei der Lognormal-Verteilung

Man sieht, daß die 99%-Versorgungswahrscheinlichkeiten sehr empfindlich von  $\sigma_{LN}$  abhängen. Eine sorgfältige Ermittlung dieses Parameters ist daher für die Planung sehr wichtig.

## 4.2 Langzeit-Fading und der Bezug zu den Meßgrößen

Experimentell läßt sich  $L$  aus Meßgrößen durch Herausmitteln des Kurzzeit-Fadings bestimmen. Dies geschieht bei einer Schmalband-Messung einer festen Frequenz  $f_0$  durch das zeitliche Mittel der Übertragungsleistung über ein geeignetes Beobachtungsintervall  $T$

$$L = \frac{1}{T} \int_T |H(f_0, t)|^2 dt \quad (4.6)$$

Es handelt sich hier um das zeitliche Mittel einer Leistung, nicht um den Medianwert<sup>8</sup>.

Bei Breitbandmessungen sollte sich für jede Frequenz innerhalb der Bandbreite derselbe Mittelwert ergeben, wenn  $T$  groß genug gewählt ist. Durch zusätzliche Mittelung über die Bandbreite  $B$  kann die Statistik verbessert bzw. das Beobachtungsintervall  $T$  verkürzt werden.

<sup>8</sup>Bei Rayleigh-Fading kann man Median- und Mittelwert leicht umrechnen: Median=Mittelwert - 1.6 dB

$$L = \frac{1}{BT} \int_B df \int_T dt \cdot |H(f, t)|^2 \quad (4.7)$$

Dies gilt um so mehr, je stärker der Kanal innerhalb der Bandbreite unterschiedlich ist, d.h. je kleiner die Kohärenzbandbreite ist bzw. je länger die Echos sind.

Sind für eine Statistik hinreichend viele der auf diese Weise ermittelten Werte für den zugehörigen Pegel  $\Lambda = 10 \lg L$  vorhanden, kann man hieran eine Normalverteilung anpassen und so Varianz  $\sigma_{LN}$  und Mittelwert  $\mu_{LN}$  ermitteln. Wichtig ist, das Intervall für die Mittelung nicht zu klein zu wählen, weil sonst nicht das Langzeit-Fading, sondern ein kombiniertes Fading ausgewertet wird. Auch an dieses läßt sich eine Normalverteilung hinreichend "schön" anpassen, sodaß der Fehler nicht leicht auffällt. Der Wert für  $\sigma_{LN}$  ist dann zu groß. Die sehr unterschiedlichen Werte für  $\sigma_{LN}$ , die man in der Literatur findet, sind so zu erklären und auch die scheinbare Bandbreitenabhängigkeit von  $\sigma_{LN}$ , die in diesem Modell nicht vorkommen darf<sup>9</sup>. Es ist in der Literatur die Rede von  $\sigma_{LN}$  zwischen 8 und 9 dB für Schmalbandmessungen und 5-6 dB für Breitbandmessungen. Messungen, die das Kurzzeit-Fading angemessen herausmitteln [14], kommen dagegen nur auf Werte zwischen 3 und 4 dB. Diese Zahlen haben sehr großen Einfluß auf die Versorgungsplanung.

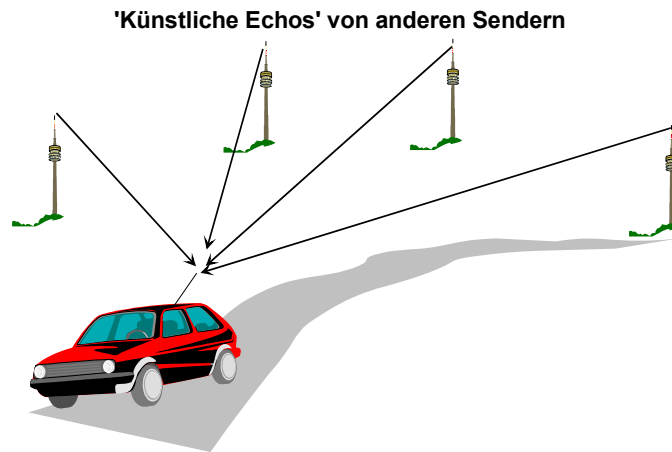
### 4.3 Versorgung durch Gleichwellennetze

Ein entscheidender Vorteil des DAB-Systems ist seine Gleichwellenfähigkeit. Das OFDM-Verfahren kann die Leistung von Echos nutzen, solange deren Laufzeiten (relativ zum zuerst eintreffenden Signalbeitrag) kürzer sind als das Schutzintervall  $\Delta$ . Dies gilt auch für "künstliche Echos" durch Sender in einem Gleichwellennetz (Single Frequency Network), die synchron und auf der selben Frequenz ausstrahlen (s. **Bild 4.3**). Solange die entsprechenden Laufzeitdifferenzen kleiner als  $\Delta$  bleiben, tragen sie zur Verbesserung des Empfangs bei. Auf diese Weise wird für ein Versorgungsgebiet mit identischen Modulationsinhalten nur noch eine Frequenz benötigt und nicht mehr viele.

---

<sup>9</sup>Es ist keine experimentelle Fragestellung, ob die Varianz bandbreitenabhängig ist, sondern eine Frage des Modells. In diesem Modell der Trennung der beiden Fading-Mechanismen ist für eine Bandbreitenabhängigkeit kein Platz. Neuere, genauere Messungen [14] zeigen auch, daß sich die beiden Mechanismen sehr gut trennen lassen und bei geeigneter Mittelung keine Bandbreitenabhängigkeit mehr vorhanden ist.

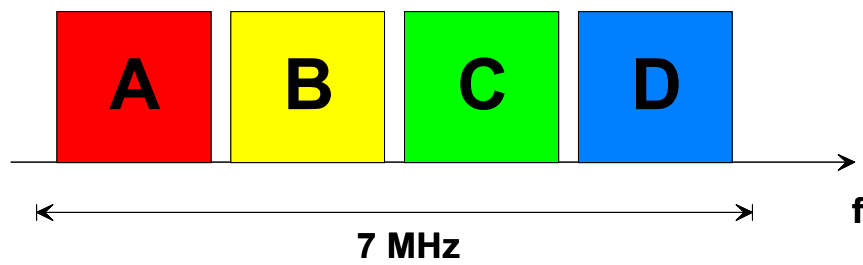




**Bild 4.3:** Schematische Darstellung des Gleichwellenempfangs

Bei Transmission Mode I des DAB-Systems sind bewußt andere Nachteile in Kauf genommen worden (insbesondere Empfindlichkeit gegenüber Dopplereffekt), um durch eine sehr lange Symboldauer und ein sehr langes Schutzintervall von ca. 250  $\mu\text{s}$  (entspricht ca. 75 km Weglänge der Wellenausbreitung) den Betrieb von Gleichwellennetzen mit großen Senderabständen zu ermöglichen. In der Bundesrepublik sind ca. 60 km typisch. Man kann davon ausgehen, daß bei Transmission Mode I nur ein geringer Teil der Leistungsanteil außerhalb des Schutzintervalls eintrifft.

Mit 4 Frequenzblöcken von ca. 1.5 MHz z.B. in einem Fernsehkanal von 7 MHz (s. **Bild 4.4**) kann man theoretisch eine flächendeckende Versorgung mit unterschiedlichen Programminhalten erreichen (s. **Bild 4.5**), wenn die Distanz, nach der dieselbe Frequenz wiederverwendet wird, nicht zu klein ist.



**Bild 4.4:** Belegung eines Fernsehkanals mit 4 DAB-Frequenzblöcken

Der Block A könnte z.B. dem WDR zugeordnet sein, der Block B dem NDR, der Block C dem HR usw. Das Beispiel in **Bild 4.5** ist stark vereinfacht. In der Praxis sind oft noch zusätzliche Frequenzblöcke nötig.

A	C	A	C	A	C	A	C	A	C
B	D	B	D	B	D	B	D	B	D
A	C	A	C	A	C	A	C	A	C
B	D	B	D	B	D	B	D	B	D

**Bild 4.5:** Zuordnung von Frequenzblöcken zu Regionen (schematisch)

Gleichwellennetze sind nicht nur frequenzökonomisch, sondern auch leistungseffizient, d.h. die insgesamt aufgewendete Sendeleistung läßt sich gegenüber UKW deutlich senken. Der Signalanteil jedes Senders unterliegt dem Langzeitfading und wird z.B. durch eine Lognormal-Verteilung beschreiben. Die Wahrscheinlichkeit, daß die Leistungen aller Signalanteile unter einen bestimmten Pegel fallen, ist sehr viel geringer als für einen Sender, insbesondere bei statistisch unabhängigem Fading der Beiträge. Dieser Effekt wird als *Netzgewinn* der Gleichwellennetze bezeichnet.

Gleichwellennetze sind noch aus einem weiteren Grund vorteilhaft für die Empfangsqualität: Durch die Laufzeitunterschiede zwischen den Sendern ist in der Regel der Delay Spread  $\Delta\tau$  deutlich größer als bei konventionellen Netzwerken. Dies wirkt sich positiv auf das Frequenzinterleaving aus, so daß die Hoffnung besteht, daß man bei einem Gleichwellennetz fast immer von idealem Frequenzinterleaving ausgehen kann. Inwieweit dies richtig ist, sollte mit Hilfe von Ausbreitungsmodellen genauer untersucht werden. Wenn z.B. mit einer hinreichend hohen Sicherheit in den Gebieten, wo die Empfangsleistung in einen kritischen Bereich kommt, der Delay Spread groß genug ist für ideales Frequenz-Interleaving, so ist man hier in der glücklichen Lage einer "Bilderbuchplanung". Man muß ferner dabei berücksichtigen, daß das Langzeit-Fading nicht mehr Lognormal ist, sondern durch Kombination mehrerer Beiträge zustande kommt die jeweils einzeln Lognormal verteilt sind.

Insgesamt kommt also ein größerer Delay Spread mit einer geringeren Varianz des Langzeit-Fadings zusammen, sodaß wesentlich günstigere Bedingungen zu erwarten sind als bei einem konventionellen Netzwerk.

## Literatur

1. P.A. Bello: Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels, IEEE Trans. on Communications, COM-11, pp. 360-393, (1963)
2. J. Achilles, H. Bochmann, H. Schulze: Breitbandige Messung von Über\-tragungsverhältnissen im Mobilfunkkanal, Technischer Bericht des Forschungsinstituts für Kommunikationstechnik der Robert Bosch GmbH, Hildesheim 1990
3. H. W. Schübler, J. Thielecke, K. Preuss, W. Edler, M. Gerken: A Digital Frequency-Selective Fading Simulator, Frequenz 43 (1989), S. 47-55
4. H. Schulze, *Stochastische Methoden und digitale Simulation von Mobilfunkkanälen*, Kleinheubacher Berichte Bd. 32, S. 473-483, 1989
5. P. Höher: *A Statistical Discrete-Time Model for the WSSUS Multipath Channel*, IEEE Trans. on Veh. Technology, VT-41 (4), pp. 461-468, 1992
6. S.O. Rice: Mathematical Analysis of Random Noise, Bell System Technical Journal, Vol. 23, 1944, pp. 282-332, Vol. 24, 1945, pp. 46-156.
7. European Telecommunications Standards Institute (ETSI) und European Broadcasting Union (EBU): *Radio broadcast systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers*, ETS 300 401, Genf und Sophia Antipolis, Februar 1995
8. J. Hagenauer: *Rate Compatible Punctured Convolutional Codes (RCPC Codes) and their Applications*, IEEE Transactions on Communications, COM-36, pp. 389-400, 1988
9. P. Höher, J. Hagenauer, E. Offer, Ch. Rapp, H. Schulze: *Performance of an RCPC-Coded OFDM-based Digital Audio Broadcasting (DAB) System*, ITG Fachtagung Hörrundfunk 18.-20. Februar 1992 in Mannheim, erschienen als ITG Fachbericht 118 "Hörrundfunk", S. 135-140, 1992
10. J. Hagenauer, N. Seshadri, C.-E. W. Sundberg: *The Performance of Rate Compatible Punctured Convolutional Codes for Mobile Radio*, IEEE Transactions on Communications, COM-38, pp. 966-980 1990
11. Th. Wächter, *Das Übertragungsverfahren des zukünftigen digitalen Hörrundfunks*, Der Fernmeldeingenieur, Doppelheft 11-12, 1992
12. J. Hagenauer: *Fehlerkorrektur und Diversityverfahren bei Fading-Kanälen*, AEÜ 36, S. 337-344, 1982
13. J.G. Proakis: *Digital Communications*, 2nd ed. McGraw-Hill 1989
14. R. Schramm, R. Großkopf: *Der DAB-Funkkanal bei mobilem Empfang*, Technischer Bericht des IRT Nr. B 132/93 (1993)
15. G. Frieling: *Bitfehlermessungen zur Beurteilung der DAB Rundfunkversorgung*, Diplomarbeit, Meschede 1995

# Anhang

## A.1 Umrechnung auf Feldstärken

In der praktischen Planung ist i.a die Feldstärke die Rechengröße. Empfangsleistung  $P_E$  eines Kugelstrahlers ist gegeben durch

$$P_E = \frac{\lambda^2 E^2}{4\pi \eta},$$

wobei  $E$  der Effektivwert für die elektrische Feldstärke ist,  $\lambda$  die Wellenlänge und  $\eta=377 \Omega$  der Wellenwiderstand des Vakuums. Setzt man die Zahlen ein so ergibt sich

$$\frac{P_E}{\text{mW}} = 2.111 \cdot 10^{-12} \left( \frac{\lambda}{\text{m}} \right)^2 \left( \frac{E}{\text{mV/m}} \right)^2,$$

bzw.

$$\begin{aligned} P_E [\text{dBm}] &= P_E [\text{dB } \mu\text{V/m}] - 126.76 \text{ dB} + 20 \lg(\lambda / \text{m}) \text{ dB} \\ &= P_E [\text{dB } \mu\text{V/m}] - 77.2 \text{ dB} - 20 \lg(f / \text{MHz}) \text{ dB} \end{aligned}$$

Es ergibt sich daraus z.B.

$$P_E [\text{dBm}] = P_E [\text{dB } \mu\text{V/m}] - \begin{cases} 124.2 \text{ dB} & : f = 225 \text{ MHz} \\ 140.7 \text{ dB} & : f = 1500 \text{ MHz} \end{cases}$$

Um die dafür notwendige Sendeleistung zu ermitteln, benötigt man geeignete Ausbreitungmodelle.