Anwendung von Feldstärkevorhersagemodellen bei digitalen Modulationsverfahren

Niels Koch (Dipl.-Ing)
DG2MIM
kochniels@googlemail.com

1. Einführung

Sobald man eine Funkstation auf einem Berg errichtet und damit die Aufmerksamkeit der Passanten erregt, wird oft die Frage gestellt:
„*Wie weit geht das ?*“
Die Antwort darauf ist so schwierig, wie die Frage einfach ist.
„*…das kommt darauf an…*“, lautet dann die ausweichende Antwort. Und worauf kommt es an ?

Seit den Tagen als Marconi [1] die ersten Übertragungsversuche zwischen Großbritannien und Neufundland durchführte (1901), wird die Frage nach der Reichweite von Funkaussendungen intensiv erforscht.
Über Langzeitstudien konnten Wettereinflüsse, Jahres- und Tageszeiteinflüsse bei verschiedenen Frequenzbereichen ermittelt werden. Mit der Erschließung der oberen UKW-Frequenzbereiche erkannte man die Einflüsse des Terrains und lernte schnell, daß Berggipfel sehr förderlich für die Reichweite sind und Täler die Interferenzen mit anderen Funkstationen minimieren.
Als die Funktechnik durch Transistorisierung und Microchips immer kleiner und damit portabler wurde, war die Tür zum Mobilfunk aufgestoßen. In den 1980er Jahren begann man ein engmaschiges Netz an Funkversorgungstandorten zu errichten. Auch hier stellte sich die immer währende Frage „Wohin soll die Station gebaut werden ?“ und „Erreichen wir die nötige Funkabdeckung ?“.
Die Vorhersage der Funkversorgung wurde ein quasi-„Volkssport“ an Universitäten in der ganzen Welt. Es scheint fast so, daß ein jeder Doktorand mindestens ein Vorhersagemodell „erfunden“ haben mußte. Diese Entwicklung erfuhr zyklische Perioden von ca. 20 Jahren, in den 60er Jahren, Mitte der 80er und um die Jahrtausendwende.
Während die ersten Modelle sehr einfach verständlich und mittels Rechenschieber oder einfachem Taschenrechner beherrschbar waren, verkomplizierten sich die Modelle sukzessive, so daß heutige komplexe Modelle ohne leistungsfähige Computer nicht anwendbar sind.
Der Trend zu immer aufwendigeren Modellen ist dem immerwährenden Wunsch geschuldet, so genau wie möglich die Feldstärke vorauszuberechnen. Vergleicht man jedoch die Modelle über die letzten 100 Jahre stellt man fest, daß die einfachen Modelle nicht wesentlich schlechter als moderne komplexe Modelle sind. Eine mittlere Abweichung von 6-10 dB wird als sehr gute bis gute Übereinstimmung der Vorhersage mit dem realen Meßwert angesehen.
Im nachfolgenden Beitrag sollen einfache, leicht verständliche Modelle besprochen werden, mit deren Hilfe gute Funkstandorte gefunden und Antennensysteme dimensioniert werden können. Insbesondere diese Modelle, die auch mit modernen digitalen Modulationsverfahren, wie beispielsweise COFDM, gute Resultate geben, sollen nachfolgend dargestellt werden.

2. Einfache Vorhersagemodelle

2.1 Grobe Abschätzung der Funkreichweite

Ab dem UKW-Frequenzbereich wird die Ausbreitung immer lichtähnlicher, d.h. wo man hinsehen bzw. hinleuchten kann, wird man auch hinfunken können. Durch Brechung an der Atmosphäre, Beugung an Hindernissen und Kanten, Reflexion an Flächen und am Boden und einhergehender Streuung kann über den sichtbaren Horizont hinaus eine Verbindung hergestellt werden.
Als Faustformel gilt: Funkreichweite = Sichtweite + (10…30%)

Die exaktere Bestimmung wird laut [2] ermittelt mit:

$$d_{optical} = 3{,}57 \cdot \left(\sqrt{h_{send}} + \sqrt{h_{rec}}\right)$$
$$d_{radio} = 4{,}12 \cdot \left(\sqrt{h_{send}} + \sqrt{h_{rec}}\right)$$

mit h_{send} und h_{rec} der Höhen des Senders und Empfängers über Normalniveau. Aufgrund der Faktorenunterschiede 3,57 und 4,12 ergeben sich rund 15% mehr Funkreichweite. Bei ebenem Gelände erweitet sich dieser Wert auf 30%, bei hügeligem Terrain reduziert er sich auf knapp 10%.

2.2 2-Wege-Modell

Normalerweise können Funkstationen nicht so hoch und freistehend errichtet werden, daß der Boden vernachlässigbar wäre. Eine Berechnung der Ausbreitung mittels der bekannten Friis-Formel (auch als Freiraumdämpfung bekannt) kann nicht angewendet werden. Der entscheidende Hinweis heißt „*Freiraum*“. Diese Bedingung ist allenfalls im Weltall erfüllt, jedoch nicht bei realen Installationen auf der Erde.

Daher erweitern wir das Modell um den Boden und nehmen Bodenreflexionen in die Berechnung auf. Bild 2 zeigt die Vorgehensweise.

Das Empfangssignal setzt sich aus dem direkt empfangenen Signal und dem reflektierten Signal zusammen. Im einfachsten Fall nehmen wir nur einen Reflexionspunkt an, obwohl in der Realität eine Vielzahl an reflektierten Signalanteilen die Empfangsleistung bestimmt.

Ferner gehen wir von einer glatten, ebenen Bodenfläche aus, um Streuungs- und Absorptionseffekte in diesem Modell vernachlässigen zu können.

Aufgrund der beiden Signalkomponenten am Empfangsort ergibt sich ein Signalwegunterschied $\Delta\varphi$, der sich berechnet zu:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi \cdot h_{send} \cdot h_{rec}}{\lambda \cdot d}$$

$$(h_{send} + h_{rec}) << d$$

Wird die Bedingung erfüllt, daß der Abstand zwischen dem Sender und Empfänger wesentlich größer als die Summe der Masthöhen ist, kann für die daraus resultierenden kleinen Winkel der Sinus approximativ verwendet werden. Die Empfangsleistung errechnet sich dann in Anlehnung an die Friis-Formel zu:

$$P_{rec} = P_{send} \cdot G_{send} \cdot G_{rec} \cdot \left(\frac{\lambda}{2\pi \cdot d} \cdot \sin(\Delta\phi) \right)^2$$

h_{send}: Sendemasthöhe in m
h_{rec}: Empfängermasthöhe in m
d: Abstand zwischen Sender und Empfänger in m
P_{send}: Sendeleistung in W
P_{rec}: Empfangsleistung in W
G_{send}: linearer Gewinn der Sendeantenne
G_{rec}: linearer Gewinn der Empfangsantenne
λ: Wellenlänge

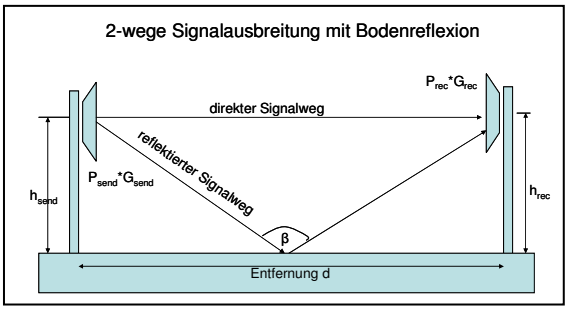

Bild 2: Skizze zur Darstellung der Randparameter des 2-Wege Modells

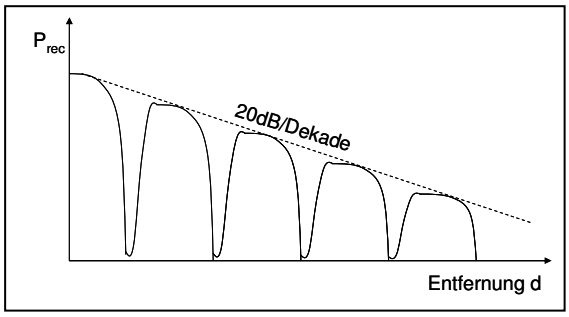

Bild 3: Empfangsleistung $P_{rec}(d)$ in Abhängigkeit des Empfangsortes d nahe am Sender.

2.3 Modell der Fresnel-Zone

Wie aus dem Bild 3 ersichtlich, treten periodische Signalschwankungen bishin zu Signalauslöschungen am Empfangsort auf.

Da der Signalwegunterschied am Empfangsort eine Funktion aus Masthöhe h und Abstand d ist, kann man für jede Paarung h und d den Phasenversatz $\Delta\varphi$ errechnen, bei dem eine Signalauslöschung entsteht. Zeichnet man diese Paarungskombination als Iso-Linie, d.h. Linien mit gleichem Intensitätswert, dann erhält man eine ellipsoide Iso-Linie.

Der Optikforscher *Fresnel* (Augustin Jean Fresnel 1788-1827) hat dies bereits im 18. Jahrhundert erkannt. Ihm zu Ehren wird diese Ellipse benannt. Die Fresnel-Ellipse berechnet sich zu:

Ellipsenformel: $r_1 + r_2 = d + \frac{n \cdot \lambda}{2}$

Plazieren wir den Sende- und Empfangsmast in die Radienpunkte der Ellipse, dann ist mindestens die 1.Ordnung der Fresnel-Ellipse hindernisfrei zu halten.

Damit erhalten wir eine weitere Randbedingung, daß Bodeneinflüsse, wie Gebäude, Berge, Bäume usw. nicht höher sein dürfen, als daß sie in diese Fresnel-Ellipse ragen oder anders ausgedrückt, die Sende- und Empfangsstandorte sind so hoch anzuordnen, daß Bodeneinflüsse außerhalb der kritischen Phasenversatzzone bleiben.

Dieser Freihaltebereich an seiner Bauchstelle b errechnet sich zu:

$$b = \frac{1}{2}\sqrt{d \cdot \lambda + \frac{\lambda^2}{4}} = \sqrt{\lambda \cdot \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \approx \frac{\sqrt{d \cdot \lambda}}{2}$$

r_1 = Radius der 1.Ellipsenzone
r_2 = Radius der 2.Ellipsenzone
d = Entfernung zwischen Radien
n = Fresnelzonenindex
λ = Wellenlänge

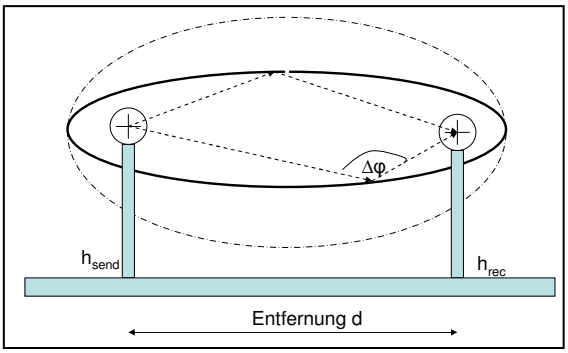

Bild 4 zeigt die Verhältnisse der Fresnelzone schematisch.

2.4 Knife-Edge Modell

Aus empirischen Messungen erkannte man schnell, daß eine Minderung der Empfangsleistung von 6dB auftritt, wenn Hindernisse an die 1.Fresnelzone heranreichen. Ragen Hindernisse tiefer in das Fresnel-Ellipsoid hinein, treten massive Empfangspegeleinbrüche auf.
Um diese Messungen mathematisch zu beschreiben, wurden die Versuche vereinfacht. Im Modell geht man von einem schmalen Hindernis aus, d.h. bei angenommen 10 km Abstand und einem Hindernis der Breite von einem Gebäude (ca.10 m), erscheint dieses Hindernis 1000-fach schmaler. Man sagt dazu „dünn wie eine Messerschneide“, wovon der Name des Berechnungsmodells abgeleitet wurde.

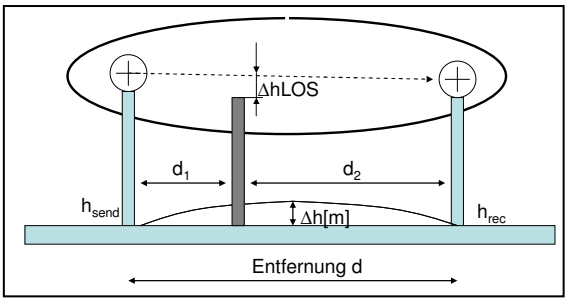

Bild 5: Skizze zur Darstellung des Knife-Edge Modells

Bei Entfernungen > 10 km sollte man die Erdkrümmung mit berücksichtigen.

Die Erdkrümmungskorrektur errechnet sich mit dem Brechungsindex K=4/3 und dem Erdradius r_0=6370 km zu:

$$\Delta h[m] = \frac{d^2}{8r_0} - \frac{d^2}{8r_0 \cdot K} \approx 4{,}9 \cdot 10^{-3} \cdot d^2[km]$$

Im nächsten Schritt muß eine Beschreibung des Hindernisses im Übertragungsweg erfolgen. Die Abstände d_1 und d_2 zeigen die Position des Hindernisses an und der Parameter Δh_{LOS} beschreibt, wie weit das Hindernis in die Fresnelzone eintaucht. Um den Behinderungsgrad des Objektes letztlich zu bestimmen, wird ein Hilfsparameter *v* eingeführt, der die weitere Berechnung taschenrechnertauglich vereinfacht.
Berechne folgende Formeln:

$$\Delta h[m] \approx 4{,}9 \cdot 10^{-3} \cdot d^2[km]$$

$$h_{peak} = h_{Object} - \Delta h[m]$$

$$\Delta h_{LOS} = \frac{(h_{send} - h_{peak}) \cdot (d_1 + d_2) - (h_{send} - h_{rec}) \cdot d}{d_1 + d_2}$$

$$v = -\Delta h_{LOS} \cdot \sqrt{\frac{2}{\lambda}\left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2}\right)} =$$

$$v = -\Delta h_{LOS}[m] \cdot 2{,}583 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{f[MHz] \cdot \frac{d_1 + d_2}{d_1 \cdot d_2}[km]}$$

Anschließend bestimme die Empfangsleistung P_{rec0} ohne Hindernisse mit:

$$P_{rec0} = P_{send} G_{send} G_{rec} \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$$

Und schließlich bestimme die Zusatzdämpfung, die durch das Hindernis entstanden ist. Dazu nehme den Parameter *v* und lese in Tabelle *Hindernis(v)* ab.

Die gesamte Empfangsleistung mit Hindernis ist dann:

$$P_{rec} = P_{rec0} \cdot Hindernis(v)_{linear}$$

Tabelle Hindernis(v)

v	linear	in dB
-5	0,002	-27
-4	0,003	-25
-3	0,005	-23
-2	0,01	-20
-1	0,03	-15
0	0,5	-6
1	1,2	0,8
2	0,8	-0,8
>3	1	0

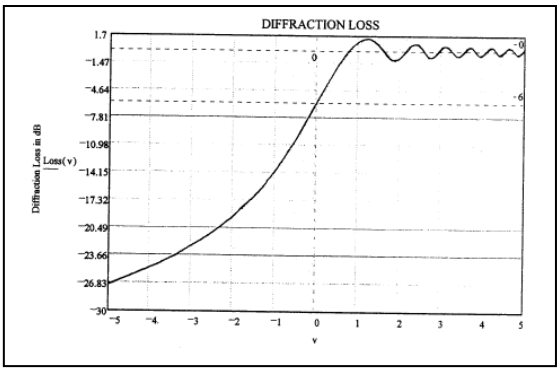

Bild 6: Nomograph zur Bestimmung der Hinderniszusatzdämpfung in dB aus Parameter *v*

2.5 Hata-Modell

Wie im vorhergehenden Abschnitt ersichtlich wurde, treten zusätzliche Dämpfungen durch behindernde Hindernisse auf. Solange die Fresnelzone unberührt ist, spricht man von Line-of-Sight Verbindung, d.h. der Sender kann den Empfänger virtuell sehen (vgl. Radio Horizont). Hinter einem Hindernis tritt der sogenannte Funkschatten zu Tage, in dem die Empfangsleistung massiv geschwächt wird.
Der Japaner Masahuru Hata formulierte diesen Sachverhalt 1980 in seinem Modell und bezeichnete die ungestörte LOS-Verbindung bis zum Hindernispunkt als einen Berechnungspunkt, hinter dem Hindernis bis zum Empfänger als weiteren Berechnungspunkt und setzte beide Anteile zusammen. Er verwendet den Sachverhalt der Fresnelzone und des Knife-Edge-Modells und vereinfacht deren Berechnungsschritte.

Der Pfadverlust *a* nach Hata [3] wird bestimmt mit:

$$a_{Hata} = FreeSpaceLoss(d_0) + 10 \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right)^n$$

In logarithmischer Schreibweise erhält man:

$$a_{Hata} = 32.45dB + 20\log(f) - g_{send} - g_{rec} + 20\log(d_0) + 10 \cdot n \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

Bild 5 kann für die graphische Entsprechung herangezogen werden. Im Bild 7 sind die Pfadverluste exemplarisch dargestellt.
Hata führte einen sogenannten Hata-Exponenten n ein, der teils empirisch ermittelt worden ist. In einem einige Jahre später veröffentlichten Modell führte Hata eine Reihe von Korrekturparameter ein, um sein Modell in der Genauigkeit zu verbessern. Genaues nachzulesen in [6]. In diesem Zusammenhang sei auch angemerkt, daß Hata's Modell nur funktioniert, wenn die Bedingungen eingehalten werden, denn im Hata-Exponenten sind die Korrekturen, die durch die vereinfachte Friss-Formel notwendig werden, bereits integriert.

<u>Hata-Exponent n</u>
n>2,5 : keine weiteren Hindernisse
n=3 : kleine Hindernisse, z.B. flache Gebäude, homogenes Gelände
n=5 : hohe Hindernisse, z.B. hohe Gebäude, städtisches dicht bebautes Gelände
n=6 wäre für extreme Hindernisse denkbar.

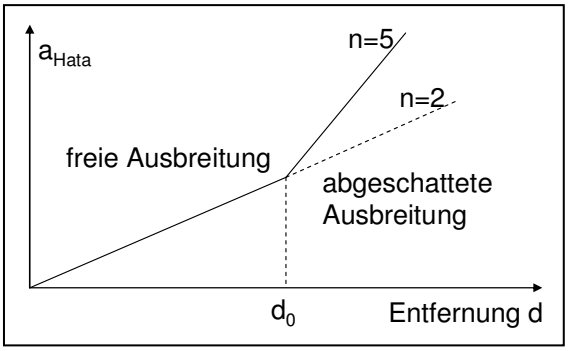

Bild 7: Pfadverlust in Abhängigkeit der logarithmischen Entfernung nach Hata.

2.6 Lee-Modell und Okumura-Modell

Der amerikanische Forscher W.C.Y.Lee entwickelte ein empirisches Modell, welche die verschiedenen topographischen Geländeeinflüsse entlang der Übertragung besser berücksichtigt. Während Hata und das Knife-Edge Modell von weitestgehend freier Übertragung mit anschließend auftretenden Hindernissen ausgeht, treten in der Realität des öfteren gemischte Formen auf. Insbesondere bei weiten Verbindungen von >30 km können freie Flächen, Wälder, Ortschaften und Hügel auftreten. Lee trug dem Rechnung und

formulierte ein additives Modell, das alle topographischen Einflüsse entlang der Übertragungslinie berücksichtigt [4]. Der Japaner Okumura verfeinerte das Lee-Modell und paßte es auf Bebauungseinflüsse in Japan an [5]. Ich selbst paßte beide Modelle von Lee und Okumura an europäische Rahmenbedingungen an [6].
Lee's Area-to-Area-Modell (Okumura & Koch at al) ist idealerweise mittels Computerprogramm zu berechnen. Ein händisches Rechnen mit Hausmitteln ist sehr aufwendig.

$$P_{rec} = P_{rec0} \cdot G_{rec} \cdot \left(\frac{d}{d_0}\right)^{-y} \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^{-n} \cdot \left(\frac{h_{send}}{30{,}48m}\right)^{v} \cdot \left(\frac{P_{send}}{10W}\right) \cdot \left(\frac{G_{send} - 1{,}64}{4}\right)$$

y: Korrekturparameter der Topologie
n: Korrekturparameter für andere Frequenzbereiche
v: Korrekturparameter für Standortunterschiede

3. Computerprogramme und deren Nutzung

Um die immer komplexer werdenden Modelle zu beherrschen, sind leistungsfähige Computer notwendig. Neben einer Datenbank für Standortparameter und Antennencharakteristiken, sind die Topologiedaten notwendig.
Während die besprochenen Modelle mittels Taschenrechner berechenbar sind und meist für die 3 wichtigsten Antennenpunkte (Hauptstrahlungsrichtung und 3dB-Öffnungswinkelpunkte) durchgeführt werden, können Computerberechnungen 360° rundum die Berechnung vornehmen und die Antennen-Charakteristik einbinden bzw. den notwendigen Antennengewinn zur sicheren Übertragung anzeigen.
Der alles entscheidende Parameter für die Vorhersagegenauigkeit ist die Terrain Datenbasis. Heute können Luftbildaufnahmen im 100m-Raster kostenlos aus dem Internet bezogen werden. Vor einigen Jahren wurden für satellitengestützte Terraindaten mehrere Millionen US$ bezahlt bzw. in den 80er Jahren konnte man nur aus topographischen Landkarten die Umwelt nachmodellieren.
Ein weiterer großer Vorteil von datenbankbasierten Computermodellen ist das Trainieren von Einstellungsparametern. Durch Rückspeisung von realen Meßfahrten konnten Einstellungsparameter so angepaßt werden, daß die Vorhersagegenauigkeit stetig stieg.
Vor der Jahrtausendwende wurden in den „Hype-Zeiten" des Mobilfunks unzählige Meßfahrten durchgeführt und die Modelle trainiert, so daß weitere Standortplanungen ohne diese aufwendigen Messungen auskamen. Selbst für einige komplizierte Regionen, beispielsweise Bangkok (Thailand), gelang dies sehr gut [6].

Heute sind abgespeckte Versionen von damaligen komplexen Berechnungsprogrammen teils als Freeware im Internet erhältlich.
Das Programm *Radio Mobile* [7] kann empfohlen werden, da es relativ einfach zu bedienen ist, die zugrundeliegenden Modelle in diesem Artikel besprochen (und damit nachvollziehbar sind). Zudem kann Radio Mobile in den Parametern angepaßt werden. Die Genauigkeit der Vorhersage ist im Rahmen der Modelle und verfügbarer Datenbasis hinreichend genau.

Bild 8: Beispielbild einer Berechnung mit Radio Mobile im Stadtbereich von München

4. Feldstärkevorhersage für digitale Modulationsarten

Während alle Forscher in den 80er Jahren mit FM-modulierten Trägern ihre Experimente durchgeführt haben, sind 20 Jahre später die meisten empirischen Modelle mit GSM-Signalen (QPSK im Zeitschlitzzugriff) entstanden. Heutige digitale Modulationsarten COFDM, wie sie bei DAB/DVB verwendet werden, haben eine höhere Störanfälligkeit. Dies ist zum einem in der Signalbandbreite begründet, da auf 1,5 MHz Signalbandbreite bei DAB ein frequenzselektives Fading sich stark bemerkbar machen kann. Im Bild 9 ist ein gemessenes DAB-Signal mit starkem frequenzselektivem Fading dargestellt. Die Signaleinbrüche betragen mehr als die Hälfte des Signalpegels.
Andererseits sind die intrinsischen Störabstände bei 64-QAM eines DVB-T Signals sehr gering. Gerin-

ge Übertragungsfehler erfordern gute Signalstörabstände.
Bild 10 zeigt die Abhängigkeit. Je höher die intrinsische Modulation, desto mehr Signalstörabstand wird benötigt, um eine fehlerfreie Übertragung zu gewährleisten.

Viele Modelle tragen den neuen Modulationsverfahren nicht genügend Rechnung. Daher sind die hier besprochenen Modelle für digitale Modulationsverfahren ausgewählt worden. Ferner empfehle ich, mindestens 3dB mehr Reserve für Modulationsbandbreiten unter 1 MHz zu addieren und >2 MHz Signalbandbreite sogar 6dB Reserve zu berücksichtigen.

Bild 9: DAB-Empfangssignal mit starkem frequenzselektivem Fading

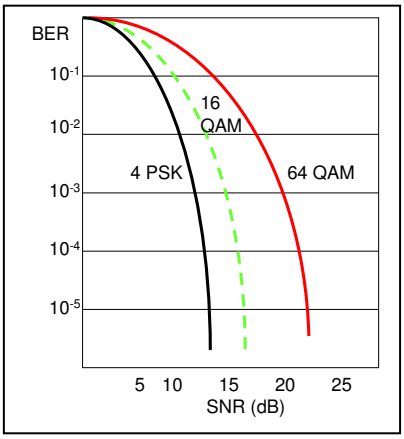

Bild 10:. Übertragungssicherheit in Abhängigkeit des Signalstörabstandes

Literatur:

[1]: Schreier, Wolfgang; Geschichte der Physik; Verlag Deutscher Wissenschaften, 1988
[2]: Weiner, Karl; UHF-Unterlage; Band V, Anhang; Fachbuchverlag Weiner, 1989
[3]: Hata, Masaharu; Empirical formula for propagation loss in Land Mobile Radio Services; IEEE Antennas&Propagation; 1980
[4]: Lee, William C.Y.; Mobile Communication Design Fundamentals; 2.Edition, Wiley & Sons; 1993
[5]: Okumura, Y; Fieldstrength and its variability in VHF and UHF land mobile services; IEEE Antennas & Propagation October 1968
[6]: Koch, Niels; Fieldstrength Prediction Models for Mobile Communication Systems; 1998
[7]: Radio Mobile V9.4 by VE2DBE; Freeware; www.cplus.org/rmw