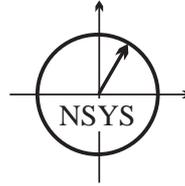


■ *Forschungsberichte aus dem
Institut für Nachrichtentechnik
der Universität Karlsruhe (T.H.)*



Marcel Kohl

■ **Simulationsmodelle für die Bewertung von Satellitenübertragungsstrecken im 20/30 GHz Bereich**

■ Band 1

Vorwort des Herausgebers

Ein beträchtlicher Anteil der Weitverkehrskommunikation wird auch in der Zukunft über Satelliten erfolgen. Dabei werden insbesondere bei der Versorgung abgelegener Gebiete, zu denen zum Beispiel die Ozeane gehören, Low Earth Orbit (LEO-) Satellitensysteme eingesetzt werden. Besonders interessant ist, unter anderem im Hinblick auf die Einführung des Universal Mobile Telecommunication Systems (UMTS), natürlich die Übertragung hoher Datenraten, für die der Frequenzbereich um 20/30 GHz genutzt werden soll. Skeptiker sind der Ansicht, daß LEO-SATCOM Systeme für Europa wegen der dichten Besiedelung weniger interessant seien. Dem muß entgegengehalten werden, daß es hier nicht um die Versorgung der eigenen Wohnbevölkerung sondern um Aufgaben der globalen Erreichbarkeit geht. Gerade die Verknüpfung von Kommunikation und Navigation in einem LEO-SATCOM System bietet für die Zukunft, beispielsweise für Flugleitung und Flugsicherheit, ein weites Aufgabenfeld.

Mit dem vorliegenden ersten Band der *Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik* werden Simulationsmodelle für die Bewertung von Satellitenübertragungsstrecken im 20/30 GHz Bereich vorgestellt. Besondere Berücksichtigung finden dabei neben den Eigenschaften des Ausbreitungskanal die Nichtlinearität des im Satelliten genutzten Verstärkers und die durch die hohen Relativgeschwindigkeiten von Sendern und Empfängern entstehenden Dopplerverschiebungen. Darüber hinaus werden die denkbaren Störszenarien einer SATCOM-Strecke wie Mehrwegeausbreitung, Reflexionen, Nachbarkanal- oder Störsender sowie deren Berücksichtigung bei der Übertragung, z.B. durch die Anwendung der Bandspreiztechnik, ausführlich diskutiert. Die Modularität des Simulationsaufbaus, die auf den Eigenschaften des hier benutzten Simulations-tools COSSAP (Communication System Simulation and Analysis Package) der Firma Synopsis beruht, gestattet jederzeit eine Anpassung an beliebige Übertragungsszenarien und Aufgabenstellungen. Das hier dargestellte Know How basiert nicht auf der Simulation selbst sondern auf Kenntnissen der Ausbreitungsphysik elektromagnetischer Wellen und der Verfahren moderner Nachrichtenübertragung.

Es ist zu hoffen, daß diese Arbeit dazu beiträgt, die tatsächliche Bedeutung der LEO-SATCOM Systeme für die Entscheidungsträger in Politik und Wirtschaft der Bundesrepublik Deutschland transparent zu machen.

Karlsruhe im Mai 1997

Friedrich Jondral

Copyright: Institut für Nachrichtentechnik
Universität Karlsruhe, 1997

Druck: Druckerei Ernst Grässer, Humboldtstr. 1,
76131 Karlsruhe, Tel. 0721/615050

ISSN: 1433-3821

Simulationsmodelle für die Bewertung von Satellitenübertragungsstrecken im 20/30 GHz Bereich

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für
Elektrotechnik
der Universität Fridericiana Karlsruhe

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing. Marcel Kohl
aus Wien

Tag der mündlichen Prüfung:

13. Mai 1997

Hauptreferent:

Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Dietmar Achilles

Danksagung

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Angestellter am Lehrstuhl für Nachrichtensysteme der Universität Karlsruhe.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr. rer. nat. F. Jondral, Leiter des Instituts für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe, für die mir entgegengebrachte Förderung und Unterstützung, für die kritische Durchsicht des Manuskriptes meiner Arbeit und die Übernahme des Hauptreferates sowie für die vielen wertvollen und persönlichen Ratschläge.

Ganz herzlich möchte ich mich ebenso bei Herrn Prof. Dr.-Ing. D. Achilles, Leiter des Lehrstuhles für digitale Signalverarbeitung der Universität Kaiserslautern, für die bereitwillige Übernahme des Korreferates und sein großes Interesse an dieser Arbeit bedanken.

Besonderer Dank gebührt meiner Frau für die vielen Stunden, die sie für das Tippen und Korrekturlesen dieser Arbeit, sowie für mein persönliches Wohlergehen in dieser Zeit aufgeopfert hat.

An dieser Stelle danke ich den graphischen Zeichnerinnen Frau A. Brennenstuhl und Frau A. Olbrich für das Erstellen der verwendeten Bilder und unzähliger Vortragsfolien.

Für die vielen Anregungen und die entgegengebrachte Hilfsbereitschaft danke ich meinen Kollegen Christoph Delfs, Marc Ihle, Anne Wiesler und Gunnar Wetzker, letzterem insbesondere für das gewissenhafte Durchlesen meines Manuskriptes. Weiterhin geht mein Dank an alle Diplomanden und Studienarbeiter, ohne die ein Gelingen dieser Arbeit nicht möglich gewesen wäre.

Nicht zuletzt möchte ich mich bei unseren Sekretärinnen G. Kuntermann und E.-M. Schubart für viele, auch persönliche Gespräche bedanken.

Schließlich bedanke ich mich bei allen anderen Mitarbeitern des Instituts für die Unterstützung, die ich bei allen weiteren Problemen erfahren habe.

Wo werde ich in fünf Jahren sein? Es begeistert mich, daß ich es nicht weiß. Denn es ist eines der schönsten Dinge am Leben, daß es voller Überraschungen steckt.

Mario Thomas

Inhaltsverzeichnis

| | |
|--|------------|
| 1 Einleitung | 1 |
| 1.1 Orbits | 2 |
| 1.1.1 Zirkulare Orbits | 4 |
| 1.1.2 Elliptische Orbits | 5 |
| 1.2 Satellitensysteme | 6 |
| 2 Simulationsmodell | 15 |
| 2.1 Das äquivalente Tiefpaßsignal | 15 |
| 2.2 Kanalmodellierung | 17 |
| 2.2.1 Freiraumdämpfung und Antennen | 17 |
| 2.2.2 Atmosphärische Dämpfung und Regendämpfung | 19 |
| 2.2.3 Polarisationsdämpfung | 22 |
| 2.2.4 Rauschen | 23 |
| 2.2.5 Szintillationen | 27 |
| 2.2.6 Mehrwegeausbreitung | 29 |
| 2.3 Statistische Kanalbeschreibung und Dopplerspektrum | 38 |
| 2.3.1 Rayleighverteilung | 39 |
| 2.3.2 Riceverteilung | 40 |
| 2.3.3 Lognormalverteilung | 41 |
| 2.3.4 Nakagami-m Verteilung | 42 |
| 2.3.5 Autokorrelationseigenschaften | 43 |
| 2.4 Dopplerprofile | 51 |
| 3 Realisierung mit COSSAP | 57 |
| 3.1 Abtastrate | 58 |
| 3.2 Sender und Empfänger | 60 |
| 3.2.1 PSK | 61 |
| 3.2.2 Bandspreizverfahren | 64 |
| 3.2.2.1 Frequency Hopping (FH) | 65 |
| 3.2.2.2 DSSS | 73 |
| 3.3 Transponder | 79 |
| 3.4 Linkbudget | 89 |
| 3.5 Monte-Carlo Simulation | 93 |
| 3.6 Importance Sampling | 99 |
| 4 Ergebnisse | 107 |
| 4.1 Dopplerkompensation | 107 |

| | |
|--|------------|
| 4.2 Störszenarien | 117 |
| 5 Anhang | 133 |
| 5.1 Empfangsfrequenzdichte bei Dopplereinfluß (2D) | 133 |
| 5.2 Dopplerleistungsdichtespektrum | 134 |
| 5.3 Empfangsfrequenzdichte bei Dopplereinfluß (3D) | 135 |
| 5.4 Formelzeichen | 137 |
| 5.5 Abkürzungen | 142 |
| 6 Literaturverzeichnis | 145 |
| 6.1 Diplom- und Studienarbeiten | 156 |
| 7 Lebenslauf | 157 |

Zusammenfassung

Die Zielsetzung dieser Arbeit besteht darin, Simulationsmodelle für den Satellitenfunk im 20/30 GHz Bereich zu erstellen, ein Frequenzbereich, dessen Bedeutung für zukünftige satellitengestützte Kommunikationsverbindungen deutlich zunehmen wird. Diese Möglichkeit, das Übertragungsverhalten des Satellitenkanals möglichst realitätsnahe nachzubilden, ist die wirtschaftlich günstigste Methode, die Systemeigenschaften vor der Inbetriebnahme kennenzulernen und die besten technischen Parameter zu wählen.

Die Modellierung des Kanals beruht bezüglich der atmosphärischen Verluste und der Regendämpfung auf den Empfehlungen der ITU (International Telecommunication Union), die aus Messungen hervorgegangen sind. Die physikalischen Gesetze für die Freiraumdämpfung und die Position des Satelliten, bestimmt durch die Ellipsengleichungen der Bahngeometrie, sind berücksichtigt. Zudem wird die Dopplerverschiebung für nicht geostationäre Satelliten bereitgestellt. Alle relevanten Rauschquellen, die sich insbesondere in Verstärkern und Empfangsantennen lokalisieren lassen, sind implementiert.

Eine satellitengestützte Kommunikationsstrecke umfaßt neben Uplink- und Downlinkkanal den Transponder des Satelliten als Verbindungskomponente. Die dort üblicherweise verwendete Verstärker basieren auf der Röhrentechnologie, so daß für die Simulation deren nichtlineare Kennlinien abgelegt sind.

Die Bereitstellung von Quellen und Senken zum Betrieb der Simulationsstrecke ist obligatorisch. Hierfür stehen phasenetastete Signale mit 2 und 4 Zuständen (PSK2/PSK4) zur Verfügung. Zudem werden basierend auf den phasenetasteten Signalen als Primärmodulation zwei bandspreizende Übertragungsverfahren realisiert, und zwar Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) und Frequency Hopping (FH).

Im Rahmen einiger simulativer Untersuchungen werden als Störsignale senderseitig noch weitere Modulationsarten wie AM, OOK und QAM bereitgestellt.

Je nach gewähltem Szenario ist die Übertragungsstrecke durch Echos, die durch die Reflexion der Signale an Hindernissen entstehen, gestört. Da sich die Hindernisse und bei einem Mobilfunksystem auch die Sender und Empfänger bewegen können, sind die Echos sowie die direkte Komponente zeitabhängig. Dies bedeutet, daß die Impulsantwort des Kanals ein

instationärer Zufallsprozeß ist, der in Form eines FIR Filters mit zeitvarianten Koeffizienten berücksichtigt wird. In jedem Mehrwegepfad wird eine rayleigh- oder riceverteilte Zufallsvariable, die bei Bedarf mit einer Lognormalverteilung kombinierbar ist, erzeugt.

Neben der Bereitstellung eines Simulationsmodells für den Satellitenfunk werden noch einige wesentliche Systemaspekte solcher Kommunikationsstrecken untersucht. Da die Dopplerverschiebung im 20/30 GHz Bereich recht große Werte annimmt, sind Maßnahmen erforderlich, die diese kompensieren, um den Empfang des Nutzsignals zu ermöglichen. Dazu werden verschiedene Empfangsprinzipien näher untersucht.

Ein großes Problem der Nachrichtenübertragung über transparente Transponder ist die beabsichtigte oder unbeabsichtigte Einstreuung von Störsignalen in das Transponderband. Sie verursachen aufgrund der Nichtlinearität der dort verwendeten Verstärkerröhren ein breitbandiges Störsignal. Aus diesem Grund wird eine Simulationsreihe durchgeführt, deren Ziel darin besteht, die technischen Parameter eines Störsignals mit der größten Störwirkung herauszufinden. Hierbei stellt sich heraus, daß insbesondere einfache Modulationsarten mit genügend hoher spektraler Leistungsdichte starke Störungen verursachen.

In einer weiteren Simulationsreihe wird untersucht, ob Bandspreizverfahren die im Transponder entstehenden Störungen wirksam unterdrücken können. Die Ergebnisse zeigen deutlich eine Verbesserung, falls die Energie des Störsignals geringer ist als diejenige des Nutzsignals.

Insgesamt gesehen werden in dieser Arbeit alle für die Simulation von Satellitenstrecken erforderlichen physikalischen und technischen Zusammenhänge dargestellt und in das Simulationstool COSSAP implementiert. Simulationen anhand konkreter Szenarien führen zu konsistenten Ergebnissen.

Durch die Modularität des Simulationsaufbaus ist eine Anpassung an weitere Szenarien und Aufgabenstellungen jederzeit möglich.

1 Einleitung

Heutzutage erscheint es uns ganz natürlich, daß die Planeten um die Sonne kreisen und der Mond — so wie die Satelliten — um die Erde. Dies war nicht immer so, da sich die Weltbilder, die häufig Spiegelbilder der herrschenden religiösen Auffassung waren, über die letzten Jahrhunderte veränderten. Erst im 16./17. Jahrhundert wurden die wahren Zusammenhänge erkannt. Aus astronomischen Beobachtungen leitete Johannes Kepler (1571–1630) empirisch die bis heute geltenden Keplerschen Gesetze ab:

1. Die Planeten bewegen sich auf Ellipsen, in deren einem Brennpunkt die Sonne steht (1605).
2. Der von der Sonne nach einem Planeten zeigende Ortsvektor überstreicht in gleichen Zeiten gleiche Flächen (1618).
3. Die Quadrate der Umlaufzeiten der Planeten verhalten sich wie die dritten Potenzen der großen Halbachsen ihrer Bahnellipsen (1618).

Die Frage nach der Ursache dieser Bewegung wurde erst später durch Isaac Newton's (1643–1727) Gravitationsgesetz [Wes63] beantwortet. Die technische Bedeutung, die heute diese Gesetze im Rahmen der Satellitenkommunikation erreicht haben, zeichnete sich am Ende des 2. Weltkrieges ab. Der spätere Science-fiction Autor Arthur C. Clarke skizzierte damals in [Cla45] die Vision eines Kommunikationssystems. Er hatte erkannt, daß die Kombination der Raketentechnologie mit der Übertragungstechnik im UHF/SHF-Bereich (300 MHz–30 GHz) z.B. über geostationäre Satelliten als Funkrelais große Vorteile versprach.

Bis zum Abschluß des ersten Satelliten nach der Veröffentlichung von Clarke sollten aber noch 12 Jahre vergehen. Dieser wurde von der Sowjetunion im Oktober 1957 unter dem Namen SPUTNIK in eine niedrige Umlaufbahn geschossen. Im Juli 1963 erreichte der erste geostationäre Satellit (SYNCOM) seine Umlaufbahn. Zwei Jahre später stand der erste kommerzielle Satellit — INTELSAT I — zur Verfügung. Hohe Kosten bei geringer Übertragungskapazität beschränkten die Anzahl der Nutzer und deren Nachfrage. Zudem brachte INTELSAT I keinen Mehrnutzen, da er nur als Alternative zu den Transatlantikkabeln zwischen Amerika und Europa fungierte.

Mit fortschreitender Technologie konnten immer größere und schwerere Satelliten mit wachsender Leistungsfähigkeit in Umlaufbahnen geschossen werden. Eine Verkleinerung der Erdestationen mit jeweils geringeren Kosten war die Folge. Damit eröffnete sich die Möglichkeit, auch über Sa-

tellten viele Empfänger gleichzeitig von einer Senderstelle zu versorgen, wie die heutige Fernseh- und Rundfunkversorgung beweist.

Neben diesen Simplexverbindungen ohne Rückkanal steigt die Nachfrage nach Punkt zu Punkt Duplexverbindungen bei freier Ortswahl. Ein erster Schritt in diese Richtung sind VSAT (Very Small Aperture Terminal) Satellitennetze, die Zweiwege-Sprach-, Video- und Datenkommunikation zwischen einer Zentrale und den einzelnen VSAT Stationen sowie zwischen den VSATs selbst ermöglichen. Die Topologie des Netzes ist dabei sternförmig. Allerdings ist die Wahl des Ortes durch die Ausleuchtzone des Satelliten begrenzt. Das Ziel zukünftiger Kommunikationstechnologien ist die Ermöglichung breitbandiger Duplex-Kommunikationsverbindungen von jedem beliebigen Punkt zu jedem anderen Punkt der Erde. Da die totale terrestrische Erschließung allein aus Kostengründen ausscheidet, benötigt man z.B. ein System von vielen Satelliten in niedrigen Umlaufbahnen [Mey94]. Die Frequenzen befinden sich allerdings im Bereich 20/30 GHz, um eine breitbandige Anbindung zu gewährleisten. Da dieser Frequenzbereich bisher noch wenig genutzt ist, liegen kaum Erfahrungen bezüglich des Kanalverhaltens und der Systemauslegung vor. Die Inbetriebnahme eines Testsystems scheidet unter finanziellen Gesichtspunkten aus, so daß als einzige sinnvolle Möglichkeit, wie auch in [Dav94] dargestellt, der Aufbau eines Simulationsmodells bleibt.

Ziel dieser Arbeit ist die Erstellung eines Simulationsmodells für den Frequenzbereich 8–30 GHz unter Berücksichtigung verschiedener Modulationsarten und Orbits sowie unter Einbeziehung von Mehrwegeempfangsbedingungen.

1.1 Orbits

Der Orbit ist die von Satelliten benutzte Umlaufbahn. Sie wird durch das Gleichgewicht der auf die Satellitenmasse m wirkenden Erdanziehung

$$\vec{F}_E = -\frac{GM_E m}{|\vec{r}|^2} \frac{\vec{r}}{|\vec{r}|}, \quad (1.1)$$

die zum Erdmittelpunkt gerichtet ist (Gravitationsgesetz), und der in entgegengesetzter Richtung wirkenden Zentrifugalkraft

$$\vec{F}_z = m \frac{d^2 \vec{r}}{dt^2} \quad (1.2)$$

bestimmt. Dabei sind G die universelle Gravitationskonstante, M_E die Masse der Erde und \vec{r} der Ortsvektor des Satelliten. Dies führt mit $\mu = GM_E$ zu

$$\frac{d^2\vec{r}}{dt^2} = -\frac{\mu}{|\vec{r}|^2} \cdot \frac{\vec{r}}{|\vec{r}|}, \quad (1.3)$$

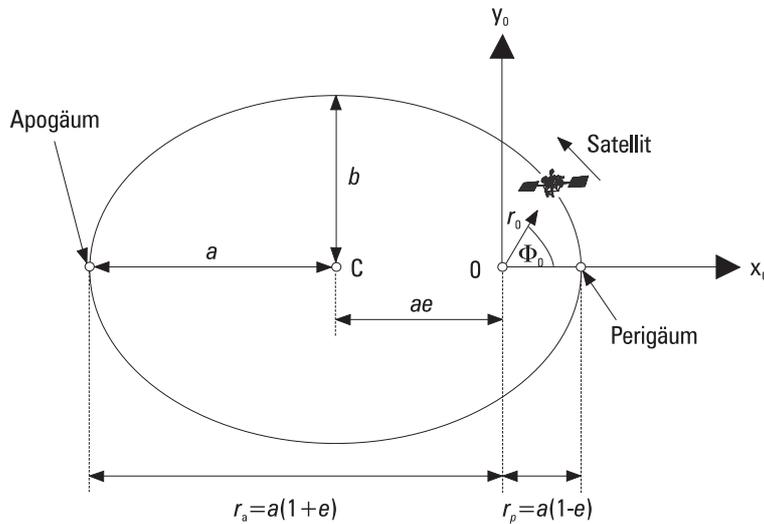


Bild 1.1: Satellitenbahn in der Orbitalebene.

einer nichtlinearen Vektordifferentialgleichung zweiter Ordnung. Die Lösung dieser Gleichung [PB86] für geschlossene Bahnkurven führt auf eine Ellipsengleichung, d.h. der Satellit bewegt sich in einer Ebene. Dabei befindet sich die Erde in einem der beiden Brennpunkte (Koordinatenursprung 0 in Bild 1.1). Der größte Abstand des Satelliten zur Erdoberfläche heißt Apogäum r_a , der kleinste Abstand Perigäum r_p . Der Orbit wird durch folgende 6 Parameter eindeutig im Raum festgelegt. Die große Halbachse a , die Exzentrizität e und der überstrichene Winkel ϕ_0 seit Durchlaufen des Perigäums sind in Bild 1.1 dargestellt. Aus Bild 1.2 gehen der Winkel Ω (Sternenwinkel) des aufwärtsgerichteten Durchstoßpunktes (Aufwärtsknoten) ausgehend vom Frühlingspunkt in östlicher Richtung, der Inklinationswinkel i zwischen Äquatorebene und Orbitalebene und der Winkel ω zwischen Durchstoßpunkt und Perigäum hervor. Bild 1.2 zeigt die Verhältnisse in einem Koordinatensystem, dessen z -Achse mit

der Rotationsachse der Erde übereinstimmt und Richtung Nordpol zeigt. Die x-Achse zeigt zum Frühlingspunkt, dem Punkt, an dem die Ekliptik[†] die Himmelsäquatorebene im Frühling durchstößt. Die y-Achse liegt mit der x-Achse in der Äquatorebene.

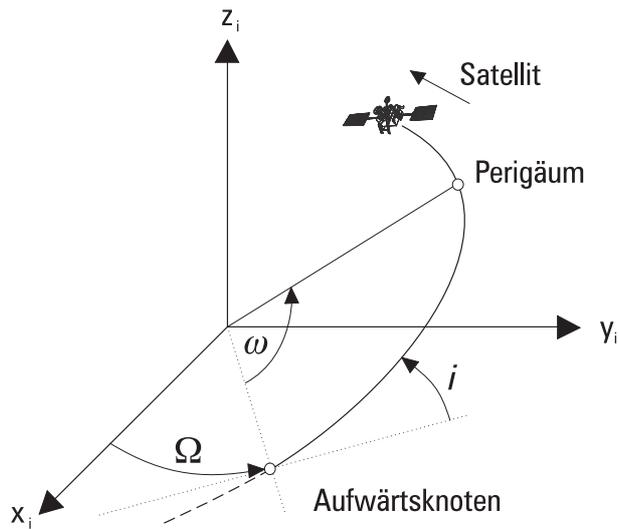


Bild 1.2: Lage eines Orbits im Raum.

Die Exzentrizität ist gegeben durch

$$e = \frac{r_a - r_p}{r_a + r_p}. \quad (1.4)$$

Zur Charakterisierung der Umlaufbahnen sind allerdings nur drei Parameter nötig: Die Länge der großen Halbachse, die Exzentrizität und der Inklinationwinkel. Die restlichen Parameter stellen den zeitlichen Bezug her.

1.1.1 Zirkulare Orbits

Wird die Exzentrizität e zu Null gewählt, fallen die beiden Brennpunkte der Ellipse zusammen. Sie entartet dann zu einem Kreis, einem sogenannten zirkularen Orbit. Dadurch ist der Abstand zur Erde zu jedem Zeitpunkt gleich. Der bekannteste zirkulare Orbit ist der in einer Höhe von

[†] scheinbare Sonnenbahn

35786 km über dem Äquator (Inklination 0°) gelegene geostationäre Orbit. Durch die spezielle Wahl ihrer Parameter entspricht die Umlaufdauer eines Satelliten auf dieser Bahn der Erdrotation. Der Satellit scheint fest über einem Punkt auf der Erdoberfläche zu stehen. Damit läßt er sich gut als Funkrelais verwenden, wie die große Anzahl an Fernmelde- und Fernsehsatelliten im geostationären Orbit beweist. Die polnahen Regionen können allerdings nicht erreicht werden. Zudem sind die Elevationswinkel in äquatorfernen Gebieten gering. In Mitteleuropa werden nur noch Winkel um 30° erreicht. Abhilfe schafft man durch inklinierte ($0^\circ < i < 90^\circ$) oder polare ($i = 90^\circ$) Orbits (Bild 1.3), die temporär auch bei hohen Breitengraden große Elevationswinkel zulassen. Der Spezialfall kleiner Inklinationwinkel bei geostationärer Bahnhöhe führt von der Erde aus betrachtet zu einer Oszillation des Satelliten um den Äquator bei gleichzeitiger temporärer Vergrößerung des Elevationswinkels. Dabei bleibt der Vorteil der Geostationarität erhalten. Soll bei dieser Bahnkonfiguration ständig ein Bereich ausgeleuchtet werden, der deutlich südlich oder nördlich (z.B: Mitteleuropa) des Äquators liegt, sind mindestens drei Satelliten erforderlich.

Da die große Entfernung von der Erde hohe Sendeleistungen erfordert, die bei Mobilfunkanwendungen nur begrenzt vorhanden sind, besteht die Möglichkeit, die Bahnhöhe und damit die Umlaufperiode zu verkleinern. Bei Bahnhöhen von 10000-20000 km spricht man von Medium Earth Orbits (MEO) oder treffender von Intermediate Circular Orbits (ICO, wird von Inmarsat benutzt), bei Bahnhöhen bis 2000 km spricht man von Low Earth Orbits (LEO).

1.1.2 Elliptische Orbits

Wählt man die Exzentrizität zwischen 0 und 1, verläuft die Bahnkurve auf einer Ellipse (Bild 1.4), d.h. der Abstand des Satelliten zur Erde verändert sich periodisch. Nach dem 2. Keplerschen Gesetz bedeutet dies aber, daß die Winkelgeschwindigkeit mit wachsender Entfernung von der Erde abnimmt. Das Perigäum wird am schnellsten durchlaufen, das Apogäum am langsamsten. Diese Eigenschaft des elliptischen Orbits läßt sich für die Nachrichtenübertragung am besten um das Apogäum herum nutzen. Dort ist der Satellit quasi-geostationär. Er steht für mehrere Stunden als Relaisstation mit hoher Elevation zur Verfügung. Da diese Bahnen nur für äquatorferne Gebiete sinnvoll sind, werden inklinierte Orbits verwendet, deren Apogäen über der Nord- oder Südhalbkugel liegen. Man spricht daher auch von Highly Inclined Elliptical Orbits (HEO). Ein klassisches Beispiel ist der sogenannten Molnya Orbit, der während des kalten

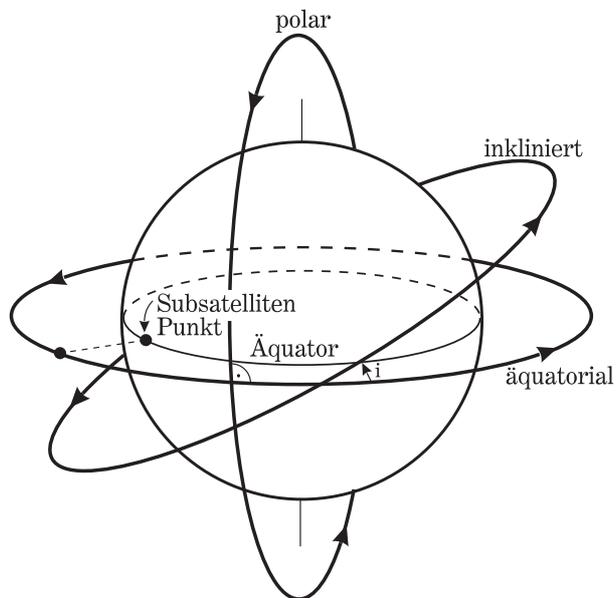


Bild 1.3: zirkuläre Orbits.

Krieges von der damaligen Sowjetunion als Orbit verwendet wurde. Sein Charakteristikum ist eine Umlaufperiode von 12 h mit einem Apogäum über der nördlichen Hemisphäre. Da die Erde ungefähr 24 h für eine Umdrehung benötigt und Nordamerika etwa 180 Längengrade von der Sowjetunion entfernt liegt, dreht sich die Erde so unter der Satellitenbahn durch, daß ein Satellit einen knappen halben Tag über Nordamerika und in der zweiten Hälfte des Tages über der ehemaligen Sowjetunion steht.

1.2 Satellitensysteme

Da bei nicht geostationären Satelliten durch die Geometrie keine ständige Abdeckung einer Region auf der Erdoberfläche erreicht werden kann, müssen zur Erzielung einer ständigen Abdeckung mehrere Satelliten verwendet werden. Bei der Minimierung des Aufwands sollte die Wahl des Orbits so auf die Erdrotation abgestimmt sein, daß der Satellit nach einem Sterntag[†] wieder genau über derselben Stelle der Erdoberfläche steht. Dann kann täglich mit derselben Ausleuchtungszone gerechnet werden. Solche für Kommunikationssatelliten wichtigen Bahnen heißen geosynchron. Soll

[†] 23 h 56 min 4,1 s

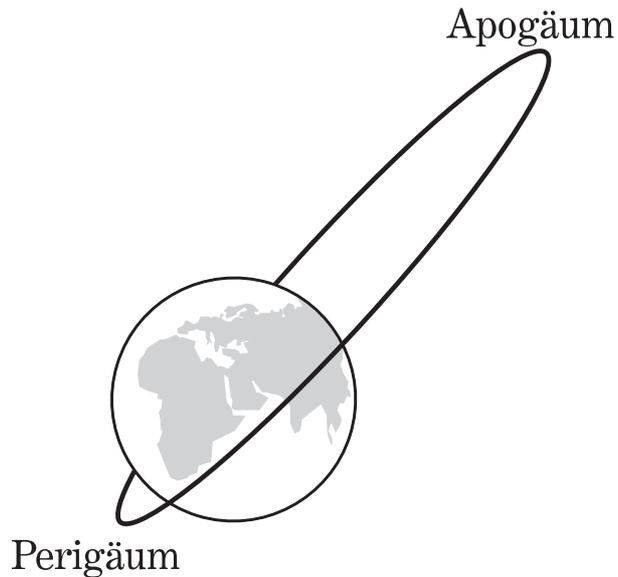


Bild 1.4: *elliptischer Orbit.*

z.B. nur Europa ständig ausgeleuchtet werden, genügen drei HEO Satelliten, die versetzt auf genau einem Orbit umlaufen, dessen Apogäum über Europa liegt. Soll eine weltweite Abdeckung erreicht werden, sind mehrere HEOs, eventuell in Kombination mit GEO Satelliten, möglich, oder man installiert ein reines MEO oder LEO System, wobei mit sinkender Bahnhöhe die Anzahl an Satelliten drastisch zunimmt. Bekannte existierende Beispiele für die weltweite satellitengestützte Abdeckung sind das amerikanische und das russische Navigationssystem, GPS (Global Positioning System) bzw. GLONASS (GLOBAL'naya NAVigatsionnaya Sputnikovaya Sistema), die auf 6 bzw. 3 MEOs in ungefähr 20000 km Entfernung jeweils insgesamt 24 Satelliten, davon drei als Reserve, kreisen lassen. Aufgrund von Geldnöten und schlechten Produktionsbedingungen hat GLONASS bisher noch nicht die volle Operabilität erreicht. Vorschläge zur weltweiten Abdeckung mit möglichst wenigen Satelliten sind JOCOS (Juggler Orbit CONstellation) [Pen94], ein MEO Satellitensystem mit mindestens 7 Satelliten, oder LOOPUS (quasi-geostationary Loops in Orbit Occupied Permanently by Unstationary Satellites) [Eur95], ein HEO Satellitensystem, welches die wichtigsten Erdregionen ausleuchtet. Dieser letzte

Vorschlag soll für die Realisierung des Broadcastsystems Archimedes verwendet werden.

Zusätzlich muß bei der Auswahl erdnahe Bahnen die Existenz der van Allen Strahlungsgürtel berücksichtigt werden [Jon95], die die Erde torusförmig in den Bereichen 1500 und 5000 km sowie zwischen 13000 und 20000 km Höhe umschließen (Bild 1.5). In diesen Gürteln befinden sich durch die Wirkung des Erdmagnetfeldes besonders viele Elektronen und Protonen, die die elektronischen Komponenten des Satelliten in ihrer Leistungsfähigkeit und Lebensdauer beeinträchtigen. Insbesondere HEO Satelliten sind durch die ständige Variation der Bahnhöhe zwischen Perigäum und Apogäum davon betroffen. Eine reduzierte Lebensdauer ist die Folge. Eine Übersicht geplanter Satellitensysteme zeigen Tabelle 1.1 und Tabelle 1.2, zusammengestellt aus [AS96, Ana95, BW94, Lut95, MNE94, WMPP94, Sch93].

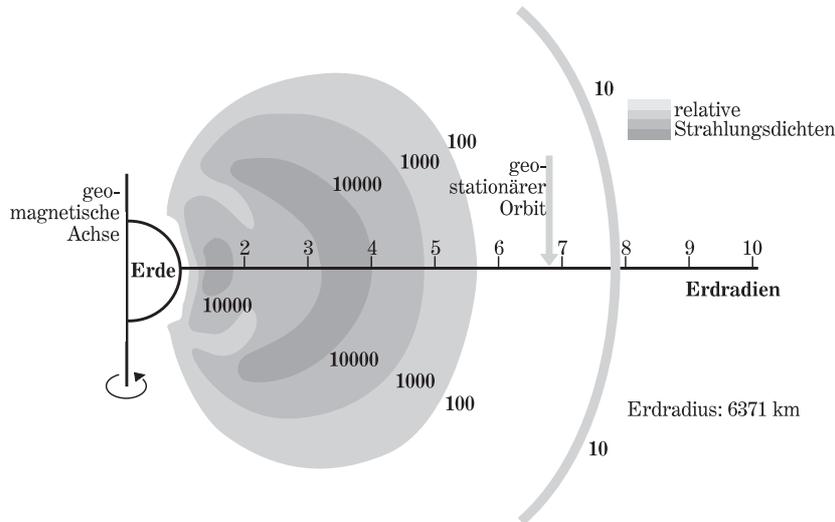


Bild 1.5: Van Allen Gürtel.

Die beiden Tabellen sind unterteilt nach Systemen auf niedrigen (LEO) und auf höheren Umlaufbahnen, teilweise mit starker Exzentrizität. Mit abnehmender Bahnhöhe nimmt die Anzahl der Satelliten zu. Diese bestimmt gleichzeitig die minimale Elevation, unter der eine ausreichende Übertragung noch möglich sein muß. Nur knapp die Hälfte der Systeme bietet eine globale Versorgung an. Alle anderen reduzieren die Verfügbarkeit auf bestimmte Regionen, die den jeweiligen Betreibern wirtschaftlich

| System | ECCO | Globalstar | Constellation | Courier | Iridium | Teledesic |
|--------------------------------|-----------------|-----------------|---------------|---------------|-------------------|-------------------|
| Firma | Telebrás | Loral/Qualcomm | | SATCON | Motorola | Teledesic |
| Höhe (km) | 2000 | 1414 | 1018 | 900 | 780 | 695-705 |
| Orbits | 1 | 8 | 4 | 8 | 6 | 21 |
| Satelliten + Reservesatelliten | 11+1 | 48+8 | 48 | 64 | 66+6 | 840+84 |
| Beams/SAT | | 16 | 7 | 39 | 48 | 64 |
| Inklination [°] | 0 | 52 | 90 | 76 | 86,4 | 98,142-98,182 |
| Umlaufperiode [min] | 127,2 | 113,8 | 105,5 | 103,0 | 100,5 | 98,8 |
| Sichtbarkeit [min] | 16,2 | 16,5 | 13,9 | 12,5 | 11,1 | 3,5 |
| min. Elevation [°] | 22,2 | 10 | 7,5 | 8 | 8,2 | 40 |
| Abdeckung | 27,5° N-27,5° S | 70° N bis 70° S | global | global | global | fast global |
| Zugriffsverfahren | CDMA | CDMA | CDMA | CDMA/TDMA | FDMA und TDMA/TDD | ↑ FDMA ↓ ATDMA |
| Modulationsart | PSK2 | PSK4 | PSK4 | PSK2 | PSK4 | PSK8 TCM |
| Datenrate [kbit/s] | 9,6 | 9,6 | 2,4 | 13,6 | 2,4 | 16-2048 |
| Bandbreite [MHz] | | 1,25 | ↑ 16,5; ↓ 1-5 | 5 | 0,04167 | 800 |
| Frequenz Up/- | L | 1,6100-1,62135 | 1,6100-1,6265 | 1,6100-1,6265 | 1,62135-1,6265 | 28,7-29,1 |
| Downlink [GHz] | S | 2,4835-2,5000 | 2,4835-2,5000 | 2,4835-2,5000 | 1,62135-1,6265 | 18,9-19,3 |
| Feeder Frequ. Up/- | C | 5,091-5,25 | 6,555 | | 19,4-19,6 | 27,6-28,4 |
| Downlink [GHz] | | 6,875-7,055 | 5,160 | | 29,1-29,3 | 17,8-18,9 |
| ISL [GHz] | — | — | | Ku | 23,18-23,38 | um 60;63 |
| Operationsbeginn | 1999 | 1998 | 1998 | 1999 | 1998 | 2001 |

Tabelle 1.1: Geplante LEO Satellitensysteme (↑: Uplink, ↓: Downlink).

interessant erscheinen. So erschließt das ECCO System den äquatorialen Gürtel unter Führung von Telebrás (Brasilien), das etwa 25 % der Weltbevölkerung erreichen kann. Mit einem erhöhtem Aufwand kann Globalstar [Rou93], ein Konsortium aus unterschiedlichen Firmen, das in Deutschland durch DASA vertreten ist, den Bereich $\pm 70^\circ$ um den Äquator abdecken und damit etwa 90 % der Erdbewohner erreichen. Eine gezielte Ausleuchtung für äquatorferne Gebiete ist mit den HEO Systemen Archimedes und Ellipsat erzielbar. Archimedes, das eigentlich ein reines Broadcast System für DAB Signale ist, leuchtet durch geschickte Wahl der Apogäen die wirtschaftlich bedeutendsten Gebiete wie Europa, Asien und Nordamerika aus. Bei Ellipsat kann durch Kombination mit einem äquatorialen Orbit (LEO) die gesamte nördliche Halbkugel und die südliche bis zum 50. Breitengrad abgedeckt werden.

Die verbleibenden LEO Systeme wollen globale Erreichbarkeit gewährleisten, allerdings bei unterschiedlicher Bahnhöhe und minimaler Elevation. Eine ähnliche Verfügbarkeit erreicht man bei geringerer Satellitenzahl mit den beiden MEO Systemen Odyssey und ICO. Eine Sonderstellung nehmen MSAT und Celsat mit ihren GEO Systemen ein, die nur dem nordamerikanischen Kontinent zur Verfügung stehen. Entgegen den Frequenzuteilungsplänen sollen auch diese Up- und Downlinkfrequenzen erhalten, die für mobilen Satellitenfunk bei nicht geostationären Systemen reserviert sind. Der Grund hierfür ist die zukünftige Verfügbarkeit von Geräten in diesem Frequenzbereich und die Option der Betreiber, durch Hinzufügen weiterer Satelliten ein globales Netz aufzubauen. Allerdings werden voraussichtlich nur wenige Systeme aus wirtschaftlichen Gründen tatsächlich realisiert werden. Die wahrscheinlichsten Kandidaten von der Finanzierung her sind Globalstar, Iridium [HC93], das in Deutschland durch Siemens und VEBACOM unterstützt wird (die ersten 5 Satelliten wurden im Januar 1997 in Umlaufbahnen gebracht; die restlichen sollen bis Ende 1997 folgen), ICO (Inmarsat-P) und Teledesic (Bill Gates). Ein weiteres Auswahlkriterium werden die technischen Parameter der einzelnen Systeme sein. Die meisten bieten Standardbandbreiten zwischen 2,4 und 13,6 kHz zur Daten- und Sprachkommunikation an. Den zukünftigen Bandbreitenbedarf von Multimediaanwendungen (Video on Demand, Videokonferenz, Home Shopping,...) kann dagegen nur der Vorschlag von Teledesic befriedigen. Jeder Satellit stellt dort einen fliegenden ATM Knoten dar, so daß Datenraten von 1,24416 GBit/s [Mil94] möglich werden sollen. Standardmäßig sind bis zu 2,048 MBit/s vorgesehen. Diese hohen Datenraten erfordern auch entsprechende Bandbreiten, die allerdings nur noch in den höheren Frequenzbereichen (Ku-Band und darüber, siehe

| System | Odyssey MEO | ICO MEO | Archimedes HEO | Ellipsat HEO LEO | MSAT GEO | Celsat GEO |
|------------------------------|-----------------|-------------|----------------------------|---------------------|---------------|---------------|
| Firma | TRW + Teleglobe | Inmarsat | ESA | Ellipsat | AMSC | Celsat |
| Höhe [km] | 10354 | 10355 | 27000×1000 | 7846×520 | 62W, 139W | 76W, 116W |
| Orbits | 3 | 2 | 3 | 2 | 1 | 1 |
| Satelliten+Reservesatelliten | 12+3 | 10+2 | 6 | 10 | 2 | 2 |
| Beams/SAT | 37 | 121 | | 61 | 4 | 149 |
| Inklination [°] | 50 | 45 | 63,4 | 116,5 | 0 | 0 |
| Umlaufperiode [min] | 359 | 359 | 482 | 186 | 287 | 1436 |
| Sichtbarkeit [min] | 94 | 116 | 240 | 86 | 86 | 1436 |
| min. Elevation | 22 | 10 | 50 | 10 | lageabh. | lageabh. |
| Abdeckung | Land, Küste | global | Europa, Asien, Nordamerika | nördl. 50° S | USA | USA |
| Zugriffsverfahren | CDMA | TDMA | OFDM | CDMA | TDMA | CDMA |
| Modulationsart | PSK4 | PSK4 | $\frac{\pi}{4}$ -DPSK4 | OQPSK | DPSK4 | PSK4 |
| Datenrate [kbit/s] | 9,6 | 2,4 | 2400 | 9,6 | 2,4 | |
| Bandbreite [MHz] | 5,5 | 2 | 1,536 | 1,1 | 5,5 | 1,25 |
| Frequenz Up/- | 1610,0-1621,35 | 2170-2200 | 1500 | 1610,0-1626,5 | 1631,5-1660,5 | 1610,0-1626,5 |
| Downlink [MHz] | 2483,5-2500,0 | 1980-2010 | | 2483,5-2500,0 | 1530,0-1559,0 | 2483,5-2500,0 |
| Feeder Frequ. Up/- | 29,5-30,0 | 5-5,25 | | 15,4-15,7 | 13,2 | |
| Downlink [GHz] | 19,7-20,2 | 6,925-7,075 | | 6,725-7,025 | 11,3 | |
| Operationsbeginn | 2000 | 2000 | 1999 | 1998 | 1995 | |

Tabelle 1.2: Geplante MEO, HEO, GEO Satellitensysteme.

Tabelle 1.3) vorhanden sind. Teledesic möchte eine Kanalbandbreite von 800 MHz nutzen können. Auf der WRC-95 (World Radiocommunication Conference) wurden allerdings nur zwei 400 MHz Bänder bei 19 und 29 GHz reserviert. Dies könnte zunächst eine Reduktion der geplanten Datenraten zur Folge haben. Im Vergleich zu den anderen Systemen ist der erforderliche Aufwand deutlich größer, da für qualitativ hochwertige Verbindungen große minimale Elevationen notwendig sind, die neben der niedrigen Bahnhöhe die große Anzahl von 840 Satelliten begründen.

| Band | Frequenz (GHz) |
|------|----------------|
| L | 1–2 |
| S | 2–4 |
| C | 4–8 |
| X | 8–12,5 |
| Ku | 12,5–18 |
| K | 18–26,5 |
| Ka | 26,5–40 |

Tabelle 1.3: *Liste der Frequenzbänder.*

Eine vollständige Bewertung der Qualität in den höheren Frequenzbereichen kann eigentlich nur durch Messung der Systemeigenschaften, z.B. in Form der resultierenden Bitfehlerrate unter realen Einsatzbedingungen erfolgen. Solche Messungen sind allerdings teuer und zeitaufwendig. Zudem steht gerade in der Entwicklungsphase die notwendige Satelliteninfrastruktur nicht zur Verfügung. Auch ein aussagekräftiger Vergleich zweier unterschiedlicher System- oder Implementierungsvarianten ist aufgrund der variierenden meteorologischen Bedingungen kaum möglich.

Diese Problematik kann mit Hilfe geeigneter Simulatoren [KJ95a], die das Übertragungsverhalten des Satellitenkanals möglichst realitätsnahe nachbilden, umgangen werden. Solche Simulatoren ermöglichen Messungen unter vorgegebenen, festen Randbedingungen. Auf diese Weise können die Einflüsse einzelner Systemparameter auf die Gesamtqualität einer SATCOM Strecke untersucht werden. Funkkanalsimulatoren sind daher ein unverzichtbares Handwerkszeug zur Bewältigung einer Vielzahl von Aufgaben im Zusammenhang mit der Entwicklung, der Projektierung, der

Realisierung und dem späteren Betrieb von Satellitenfunksystemen.

Dem Verfasser ist kein Simulator bekannt, der die speziellen Eigenschaften des Satellitenfunkkanals bei 20/30 GHz ausreichend berücksichtigt. Diese Lücke soll im Rahmen dieser Arbeit geschlossen werden.

2 Simulationsmodell

Ziel dieser Arbeit ist die Implementierung eines möglichst umfassenden Übertragungsmodells einer Satellitenfunkverbindung im Frequenzbereich 20/30 GHz [KJ95b]. Als Grundlage dient das Simulationstool COSSAP (Communication System Simulation and Analysis Package) der Firma SYNOPSIS, welches nachrichtentechnische Grundfunktionen und graphische Ausgabeeinheiten zur Verfügung stellt. Die Implementierung umfaßt neben den physikalischen Ausbreitungsbedingungen und meteorologischen Einflüssen auch die Realisierung von Sende- und Empfangseinrichtungen. In den nächsten Abschnitten werden zunächst die wichtigsten physikalischen Einflüsse des Kanals inklusive der Antenneneinflüsse modelliert. Danach werden die realisierten Modulationsarten sowie der Transponder betrachtet.

2.1 Das äquivalente Tiefpaßsignal

Die Nachrichtenübertragung in Funkkanälen erfolgt mit trägerfrequenten Bandpaßsignalen

$$s(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)), \quad (2.1)$$

wobei je nach verwendeter Modulationsart die Amplitude $A(t)$, die Trägerfrequenz f_0 oder die Phase $\varphi(t)$ gemäß der übertragenen Information variiert werden. Aus Gründen der späteren Übersichtlichkeit ist keine Zeitabhängigkeit bei der Trägerfrequenz vorgesehen, da die Frequenzmodulation als spezielle Phasenmodulation betrachtet werden kann und somit schon in $\varphi(t)$ enthalten ist. Das zugehörige Fourierspektrum $S(f)$ ist, zumindest in der Praxis, näherungsweise auf einen bandpaßförmigen Bereich um die Trägerfrequenz f_0 beschränkt, d.h.

$$S(f) = 0 \text{ falls } f \notin [-f_0 - f_g, -f_0 + f_g] \cup [f_0 - f_g, f_0 + f_g], f_0 \gg f_g, \quad (2.2)$$

wobei $B = 2f_g$ sei. B ist die Bandbreite des Signals $s(t)$.

Eine weitere Darstellung für das Bandpaßsignal ist

$$s(t) = \operatorname{Re}\{v(t)e^{j2\pi f_0 t}\} \quad (2.3)$$

mit $v(t)$ als der komplexen Einhüllenden von $s(t)$. In (2.3) erkennt man, daß $v(t)$ die Trägerfrequenz f_0 nicht mehr enthält, so daß $v(t)$ auch als das zu $s(t)$ äquivalente komplexe Tiefpaßsignal bezeichnet wird.

Der hier für das Sendesignal $s(t)$ vorgestellte Zusammenhang besitzt in gleicher Weise für das Empfangssignal

$$z(t) = \operatorname{Re}\{r(t)e^{j2\pi f_0 t}\} \quad (2.4)$$

Gültigkeit, welches über die zeitvariante Impulsantwort $c(t, \xi)$ des Übertragungskanals mit dem Sendesignal zusammenhängt:

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\xi)c(t, \xi) d\xi. \quad (2.5)$$

Dabei ist ξ die Länge des Zeitintervalls, das zwischen dem Beobachtungszeitpunkt t und dem Beginn der Erregung des Systems vergangen ist. Der absolute Zeitpunkt der Erregung ξ ist unerheblich, falls das Übertragungssystem zeitinvariant ist. Dann ist die Impulsantwort nur noch von der Zeitdifferenz $t - \xi$ abhängig und es ergibt sich bei gleichem Eingangssignal immer dasselbe Empfangssignal $z(t)$ unabhängig vom gewählten Sendezeitpunkt. Nach [PM94] läßt sich (2.5) als

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v(\xi)h(t, \xi) d\xi \quad (2.6)$$

im äquivalenten Tiefpaßbereich ausdrücken. Das äquivalente Tiefpaßsystem zu $c(t, \xi)$ ist $h(t, \xi)$ mit

$$c(t, \xi) = 2 \cdot \operatorname{Re}\{h(t, \xi)e^{j2\pi f_0 \xi}\}. \quad (2.7)$$

$h(t, \xi)$ ist ein komplexwertiger Zufallsprozeß, der in Abschnitt 2.2.6 näher betrachtet wird.

Für die Simulation der Satellitenübertragungsstrecke müssen die Signale abgetastet vorliegen. Da wir es nach (2.2) mit bandbegrenzten Signalen zu tun haben, ist nach dem Nyquisttheorem [Lük95] eine diskrete Darstellung ohne Fehler möglich. Eine erste naive Einschätzung führt dazu, daß eine Abtastrate von mindestens $2f_0 + B$ notwendig wäre. Durch Nutzung der Bandpaßunterabtastung [Jon91] läßt sich eine Abtastrate in der Nähe

von $2B$ finden, welche in etwa der erwarteten minimal notwendigen Abtastrate entspricht. Die Wahl der Abtastrate ist von der Trägerfrequenz und der Breite des überfaltungsfreien Bereichs abhängig. Somit ist die Berechnung deutlich aufwendiger. Bei frequenzagilen Systemen wäre eine ständige Abtastratenanpassung erforderlich. Daher werden im allgemeinen Simulationen für Kommunikationssysteme im äquivalenten Tiefpaßbereich durchgeführt, da dadurch das Ein-/Ausgangsverhalten ebenfalls vollständig beschrieben ist. In den weiteren Ausführungen werden daher ausschließlich die äquivalenten Tiefpaßsysteme verwendet. Alle zeitlichen Größen liegen im allgemeinen diskretisiert im Abstand des Abtastintervalls $\Delta t_A < 1/2B$ vor.

2.2 Kanalmodellierung

Die Beschreibung des Kanals umfaßt neben der Modellierung der physikalischen Gesetze und der meteorologischen Bedingungen auch die Beschreibung der Antenneneinflüsse. Dabei wird zunächst ein zeitinvarianter Kanal angenommen, bevor gegen Ende des Abschnitts auf zeitvariante Vorgänge eingegangen wird.

2.2.1 Freiraumdämpfung und Antennen

Das Sendesignal gelangt über eine verlustlose Antenne in den Kanal. Diese habe eine bestimmte Richtcharakteristik, so daß die vorhandene Sendeleistung vorzugsweise in eine bestimmte Raumrichtung abgestrahlt wird. Das Verhältnis dieser Leistung zu der abgestrahlten Leistung einer isotropen Antenne ist der Gewinn G_T bzw. G_R , jeweils für Sende- und Empfangsantenne. So fällt die abgestrahlte Leistung mit dem Abstand R gemäß

$$P = \frac{P_T G_T}{4\pi R^2}. \quad (2.8)$$

Der von der Empfangsantenne aufgenommene Anteil dieser Leistung wird von der effektiven Antennenwirkfläche [MG92]

$$A_{eff} = G_R \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (2.9)$$

bestimmt. Für die Empfangsleistung folgt

$$P_R = P \cdot A_{\text{eff}} = P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2. \quad (2.10)$$

Der letzte Faktor bestimmt in Abhängigkeit von der Wellenlänge und der Entfernung maßgeblich die Empfangsleistung. Daher wird der Kehrwert

$$L_{FS} = \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 = \left(\frac{4\pi R f}{c} \right)^2 \quad (2.11)$$

auch Freiraumdämpfung genannt, wobei c die Lichtgeschwindigkeit ist. Die Freiraumdämpfung gibt das Verhältnis der empfangenen Leistung zur gesendeten Leistung zweier isotroper Antennen an. Damit ist klar, daß durch die große Entfernung zwischen einer Bodenstation und dem Satelliten sowie durch die Benutzung von Frequenzen im Ka-Band die Freiraumdämpfung den größten Beitrag zur Gesamtstreckendämpfung liefert.

Der Gewinn der Antennen und die Sendeleistung können nach (2.10) die Freiraumverluste teilweise kompensieren. Antennen mit Richtcharakteristik haben einen hohen Antennengewinn. Sie sind aufgrund der begrenzt vorhandenen Sendeleistung in mobilen Bodenstationen bzw. in Satelliten angebracht. Der maximale Gewinn in der Hauptkeule einer Antenne ist

$$G_{\text{max}} = \eta \left(\frac{\pi D f}{c} \right)^2 \quad (2.12)$$

mit der Effizienz η und dem Antennendurchmesser D . Für Parabolantennen kann $\eta = 0,55$ gesetzt werden. Weiterhin ist in der Praxis die optimale Ausrichtung der Antennen zueinander nicht gewährleistet. Dies führt zu einem zusätzlichen Verlust in Abhängigkeit vom Fehlausrichtungswinkel α . Innerhalb des 3 dB Öffnungswinkels Θ_{3dB} der Hauptkeule wird die Antennencharakteristik in dB durch eine Parabel approximiert. Dann ist die Fehlausrichtungsdämpfung [MB93]

$$L_\alpha = 12 \left(\frac{\alpha}{\Theta_{3dB}} \right)^2, \quad |\alpha| \leq \Theta_{3dB}/2 \quad (2.13)$$

mit

$$\Theta_{3dB} = c_i \pi \sqrt{\frac{\eta}{G_{\text{max}}}}. \quad (2.14)$$

Für den Ausleuchtkoeffizienten gilt $c_i = 70^\circ$ (Parabolantenne), wenn Θ_{3dB} in Grad angegeben wird. Man sieht, daß die Vergrößerung des Gewinns einen verkleinerten Öffnungswinkel bedingt, d.h. die Streckendämpfungen können nicht durch beliebige Vergrößerung der Antenne kompensiert werden. Einerseits wird die Ausleuchtzone des Satelliten drastisch verkleinert, andererseits sind beliebige Antennengrößen nicht installierbar.

Die Fehlausrichtungsämpfung führt erst am Rande der Ausleuchtzone oder bei fehlerhafter Antennennachführung zu erheblichen Werten. Ansonsten liegen diese bei Bruchteilen eines dB und sind daher vernachlässigbar.

2.2.2 Atmosphärische Dämpfung und Regendämpfung

Verluste durch atmosphärische Gase gewinnen oberhalb von 10 GHz vor allem bei kleinen Elevationen an Bedeutung. Sie sind neben der Elevation und der Frequenz abhängig von der Wasserdampfdichte. Die Implementation der Gleichungen nach [ITU90c] ergibt Werte von deutlich unter einem dB.

Die Dämpfung durch Regenwolken A_{Wolken} wirkt sich oberhalb von 8 GHz aus. Näherungsweise [MB93, Seite 47] kann eine Zunahme um 20 dB pro 10 GHz bei einer Elevation ε von 20° angenommen werden:

$$A_{Wolken} = 0,2(f - 8 \text{ GHz}) \frac{\sin 20^\circ}{\sin \varepsilon}. \quad (2.15)$$

Eine bedeutend höhere Dämpfung verursacht Regen. Zur Vorhersage der Ausbreitungsbedingungen bei Niederschlag werden möglichst viele Informationen über dessen räumliche und zeitliche Verteilung benötigt. Abschätzungen können aufgrund jahrelanger Messungen getroffen werden. Diese basieren z.B. auf Ende der 70er Jahre mit dem COMSTAR Satelliten [CA82] oder im Zeitraum 1989-93 mit dem Olympus Satelliten [Rüc91, DORJ93, JR93a] durchgeführten Experimenten. Daraus sind Vorhersagemodelle entstanden, die in Empfehlungen der ITU (International Telecommunication Union) eingegangen sind bzw. die diese zukünftig verfeinern werden. Für die hier betrachtete Modellierung wurden [ITU90a, ITU90c] verwendet.

Grundsätzlich geht man bei der Berechnung der Regendämpfung davon aus, daß sie sich als Produkt der spezifischen Dämpfung γ_R und der effektiven Weglänge L_e durch das Regengebiet gemäß

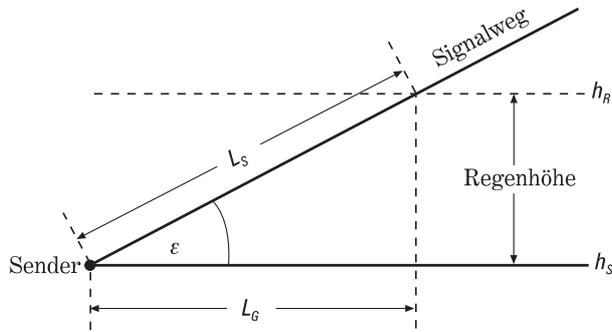


Bild 2.1: Ausbreitungsweg durch ein Regengebiet.

$$A_{\text{Regen}} = \gamma_R L_e \quad (2.16)$$

ergibt. Die effektive Weglänge L_e erhält man nach [ITU90c, (2.2.1.1)] aus

$$L_e = L_s r_{0,01}, \quad (2.17)$$

wobei L_s die tatsächliche Weglänge der Welle durch den Regen darstellt (Bild 2.1). Der Reduktionsfaktor

$$r_{0,01} = \frac{1}{1 + L_G/L_0} \quad (2.18)$$

errechnet sich aus der Projektion des tatsächlichen Weges auf die Erdoberfläche

$$L_G = L_s \cdot \cos \varepsilon \quad (2.19)$$

und

$$L_0 = 35 \cdot e^{-0,015 R_{0,01}} \quad (2.20)$$

mit der Regenintensität $R_{0,01}$, wobei die Inhomogenität des Regens berücksichtigt wird. Der Index 0,01 bedeutet, daß der jeweilige Faktor für 0,01 % der Dauer eines mittleren Jahres gültig ist. Für Elevationswinkel $\varepsilon \geq 5^\circ$ gilt

$$L_S = \frac{h_R - h_S}{\sin \varepsilon} \quad (2.21)$$

mit der Höhe h_s der Erdstation über Meeresniveau und

$$h_R = \begin{cases} 3,0 + 0,028 \cdot l_a & 0 \leq l_a \leq 36^\circ \\ 4,0 - 0,075 \cdot (l_a - 36) & l_a \geq 36^\circ \end{cases} \quad (2.22)$$

der effektiven Höhe des Regens in [km], wobei l_a den Breitengrad bezeichnet, über den der Satellit gerade fliegt.

Für die Berechnung der spezifischen Dämpfung gilt

$$\gamma_R = k(R_{0,01})^\alpha. \quad (2.23)$$

Die Koeffizienten k und α ergeben sich näherungsweise aus

$$\begin{aligned} k &= [k_H + k_V + (k_H - k_V) \cos^2 \varepsilon \cos(2\tau)]/2 \quad \text{und} \\ \alpha &= [k_H \alpha_H + k_V \alpha_V + (k_H \alpha_H - k_V \alpha_V) \cos^2 \varepsilon \cos(2\tau)]/(2k). \end{aligned} \quad (2.24)$$

Die Werte für k_H und k_V sind in [ITU90a] in Abhängigkeit von der Frequenz tabelliert. Fehlende Zwischenwerte werden durch lineare Interpolation über die logarithmierten Werte und Frequenzen bestimmt. Der Parameter τ gibt den Polarisationswinkel der Welle zur Horizontalen an. Bei zirkularer Polarisation ist als mittlerer Polarisationswinkel $\tau = 45^\circ$ zu wählen.

Die Regenfallrate $R_{0,01}$, die für 0,01% eines durchschnittlichen Jahres erwartet werden kann, beträgt für Europa nach [ITU90d, Fig.19] 30 bis 50 mm/h. Für Deutschland kann man einen Wert von 35 mm/h ansetzen, der einem sehr starken Gewitterregen entspricht. Im Vergleich dazu beträgt die mittlere Niederschlagsmenge auf das gesamte Jahr verteilt für Karlsruhe etwa 850 mm bzw. 850 l/cm².

Mittels der oben aufgeführten Gleichungen läßt sich die Regendämpfung, die während 0,01% der Dauer eines Jahres auftritt, ermitteln. Sie wird mit $A_{0,01}$ bezeichnet. Bei der Simulation möchte man jedoch nicht nur den schlechtesten Fall betrachten, sondern auch Untersuchungen für häufiger auftretende Dämpfungswerte (p nahe 1) oder seltener auftretende Dämpfungswerte (p klein) durchführen. In diesen Fällen gilt

$$A_p = 0,12 A_{0,01} p^{-(0,546+0,043 \log p)}; 0,001 \leq p \leq 1. \quad (2.25)$$

Diese Gleichung trifft gute Vorhersagen für Prozentanteile, die größer sind als 0,01. Bei kleineren Werten ist die berechnete Dämpfung zu groß. In [HS95] sind die Gründe und eine Korrekturmöglichkeit aufgeführt. Alternativ ist die Änderung der Regenrate aus (2.23) nicht möglich, da dann die Koeffizienten k und α aus (2.24) vollständig neu bestimmt werden müssen.

2.2.3 Polarisationsdämpfung

Die Polarisation des Sendesignals ist entweder linear, zirkular oder elliptisch [MG92]. Wird eine lineare Polarisation gewählt, wirkt sich eine Drehung der Polarisationssebene durch den Kanal (Depolarisation) am Empfänger durch eine Dämpfung aus. Dieser Effekt wird durch Regen und Eiskristalle verursacht. Mit Hilfe des OLYMPUS Satelliten wurden über längere Zeiträume Messungen ausgewertet [JR93b]. Die Depolarisation wird insbesondere bei Elevationswinkeln unter 10° beobachtet. Ein Maß dafür ist die Kreuzpolarisationsunterdrückung (Cross Polarization Discrimination: XPD)

$$\text{XPD} = 20 \log(a_c/a_x). \quad (2.26)$$

Dabei sind a_c die Komponente des Sendesignals in der ursprünglichen Polarisationsrichtung und a_x die Komponente in der dazu senkrechten Polarisationsrichtung. Die Bestimmung der Kreuzpolarisationsunterdrückung in Abhängigkeit von der Frequenz, dem Elevationswinkel, dem Polarisationswinkel der Welle zur Horizontalen und der Regendämpfung geht aus [ITU90b] hervor. In den Simulationen wird von zirkularer Polarisation ausgegangen, die jedoch auch Nachteile besitzt. Senkrechte und parallele Polarisation bezüglich der Einfallsebene wechseln ständig miteinander ab. Da die Reflexionskoeffizienten für diese beiden Polarisationsrichtungen stark unterschiedlich sind, ist die reflektierte Welle meist elliptisch polarisiert. Zudem wechselt bei verlustlosem Medium und paralleler Polarisation der reelle Reflexionsfaktor für einen bestimmten Einfallswinkel sein Vorzeichen [MG92]. Dieser Winkel heißt Brewsterwinkel und befindet sich ungefähr zwischen 5° und 30° . Der Reflexionskoeffizient der parallel polarisierten Welle ist dann Null. Für Einfallswinkel oberhalb des Brewsterwinkels (insbesondere senkrechter Einfall) ändert sich die Polarisationsrichtung der Welle. Auch diese Effekte führen zu einer Verringerung

des Signal zu Störverhältnisses und müssen insbesondere bei Mehrwegeszenarien berücksichtigt werden.

2.2.4 Rauschen

Eine weitere wichtige Kanaleigenschaft ist das Rauschen, das dem Signal additiv überlagert wird. Es resultiert daraus, daß die Empfangsantennen neben der Nutzsignalenergie auch andere Formen elektromagnetischer Energie aufnehmen, die sich innerhalb der Antennenempfangskeulen befinden. Es handelt sich dabei um kosmische Hintergrundstrahlung (zusammen mit dem Erdmagnetfeld Ursache der van Allen Strahlungsgürtel [Wes63]), um die Bewegung geladener Teilchen in der Atmosphäre und um die Temperaturstrahlung der Himmelskörper, die in ihrer Intensität und spektralen Energieverteilung von deren Temperatur und ihrer Beschaffenheit abhängen. Für die hier betrachteten Satellitenbahnen sind die in Frage kommenden Himmelskörper vor allem die Sonne und die Erde.

Da die Hintergrundstrahlung mit wachsender Frequenz abnimmt, überwiegen im 20/30 GHz Bereich die anderen Rauschquellen. Diese werden über ihre Strahlungstemperatur [BW95] charakterisiert. Sie entspricht der Temperatur eines schwarzen Körpers, der die gleiche Gesamtstrahlungsleistung wie der betrachtete Körper besitzt.

Die von der Antenne aufgenommene Strahlungsleistung führt ebenfalls zu einer bestimmten Strahlungstemperatur T_A der Antenne. Diese berechnet sich mit Hilfe des Integrals

$$T_A = \frac{1}{4\pi} \iint_{\Omega} T_b(\Theta, \Phi) G(\Theta, \Phi) d\Omega \quad (2.27)$$

über das Produkt der Strahlungstemperatur $T_b(\Theta, \Phi)$ des in der Richtung (Θ, Φ) liegenden Körpers und der normierten Antennencharakteristik $G(\Theta, \Phi)$, so daß $\frac{1}{4\pi} \iint_{4\pi} G(\Theta, \Phi) d\Omega = 1$ gilt. Das Integral erstreckt sich über den gesamten Raumwinkel Ω einer normierten Kugeloberfläche.

Für die *Empfangsantenne am Satelliten* läßt sich das Integral in zwei Teile zerlegen. Im ersten Teil erstreckt es sich nur über den die Erde enthaltenden Raumwinkel Ω_E , im zweiten Teil über den gesamten restlichen Raumwinkel $\Omega_R = 4\pi - \Omega_E$. Betrachtet man den ersten Teil dieser Gleichung, so ist klar, daß die dominierende Rauschquelle die Erde ist. Nimmt man vereinfachend eine konstante Strahlungstemperatur T_b über der Oberfläche der Erde und eine konstante Antennencharakteristik G über der Hauptkeule an, vereinfacht sich (2.27) zu einem Produkt. Be-

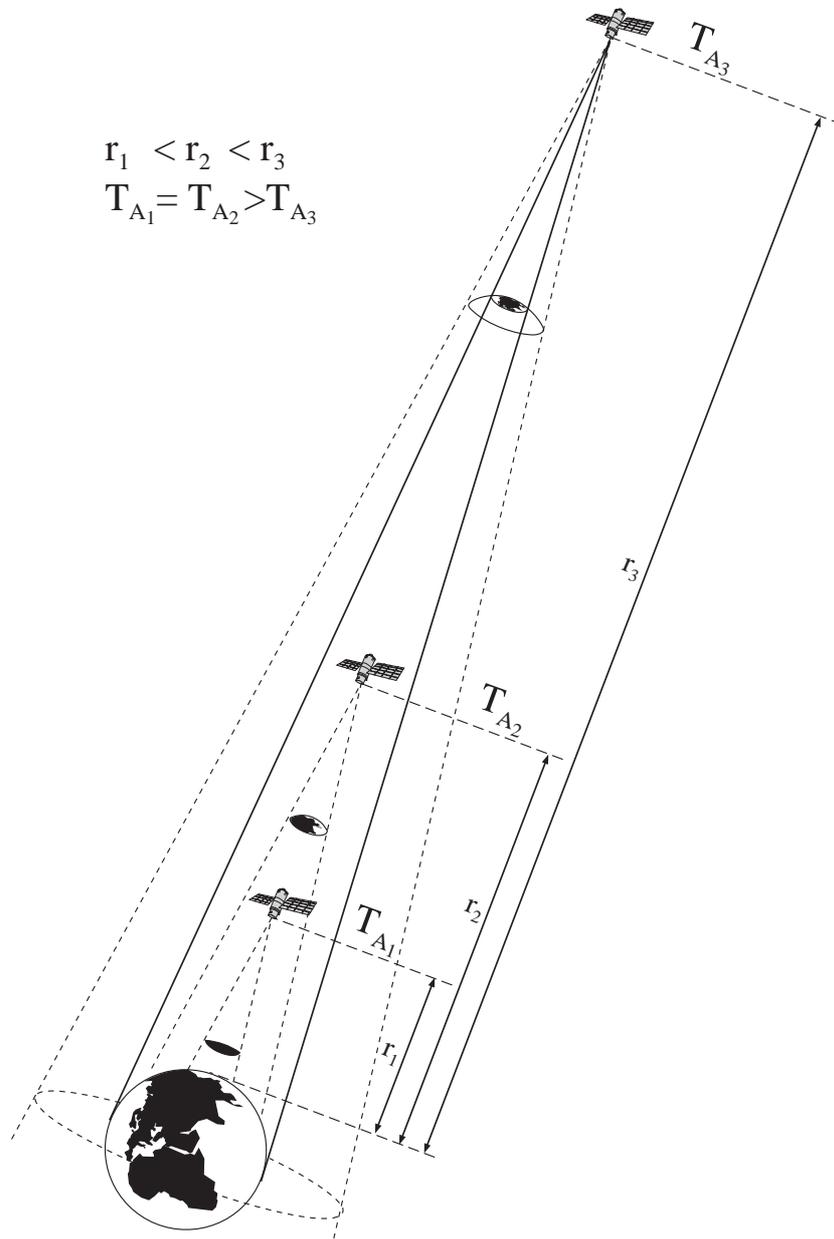


Bild 2.2: Rauschtemperatur T_A für verschiedene Abstände r .

trachtet man nun in verschiedenen Abständen zur Erde Satellitenantennen mit gleichem Öffnungswinkel der Hauptkeule (Bild 2.2), so stellt man fest, daß die Rauschtemperatur solange gleich bleibt ($T_{A_1} = T_{A_2}$), bis die Erdhalbkugel vollständig von der Hauptkeule erfaßt wird. Bei größeren Abständen trägt nur noch ein Teil des Integrals über der Hauptkeule zur Berechnung der Strahlungstemperatur bei (Strahlungstemperatur des freien Raums $\ll T_b$), so daß die Strahlungstemperatur T_{A_3} und damit auch die empfangene Strahlungsleistung geringer wird.

Da sich die Betrachtungen ausschließlich auf Kommunikationssatelliten, meist mit Spot Beams, beziehen, liegen nur Teile der Erdoberfläche innerhalb der Hauptkeule (maximaler Abstand r_2). Dies gilt für alle Orbits (angepaßte Hauptkeule). Somit ist die Rauschtemperatur unabhängig vom gewählten Orbit.

Mit Hilfe der parabolischen Charakteristik $G(\Theta, \Phi)$ aus (2.13) und Annahmen über die Verteilung der Strahlungstemperatur der Erdoberfläche kann das Integral in (2.27) genauer berechnet werden. Dies wurde in [NS85] für geostationäre Satelliten, die die gesamte Erdhalbkugel abdecken, durchgeführt. Dabei wurde eine Mischung aus Landmassen und Ozeanen mit ihren unterschiedlichen Temperaturen berücksichtigt (Bild 2.3). Für Mitteleuropa gilt in etwa die Kurve 30°E (Karlsruhe: $8,4^\circ\text{E}$, 49°N). Ist dieses Verhältnis zugunsten der Landmassen verschoben, ist die Rauschtemperatur im schlechtesten Fall bis max. 290 K zu erhöhen. Die tatsächlich wirkende Rauschtemperatur ergibt sich durch Multiplikation mit dem Antennenwirkungsgrad η . Der Anteil des zweiten Integrationssummanden resultiert aus der über die Nebenkeulen eingestreuerten Hintergrundstrahlung. Deren Strahlungstemperatur beträgt für Frequenzen über 3 GHz etwa 2,7 K [FS84]. Die tatsächlich wirkende Strahlungstemperatur ergibt sich durch Multiplikation mit $1 - \eta$, so daß der zweite Summand im allgemeinen vernachlässigbar ist.

Betrachtet man nun (2.27) für die *Empfangsantenne am Boden*, ist die Bewegung geladener Teilchen in der Atmosphäre als Rauschquelle vorherrschend, d.h. die Rauschtemperatur des Himmels bestimmt maßgeblich die Antennenrauschtemperatur. Vereinfachend bleiben die Nebenzipfelkeulen unberücksichtigt, so daß keine Rauschkomponenten aus der direkten Umgebung der Antenne aufgenommen werden. Bei widrigen Umgebungsbedingungen muß die Rauschtemperatur erhöht werden. Die Sonne als Rauschquelle wird nicht ausführlich betrachtet, da die hohe Strahlungstemperatur von bis zu 10^{11} K [FS84] jede Funkübertragung unmöglich macht und somit für die Simulation uninteressant ist. Damit entspricht

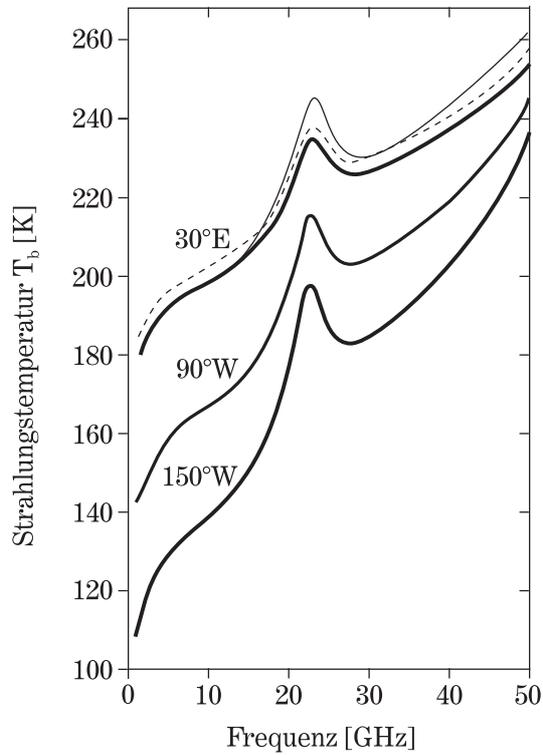


Bild 2.3: Gewichtete Strahlungstemperatur für einen geostationären Orbit, parametrisiert über Längengrade: $30^\circ E$, $90^\circ W$ und $150^\circ W$ (Anteil der Landmassen jeweils 46, 34 und 18 %); dünne Linie: erhöhte Wasserdampfdichte; gestrichelte Linie: erhöhte Wasserdampfdichte; gestrichelte Linie: erhöhte Oberflächentemperatur, beide bei $30^\circ E$ [NS85].

die Rauschtemperatur der Antenne der Strahlungstemperatur T_{SKY} des Himmels (Bild 2.4) bei näherungsweise konstanter Antennencharakteristik G über der Hauptkeule.

Bei Regen erhöht sich die Rauschtemperatur der Empfangsantenne am Boden

$$T_A = \frac{T_{SKY}}{A_{Regen}} + 270 \text{ K} \left(1 - \frac{1}{A_{Regen}} \right) \quad (2.28)$$

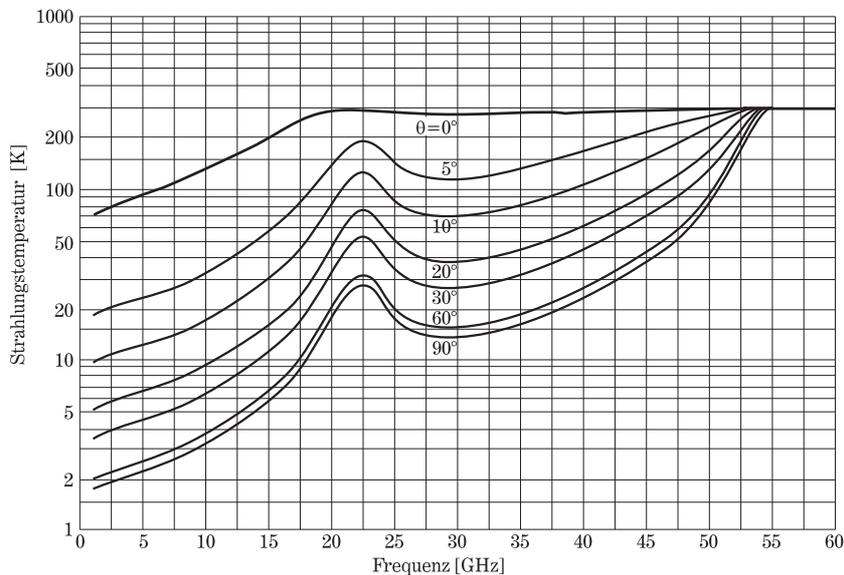


Bild 2.4: Strahlungstemperatur des klaren Himmels parametrisiert über der Elevation [Fre94].

drastisch, so daß dieser Effekt zusätzlich neben der angestiegenen Regendämpfung A_{Regen} (2.16) die Güte der Verbindung beeinflusst [HS95].

Im Falle parabolischer Antennen ist der notwendige Feeder bei Sende- und Empfangsantenne mit einer Dämpfung um 0,5 dB und einer Rauschtemperatur von 35 K zu berücksichtigen.

2.2.5 Szintillationen

Bisher wurde davon ausgegangen, daß der Satellitenkanal über längere Zeiträume zeitinvariant ist. In Wirklichkeit ändert sich der Kanal laufend, so daß die einzelnen zeitvarianten Effekte hinsichtlich ihrer simulativen Relevanz geprüft werden müssen. Das erste Phänomen sind Szintillationen, d.h. schnelle Variationen der Dämpfung. Der Begriff schnell bedeutet hier Änderungsraten von etwa maximal 100 mHz, wie in Bild 2.5 zu sehen ist. Bei Änderungsraten kleiner als 10 mHz lassen sich die langsam veränderlichen Ereignisse schönes Wetter und Regen klar voneinander trennen. Somit überwiegen die Szintillationen erst bei höheren Änderungsraten. Der Grunde für Szintillationen sind Dichteschwankungen in der Atmosphäre, die zu einer Änderung des Brechungsindex führen. Die Überlagerung der direkten Welle mit den unterschiedlich gestreuten

Anteilen führt zu konstruktiver und destruktiver Interferenz und somit zu den Dämpfungsänderungen. Nach [MV82] lassen sich schwache Szintillationen durch eine Lognormalintensitätsverteilung beschreiben. Dieser Prozeß ist über mehrere Minuten hinweg stationär.

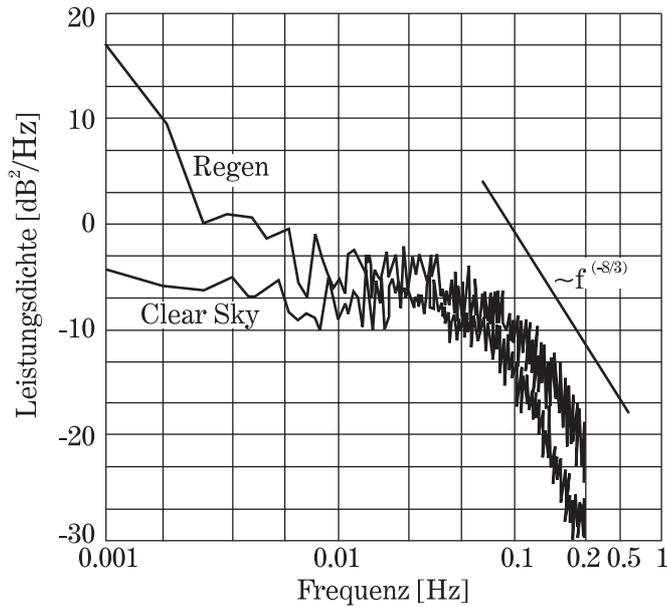


Bild 2.5: Leistungsdichtespektrum[†] eines Bakensignals (19,8 GHz) für Regen und klaren Himmel [Ort93].

Da die Szintillationen meist kleiner 1 dB [OMN95] sind, mit steigendem Elevationswinkel abnehmen und länger als 2 s dauern (Bild 2.5[†]), erscheint die Simulation dieser Effekte nicht notwendig. Insbesondere bei Symbolauern, die deutlich unter 1 ms liegen, bewegen sich die Simulationszeiten im Bereich der Szintillationsdauern, so daß diese Effekte während der Simulation gar nicht zum Tragen kommen. Vielmehr muß dieser Effekt bei der Gesamtsystemauslegung berücksichtigt werden, da die folgenden Einflüsse ([PBD94]) auftreten:

- Reduzierung des Ausregelbereichs bei Fadingeinbrüchen,

[†] Das Leistungsdichtespektrum basiert auf Pegelwerten. Damit ist die Einheit der Varianz dieses Zufallsprozesses dB^2 . Aufgrund von $\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(f) df$ hat das Leistungsdichtespektrum die Einheit dB^2/Hz .

- Reduzierung der Effektivität der Antennennachführung,
- Beeinflussung der Leistungsregelung auf dem Uplink.

2.2.6 Mehrwegeausbreitung

Auch bei der Nachrichtenübertragung über Satelliten kann man nicht in jedem Fall mit einer direkten Sichtverbindung rechnen. Insbesondere bei mobilen Systemen mit Antennensystemen geringer Direktivität muß mit zusätzlichen Mehrwegekomponenten gerechnet werden, die je nach Gelände unterschiedlich ausgeprägt sind. In bewaldeten Gebieten tritt durch das Blätterdach diffuser Empfang auf, d.h. die direkte Komponente wird gestreut. Andererseits kann in städtischem Gebiet durch Abschattung die direkte Komponente fehlen. Hier muß der Empfänger mit einer großen Anzahl an Mehrwegekomponenten zurechtkommen. Die simulative Behandlung und natürlich auch die meßtechnische Erschließung sind erst durch die theoretische Beschreibung zeitvarianter linearer Kanäle [Bel63] möglich.

Ausgehend von (2.6) erhält man durch Fouriertransformation der zeitvarianten Impulsantwort $h(t, \xi)$ bezüglich t die dopplervariante Impulsantwort

$$U(\xi, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \xi) e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (2.29)$$

mit der Dopplerfrequenzverschiebung ν . Erfolgt die Transformation von $h(t, \xi)$ bezüglich ξ , erhält man die zeitvariante Übertragungsfunktion $H(f, t)$. Als Umkehrtransformation lautet der Zusammenhang

$$h(t, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f, t) e^{j2\pi\xi f} df. \quad (2.30)$$

Die Berechnung der Autokorrelationsfunktionen dieser drei mittelwertfreien stochastischen Prozesse führt für die dopplervariante Impulsantwort bezüglich einer Verzögerung η und einer Dopplerfrequenzverschiebung μ zu

$$\varphi_{UU}(\xi, \eta; \nu, \mu) = \frac{1}{2} E\{U^*(\xi, \nu) U(\eta, \mu)\}, \quad (2.31)$$

für die zeitvariante Impulsantwort mit einem Zeitpunkt s zu

$$\varphi_{hh}(t, s; \xi, \eta) = \frac{1}{2} E \{ h^*(t, \xi) h(s, \eta) \} \quad (2.32)$$

und für die zeitvariante Übertragungsfunktion mit einer Frequenz l zu

$$\varphi_{HH}(f, l; t, s) = \frac{1}{2} E \{ H^*(f, t) H(l, s) \}. \quad (2.33)$$

Diese Korrelationsfunktionen sind jedoch ohne vereinfachende Annahmen kaum weiterverwendbar. Daher konzentriert man sich auf die statistischen linearen Systeme, deren Korrelationsfunktionen invariant gegenüber Zeittranslationen sind. Ist der Erwartungswert des Prozesses $h(t, \xi)$ konstant und hängt dessen Autokorrelationsfunktion nur noch von einer Zeitdifferenz ab, heißt das System schwach stationär oder englisch Wide Sense Stationary (WSS). Aus (2.32) folgt

$$\varphi_{hh}(t, s; \xi, \eta) = \varphi_{hh}(\tau; \xi, \eta) \quad (2.34)$$

und aus (2.31) ergibt sich

$$\begin{aligned} \varphi_{UU}(\xi, \eta; \nu, \mu) &= \frac{1}{2} E \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h^*(t, \xi) e^{j2\pi\nu t} dt \int_{-\infty}^{\infty} h(s, \eta) e^{-j2\pi\mu s} ds \right\} \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E \{ h^*(t, \xi) h(s, \eta) \} e^{j2\pi(\nu t - \mu s)} dt ds \\ & \quad \stackrel{s:=t+\tau}{=} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi t(\nu - \mu)} dt \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{hh}(\tau; \xi, \eta) e^{-j2\pi\mu\tau} d\tau}_{S(\xi, \eta; \nu)} \\ &= \delta(\nu - \mu) \cdot S(\xi, \eta; \nu) \end{aligned} \quad (2.35)$$

mit

$$S(\xi, \eta; \nu) \stackrel{\nu}{\bullet} \xrightarrow{\tau} \varphi_{hh}(\tau; \xi, \eta). \quad (2.36)$$

Das Ergebnis besagt, daß die dopplervariante Impulsantwort $U(\xi, \nu)$ für verschiedene Dopplerverschiebungen unkorreliert ist.

Unabhängig von der Stationarität bezüglich der Zeit läßt sich die Stationarität bezüglich der Frequenz fordern. Aus (2.33) folgt dann

$$\varphi_{HH}(f, l; t, s) = \varphi_{HH}(\Omega; t, s) \quad (2.37)$$

und aus (2.32) mit (2.30) ergibt sich

$$\begin{aligned} \varphi_{hh}(t, s; \xi, \eta) &= \frac{1}{2} E \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} H^*(f, t) e^{-j2\pi\xi f} df \int_{-\infty}^{\infty} H(l, s) e^{j2\pi\eta l} dl \right\} \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E\{H^*(f, t) H(l, s)\} e^{j2\pi(\eta l - \xi f)} df dl \\ &\stackrel{l:=f+\Omega}{=} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi f(\eta - \xi)} df \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{HH}(\Omega; t, s) e^{j2\pi\eta\Omega} d\Omega}_{\varphi_{hh}(t, s; \xi)} \\ &= \delta(\eta - \xi) \cdot \varphi_{hh}(t, s; \xi) \end{aligned} \quad (2.38)$$

mit

$$\varphi_{hh}(t, s; \xi) \overset{\xi}{\circ} \xrightarrow{\Omega} \bullet \varphi_{HH}(\Omega; t, s). \quad (2.39)$$

Hieraus folgt die Unkorreliertheit der zeitvarianten Impulsantwort für verschiedene Zeitverzögerungen, d.h. die den unterschiedlichen Ausbreitungswegen zugrundeliegenden Signale sind ebenfalls unkorreliert. Daraus resultiert auch die Bezeichnung von Bello [Bel63] als unkorreliert streuend oder englisch Uncorrelated Scattered (US).

Verknüpft man die beiden Stationaritäten, indem man (2.38) in (2.35) einsetzt, erhält man [†]

$$\begin{aligned} \varphi_{UU}(\xi, \eta; \nu, \mu) &= \delta(\nu - \mu) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\eta - \xi) \varphi_{hh}(\tau; \eta) e^{-j2\pi\mu\tau} d\tau \\ &= \delta(\nu - \mu) \cdot \delta(\eta - \xi) \cdot S(\xi, \nu) \end{aligned} \quad (2.40)$$

[†] pragmatische Vorgehensweise nach [Bel63]

mit

$$S(\xi, \nu) \stackrel{\nu}{\bullet} \xrightarrow{\tau} \varphi_{hh}(\tau, \xi). \quad (2.41)$$

Die Funktion $S(\xi, \nu)$ heißt Scatterfunktion und beschreibt die Übertragungseigenschaften des Systems eindeutig in der Zeitverzögerung-Dopplerverschiebungsebene für WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattered) Kanäle.

Mit (2.40) und (2.31) folgt

$$S(\xi, \nu) = \frac{1}{2} E\{|U(\xi, \nu)|^2\}. \quad (2.42)$$

Nach [PKL95] läßt sich die Zeitverschiebung ξ für bestimmte Zeitverzögerungsintervalle I (nahe Echos) von der Dopplerfrequenzverschiebung ν separieren. Dann sind die beiden Größen statistisch unabhängig voneinander und es folgt

$$\begin{aligned} E\{|U(\xi, \nu)|^2\} &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |U(\xi', \nu')|^2 p_{\xi', \nu'}(\xi', \nu', \xi, \nu) d\xi' d\nu' \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |U(\xi', \nu')|^2 p_{\xi'}(\xi', \xi) \cdot p_{\nu'}(\nu', \nu) d\xi' d\nu' \Big|_{\xi \in I} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |U(\xi')|^2 p_{\xi'}(\xi', \xi) d\xi' \int_{-\infty}^{\infty} |U(\nu')|^2 p_{\nu'}(\nu', \nu) d\nu' \Big|_{\xi \in I} \\ &= 2 \cdot S(\xi) \cdot S_{\xi}(\nu). \end{aligned} \quad (2.43)$$

Damit läßt sich die Scatterfunktion $S(\xi, \nu)$ aus zwei unabhängigen Messungen zusammensetzen. Es handelt sich um das Verzögerungsleistungsdichtespektrum $S(\xi)$, eine Messung der Leistung aller eintreffenden Echos über der Verzögerung ξ , sowie um die Messung des Dopplerspektrums $S_{\xi}(\nu)$ für Pfade mit gleicher Verzögerungszeit ξ . Mit (2.41) ergibt sich somit auch

$$\varphi_{hh}(\tau, \xi) = S(\xi) \cdot \mathcal{F}^{-1}\{S_{\xi}(\nu)\}, \quad (2.44)$$

d.h. auch die Autokorrelationsfunktion der zeitvarianten Impulsantwort ist faktorisiert.

Da das zu übertragende Nachrichtensignal bandbegrenzt ist (2.2) und damit auch das äquivalente Tiefpaßsignal $v(t)$, kann nach [OS75] folgende Darstellung gewählt werden:

$$v(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} v\left(\frac{l}{B}\right) \frac{\sin[\pi B(t-l/B)]}{\pi B(t-l/B)}. \quad (2.45)$$

Die zugehörige Fouriertransformierte ist

$$V(f) = \begin{cases} \frac{1}{B} \sum_{l=-\infty}^{\infty} v\left(\frac{l}{B}\right) e^{-j2\pi fl/B} & |f| \leq \frac{B}{2} \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (2.46)$$

Durch Umformung mit Hilfe des Faltungssatzes der Fouriertransformation ergibt sich für das unverrauschte Empfangssignal aus (2.6)

$$\begin{aligned} r(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} V(f)H(f,t) e^{j2\pi ft} df \\ &= \frac{1}{B} \sum_{l=-\infty}^{\infty} v\left(\frac{l}{B}\right) \int_{-B/2}^{B/2} H(f,t) e^{j2\pi f(t-l/B)} df \\ &= \frac{1}{B} \sum_{l=-\infty}^{\infty} v\left(\frac{l}{B}\right) \left[h\left(t, t - \frac{l}{B}\right) * B \operatorname{si}\left(\pi B\left(t - \frac{l}{B}\right)\right) \right] \\ &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} v\left(t - \frac{l}{B}\right) \left[h\left(t, \frac{l}{B}\right) * \operatorname{si}(\pi l) \right] \\ &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} v\left(t - \frac{l}{B}\right) h'\left(t, \frac{l}{B}\right) \end{aligned} \quad (2.47)$$

mit

$$h'\left(t, \frac{l}{B}\right) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \xi) \operatorname{si}(\pi(l - B\xi)) d\xi. \quad (2.48)$$

Aus (2.47) drängt sich direkt eine Realisierungsstruktur für die Simulation auf. Der Mehrwegekanal kann durch eine FIR (Finite Impulse Response) Filter Struktur [Lüc80] mit zeitveränderlichen Koeffizienten $h'_i(t) = h'(t, l/B)$ und festen äquidistanten Verzögerungen im Abstand l/B dargestellt werden [JBS94]. Wegen (2.48) werden theoretisch unendlich viele Koeffizienten $h'_i(t)$ benötigt, auch wenn die Kanalimpulsantwort eine endliche Dauer besitzt. Zudem ist jeder dieser Koeffizienten durch die gesamte zeitvariante Impulsantwort $h(t, \xi)$ bestimmt. Der Faktor $\text{sinc}(\pi l)$ im Faltungsintegral gewichtet $h(t, \xi)$ in der Nähe der Verzögerungszeit l/B sehr stark, so daß $h'_i(t)$ näherungsweise dem Mittelwert der Impulsantwort in einem Bereich um diese Verzögerungszeit l/B entspricht.

Das Intervall, für das $h(0, \xi)$ bzw. $\varphi_{hh}(0, \xi)$ deutlich verschieden von Null ist, heißt Mehrwegespreizung T_m . Dieser Wert bestimmt die Anzahl der minimal benötigten Koeffizienten $h'_i(t)$. Damit der Fehler gering bleibt, sind mindestens $L = T_m B + 1$ Abgriffe erforderlich. L wird auf den nächsten ganzzahligen Wert aufgerundet.

Mit Hilfe der Zeit-Frequenz-Korrelationsfunktion $\varphi_{HH}(\Omega, \tau)$ ergibt sich die Kohärenzbandbreite

$$B_c = \inf \left\{ \Omega \geq 0 \mid \left| \frac{\varphi_{HH}(\Omega, 0)}{\varphi_{HH}(0, 0)} \right| = c, c \in [0, 1] \right\} \quad (2.49)$$

für ein zunächst beliebiges Niveau c . Angewandt bedeutet dies, daß der Kanal auf Signale im Frequenzabstand $\geq B_c$ unterschiedliche Wirkung hat bzw. daß der Kanal frequenzselektiv ist, wenn die Bandbreite des Signals größer als die Kohärenzbandbreite ist. Nach [Zol93] findet man Werte für c von 0,5, 0,75 und 0,9, die, einmal festgelegt, zu vergleichbaren Ergebnissen führen. Wegen der Beziehung

$$\varphi_{HH}(\Omega, \tau) \stackrel{\Omega}{\bullet} \text{---} \stackrel{\xi}{\circ} \varphi_{hh}(\tau, \xi), \quad (2.50)$$

gibt es über die Unschärferelation [Ach85] der Nachrichtentechnik einen Zusammenhang zwischen Mehrwegespreizung (Signaldauer) und Kohärenzbandbreite, so daß näherungsweise

$$T_m \approx \frac{1}{B_c} \quad (2.51)$$

gilt. Analog zu (2.49) ist auch die Kohärenzdauer

$$T_c = \inf \left\{ \tau \geq 0 \left| \left| \frac{\varphi_{HH}(0, \tau)}{\varphi_{HH}(0, 0)} \right| = c, c \in [0, 1] \right. \right\} \quad (2.52)$$

bezüglich eines beliebigen Niveaus c definiert. Ist die Dauer eines Signals kürzer als T_c , verhält sich der Kanal gegenüber allen Zeitabschnitten des Signals gleich. Wenn das Signal allerdings länger andauert, ist der Kanal zeitvariant. Eng damit verbunden ist der Begriff der Dopplerspreizung B_D . Darunter versteht man den Frequenzbereich, für den das Dopplerspektrum $S(0, \nu) \neq 0$ ist (im allgemeinen maximal für $\xi = 0$). Da

$$\varphi_{HH}(\Omega, \tau) \overset{\Omega\tau}{\bullet} \overset{\xi\nu}{\circ} S(\xi, \nu) \quad (2.53)$$

gilt, ergibt sich näherungsweise über die Unschärferelation

$$B_D \approx \frac{1}{T_c}. \quad (2.54)$$

Für die Simulation ist das Korrelationsverhalten zwischen den verschiedenen Koeffizienten $h'_i(t)$ von Interesse. Es gilt

$$\begin{aligned} \varphi_{kl}(t, s) &= \frac{1}{2} E \{ h'_k(t) h'_l^*(s) \} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \text{si}(\pi(k - B\xi)) \text{si}(\pi(l - B\eta)) \varphi_{hh}(t, s; \xi, \eta) d\xi d\eta. \end{aligned} \quad (2.55)$$

Benutzt man die Eigenschaften des WSSUS Kanals gemäß (2.34) und (2.38), erhält man

$$\varphi_{kl}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \text{si}(\pi(k - B\xi)) \text{si}(\pi(l - B\xi)) \varphi_{hh}(\tau, \xi) d\xi. \quad (2.56)$$

Man erkennt, daß das Integral im allgemeinen nicht verschwindet, d.h. die Koeffizienten $h'_i(t)$ sind entgegen den WSSUS Kanaleigenschaften korreliert. Die Unkorreliertheit ist nur für stark frequenzselektive Kanäle ($B \gg B_c \approx 1/T_m$) annähernd erfüllt, da dann die si-Funktionen gegenüber $\varphi_{hh}(\tau, \xi)$ sehr schnell oszillieren und abklingen. Gleichzeitig ist auch

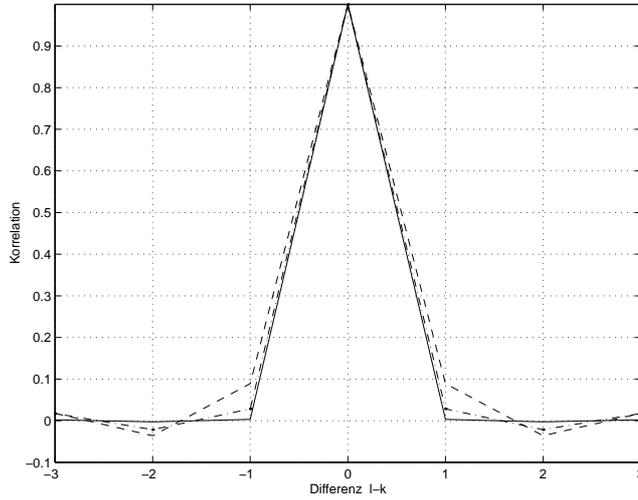


Bild 2.6: Korrelationsverhalten der Koeffizienten $h'_l(t)$; $(B_c/B; L)$
 —: $(0,0043; 231)$ - - : $(0,043; 24)$ — — : $(0,43; 4)$.

die Anzahl der zu realisierenden Koeffizienten sehr groß. Näherungsweise gilt dann

$$\begin{aligned} \varphi_{kl}(\tau) &\approx \varphi_{hh} \left(\tau, \frac{l}{B} \right) \int_{-\infty}^{\infty} \text{si}(\pi(k - B\xi)) \text{si}(\pi(l - B\xi)) d\xi \\ &= \varphi_{hh} \left(\tau, \frac{l}{B} \right) \delta_{kl} \end{aligned} \quad (2.57)$$

mit dem Kroneckersymbol δ_{kl} . Bild 2.6 bestätigt dieses Verhalten, falls in (2.56), bei gleichzeitiger Verwendung von (2.44), für $S(\xi)$ ein exponentiell abklingendes Verhalten gemäß

$$S(\xi) = c \cdot e^{-\xi/\Delta t} \quad (2.58)$$

eingesetzt und das Integral numerisch ausgewertet wird. Die Konstante c dient zur Normierung, Δt bestimmt indirekt die Kohärenzbandbreite B_c . $\varphi_{hh}(\tau)$ wird der Einfachheit halber zu eins gesetzt. Man erkennt, daß bei kleiner Kohärenzbandbreite (hohe Anzahl L zu simulierender Abgriffe) die Korrelation in Übereinstimmung mit (2.57) Null ist. Vergrößert man

das Verhältnis B_c/B , steigt die Korrelation geringfügig an. Sie ist am größten bei zwei aufeinanderfolgenden Koeffizienten. Aufgrund der sehr geringen Korrelationswerte, die auch in [Par92] erwähnt werden, ist eine Simulation mit unkorrelierten Koeffizienten möglich. Die entstehenden Fehler bleiben klein.

Die Verhältnisse ändern sich grundlegend, wenn ein nicht stationärer Kanal zugrunde gelegt wird. Dieser entsteht z.B. bei der Bewegung eines Mobilfunkteilnehmers in urbanem Gelände. Beim Vorbeifahren an einem Haus treten Abschattungseffekte auf, die einen großen Teil der Ausbreitungspfade gleichzeitig betreffen. Damit sind verständlicherweise die verschiedenen Ausbreitungspfade und somit auch die Koeffizienten in der Simulation unkorreliert. In den meisten Fällen genügt es jedoch, innerhalb eines Zeitausschnittes zu simulieren, in dem der Kanal stationär ist. Für eine spezielle Situation (z.B. worst case) kann dadurch die Leistungsfähigkeit eines Systems bestimmt und eventuell angepaßt werden.

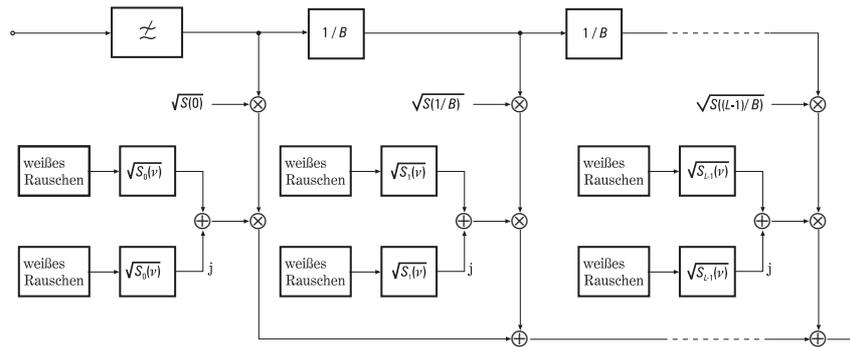


Bild 2.7: Mehrwegekanalmodell.

Generell gilt, daß schnelle Schwunderscheinungen durch unkorrelierte Koeffizienten näherungsweise nachgebildet werden können, langsame jedoch nicht [Par92].

Bild 2.7 zeigt die resultierende Struktur eines bandbegrenzten WSSUS Mehrwegekanals. Alle Rauschquellen sind weiß und statistisch unabhängig voneinander. Da die Scatterfunktion $S(l/B, \nu)$ das Leistungsdichtespektrum zur Autokorrelationsfunktion des Zufallsprozesses $h(t, l/B)$ ist, gilt der bekannte Zusammenhang [Pap91]

$$S\left(\frac{l}{B}, \nu\right) = \Phi_{NN}(\nu) S\left(\frac{l}{B}\right) S_l(\nu), \quad (2.59)$$

d.h. durch Filterung mit dem Dopplerspektrum erhält man den Zufallsprozeß $h_i'(t)$ mit den erforderlichen Korrelationseigenschaften.

Allerdings ist der Zufallsprozeß $h_i'(t)$ gegenüber dem Nutzsignal um Größenordnungen schmalbandiger, so daß zusätzliche Interpolationen und steilflankige Filter erforderlich werden. Je nach Anzahl der Abgriffe steigt der simulative Aufwand enorm an, der jedoch durch ein deterministisches Verfahren nach [PKL95] oder einem Monte-Carlo Verfahren nach [Hoe92] reduzierbar ist. Im ersten Fall werden die Koeffizienten $h_i'(t)$ durch die Approximation eines farbigen gaußschen Rauschens, das durch die Überlagerung vieler Schwingungen mit geeignet gewählten Amplituden, Frequenzen und Phasen entsteht, erzeugt. Im zweiten Fall wird der WSSUS Kanal durch die Summation endlich vieler Dopplerfrequenzen und Verzögerungen realisiert, die gleichzeitig den Zufallsvariablen entsprechen. Diese werden vor der Simulation "ausgewürfelt" und während der Simulation konstant gehalten. Dadurch wird eine bestimmte Musterfunktion des Prozesses realisiert. Durch beide Verfahren wird die aufwendige Erzeugung von Zufallszahlen während der Simulation vermieden.

2.3 Statistische Kanalbeschreibung und Dopplerspektrum

Im vorhergehenden Abschnitt wurde die grundlegende Struktur des Kanalmodells hergeleitet. Das Aussehen des Zufallsprozesses $h(t, \xi)$ beziehungsweise $S(\xi, \nu)$ wurde bisher noch nicht diskutiert. Die Form des Frequenzgangs und der Grund für die weißen Anregungsprozesse sollen jetzt näher bestimmt werden.

Generell schwankt die Empfangsleistung über der Zeit. Dieses Phänomen wird als Schwund (Fading) bezeichnet. Dabei sind üblicherweise schnelle Schwankungen (Fast Fading) langsameren Schwankungen (Slow Fading) überlagert.

Das schnelle Fading resultiert zumeist aus der Interferenz mehrerer auf verschiedenen Wegen zum Empfangsort gelangenden Mehrwegesignalen, deren Laufzeiten und Phasen zeitvariant sind, z.B. durch bewegte Streuobjekte. Eine zusätzliche Zeitvarianz ergibt sich aus der Bewegung des Empfängers durch das vorhandene Interferenzfeld. Für den betrachteten 20/30 GHz Frequenzbereich liegen allerdings die Feldstärkemaxima und -minima im Abstand von wenigen Zentimetern. Da auch die Antennenwirkfläche in dieser Größenordnung liegt, treten Mittelungseffekte über dem Interferenzmuster auf, die die Feldstärkeänderungen vermindern.

Der langsame Schwund ergibt sich aus der allmählichen aber stetigen Änderung der Umgebungsbedingungen wie z.B. durch das Vorüberziehen von Wolken oder Niederschlagsgebieten. Durch die Mobilität des Empfängers ergibt sich eine zusätzliche langsame Fluktuation der Empfangsleistung durch den Übergang zwischen verschiedenen Raumbereichen (Stadt, Vorort, freies Land) mit unterschiedlichen Ausbreitungssituationen. Dies bedeutet, z.B. beim Übergang in den Abschattungsbereich eines Hindernisses, den Wegfall der direkten Welle und eventuell ein Anwachsen der Anzahl der Mehrwegekomponenten. Da die Wegstrecken, auf denen sich solche Änderungen bemerkbar machen, deutlich größer sind als der Abstand der Maxima und Minima im Interferenzmuster, ergeben sich deutlich langsamere zeitliche Fluktuationen.

Mit Hilfe diverser Meßkampagnen [LCD⁺91, BEP95a, CJLV95, CV94, BEP95b, JL95] wurden die verschiedenen Fadingphänomene in statistische Modelle umgesetzt. In [LS91, Cas92, DRFP94, DGGL96] wurden diese Modelle zur Simulation von SATCOM Strecken verwendet. Folgende zusammenfassenden Aussagen können daraus entnommen werden:

1. Liegt eine Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger vor, zeigt der Pfad ein ausgeprägtes Riceverhalten [Pro95].
2. Kommt der Verbindungsweg nur durch Reflexionen und Streuungen zustande, kann für den Prozeß eine Rayleighverteilung [Feh95] angenommen werden.
3. Abschattungseffekte durch Vegetation lassen sich gut durch eine Lognormalverteilung beschreiben [Loo85, VD92].

Prozesse mit Rayleigh- oder Riceverteilung dienen zur Beschreibung des schnellen Fadings, die Lognormalverteilung beschreibt das überlagerte langsame Fading.

2.3.1 Rayleighverteilung

Setzt sich das Empfangssignal ausschließlich aus einer großen Zahl an gestreuten, statistisch unabhängigen Komponenten zusammen, ist dieses Signal rayleighverteilt. Die Vorstellung geht von der Superposition der elektrischen Feldkomponenten mit unterschiedlichen Amplituden und Phasen aus. Zur einfacheren Darstellung verwendet man die komplexe Schreibweise. Ist die Anzahl sich überlagernder Komponenten genügend groß, ergibt sich für Real- und Imaginärteil aufgrund des zentralen Grenzwertsatzes eine zweidimensionale Gaußverteilung, deren Komponenten statistisch unabhängig voneinander sind. Daher darf eine Leistungsaddition zur Bestimmung der Gesamtleistung durchgeführt werden.

Die Rayleighverteilung entsteht durch die Addition zweier quadrierter, statistisch unabhängiger und jeweils $N(0, \sigma^2)$ verteilter Zufallsvariabler. Daraus entsteht eine zentrale χ^2 -Verteilung [Fis89] mit zwei Freiheitsgraden bzw. eine Exponentialverteilung. Für eine Zufallsvariable Y , die der Empfangsleistung entspricht, ergibt sich die Dichte

$$p_Y(y) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-y/2\sigma^2}, \quad y \geq 0. \quad (2.60)$$

Die entsprechende Amplitudenverteilung erhält man durch Variablensubstitution $R = \sqrt{Y}$ und es ergibt sich mit

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2}, \quad r \geq 0 \quad (2.61)$$

die Dichte der Rayleighverteilung. Sie ist durch die Leistung aller Mehrwegekomponenten σ^2 eindeutig festgelegt. Die Phase (Empfangswinkel) des empfangenen Signals ist im Intervall $[-\pi, \pi)$ gleichverteilt.

2.3.2 Riceverteilung

Eine Riceverteilung ergibt sich stets, wenn einem starken, determinierten Signal eine sehr große Anzahl statistisch unabhängiger Signale überlagert wird. Bezogen auf den Funkausbreitungsweg wird eine starke direkte Teilwelle von einer großen Zahl statistisch unabhängiger Mehrwegesignale, die durch Streuung, Reflexion und Beugung entstehen, überlagert. Im Unterschied zum Rayleighfall gibt es eine Feldkomponente mit deutlich größerer Amplitude als die anderen. Ansonsten wird genauso mit komplexen Größen gerechnet.

Die riceverteilte Zufallsvariable Y entsteht durch die Addition zweier quadrierter, statistisch unabhängiger und $N(\mu_1, \sigma^2)$ bzw. $N(\mu_2, \sigma^2)$ verteilter Zufallsvariablen. Daraus entsteht eine nichtzentrale χ^2 -Verteilung mit zwei Freiheitsgraden. Für die Empfangsleistung Y ergibt sich die Dichte

$$p_Y(y) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-(s^2+y)/2\sigma^2} I_0\left(\sqrt{y} \frac{s}{\sigma^2}\right), \quad y \geq 0, \quad (2.62)$$

wobei $I_0(\cdot)$ die modifizierte Besselfunktion 1-ter Gattung 0-ter Ordnung darstellt. Die Leistung der direkten Komponente ergibt sich aus $s^2 = \mu_1^2 + \mu_2^2$, die Leistung der gestreuten Komponenten ist σ^2 . Durch Variablensubstitution $R = \sqrt{Y}$ erhält man die Dichte

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2+s^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (2.63)$$

für die riceverteilte Empfangsamplitude. Das Leistungsverhältnis von direkten zu gestreuten Komponenten s^2/σ^2 wird Ricefaktor genannt. Ist der Ricefaktor Null, geht die Riceverteilung in eine Rayleighverteilung über. Die Phase α ist nicht mehr gleichverteilt, sondern gemäß [Par92] gilt

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{s^2}{2\sigma^2}} \left[1 + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{s \cos(\alpha_0 - \alpha)}{\sigma} e^{\frac{s^2 \cos^2(\alpha_0 - \alpha)}{2\sigma^2}} \right] \times \left(1 + \operatorname{erf} \left[\frac{s \cos(\alpha_0 - \alpha)}{\sigma\sqrt{2}} \right] \right). \quad (2.64)$$

Dabei ist $\alpha_0 = \arctan \frac{\mu_2}{\mu_1}$ der Einfallswinkel der starken direkten Teilwelle. Mit zunehmendem Ricefaktor variiert die Phase in zunehmend engeren Grenzen.

2.3.3 Lognormalverteilung

Messungen der Amplitudenverteilung in einem großen Gebiet um einen Sender zeigen in vielen Fällen eine Gaußverteilung der Empfangspegel, d.h. eine Lognormalverteilung der Amplitude. Werden lediglich Meßwerte betrachtet, die auf einem Kreis um den Sender liegen, ergibt sich ebenfalls eine Lognormalverteilung allerdings mit einer deutlich geringeren Standardabweichung σ , da eine Variation allein aufgrund der Entfernung entfällt und somit der Pegel bei Fehlen aller Hindernisse überall gleich sein müßte. Damit zusammenhängend wurde auch festgestellt, daß die Schwunddauer ebenfalls lognormalverteilt ist [MVB93].

Eine Zufallsvariable R ist logarithmisch normalverteilt, wenn diese aus einer normalverteilten Zufallsvariablen Y durch die Substitution $Y = \ln R$ hervorgeht. Dann gilt

$$p_R(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma r} e^{-(\ln r - \mu)^2 / 2\sigma^2}. \quad (2.65)$$

Der Wert μ gibt die mittlere Leistungsreduktion in dB an. Da die Lognormalverteilung nur die Grobstruktur der Empfangspegelschwankungen wiedergibt, für die Simulation aber Grob- und Feinstruktur wichtig sind, tritt sie meist in Kombination mit einer Rice- oder Rayleighverteilung auf. Die langsamen Schwankungen der Lognormalverteilung werden mit

den schnellen Schwankungen der anderen Verteilungen multipliziert. Dies wurde auch durch Messungen bestätigt [Loo85].

2.3.4 Nakagami-m Verteilung

Eine eher empirische Vorgehensweise [BD91] zur Beschreibung der vorher genannten Verteilungen durch eine einzige ist die Verwendung der Nakagami-m Verteilung [Nak60]. Bei genauerer Betrachtung erkennt man, daß die Nakagami-m Verteilung aus der verallgemeinerten zentralen χ^2 -Verteilung hervorgeht. Diese Zufallsvariablen sind nach [Fis89] gemäß

$$p_Y(y) = \frac{1}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m y^{m-1} e^{-my/\Omega}, \quad y \geq 0, \quad m \geq \frac{1}{2}, \quad \Omega > 0 \quad (2.66)$$

gammaverteilt, mit den frei wählbaren Parametern $\Omega = E\{Y\}$ und $m = \Omega^2/E\{(y - \Omega)^2\}$. Durch Variablensubstitution $R = \sqrt{Y}$ erhält man die Nakagami-m Verteilung

$$p_R(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} e^{-mr^2/\Omega}, \quad r \geq 0, \quad m \geq \frac{1}{2}, \quad \Omega > 0. \quad (2.67)$$

In der Nakagami-m Verteilung sind als Spezialfall die Rayleighverteilung mit $m = 1$, $\Omega = 2\sigma^2$ und die einseitige Normalverteilung mit $m = 1/2$ enthalten. Die Riceverteilung kann approximiert werden, wobei mit steigendem Ricefaktor $\Omega = 2$ erreicht wird. Für $m \rightarrow \infty$ und $\Omega = 2$ erhält man den AWGN (Additive White Gaussian Noise) Kanal. Ebenso lassen sich alle mit der Lognormalverteilung kombinierten Ausbreitungsbedingungen in der m - Ω -Ebene der Nakagami-m Verteilung wiederfinden (Bild 2.8). Ist die direkte Komponente der Riceverteilung lognormalverteilt, handelt es sich um den mit Lognormal gekennzeichneten Bereich. Sind dagegen die streuenden Komponente lognormalverteilt, erhält man Lognormal-Rayleigh oder Lognormal-Rice.

Ferner lassen sich relativ einfach aus geometrischen Betrachtungen der gemessenen kumulativen Schwundwahrscheinlichkeiten (z.B. Steigung der Kurven, Abszissenabschnitt für bestimmte Werte) die Parameter m und Ω näherungsweise bestimmen. Diese Werte dienen als Startvektor bei der numerischen Parameterextraktion, so daß das Verfahren schneller konvergiert. Zudem können für die Bitfehlerraten (DPSK2, FSK2) geschlossene Lösungen gefunden werden.

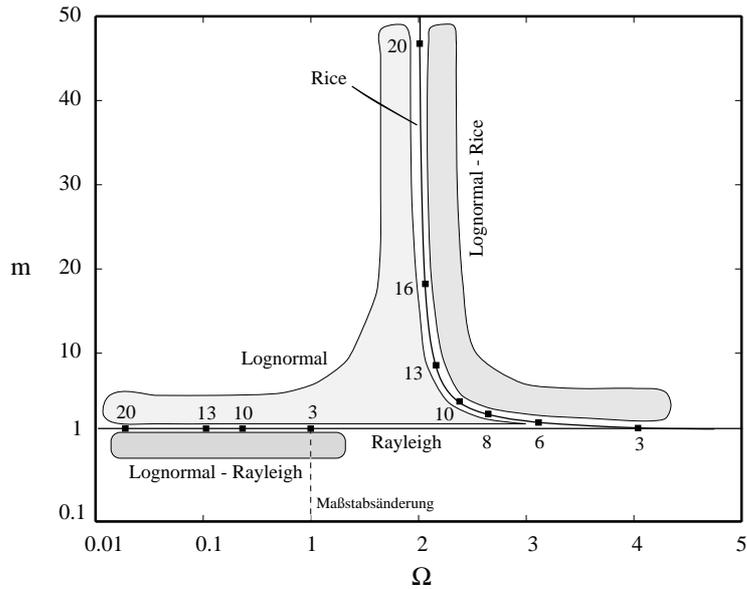


Bild 2.8: m - Ω -Ebene der Nakagami- m Verteilung (Parameter: $1/\sigma^2$ in dB ($s^2 = 1$); Maßstab für $m < 1$ und $\Omega < 1$ logarithmisch).

Leider enthält diese Verteilung nur Informationen über den Betrag des Empfangssignals. Die Phase wird nicht zur Verfügung gestellt. Bedeutend schwerwiegender ist die Problematik beim Einhalten der Autokorrelationseigenschaften (siehe folgenden Abschnitt). Entweder erzeugt man eine korrekte Verteilung oder die korrekten Autokorrelationseigenschaften. Beides gemeinsam läßt sich nicht erreichen. Daher ist die Nakagami- m Verteilung gut zur Beschreibung theoretischer Zusammenhänge geeignet. In der Simulation gibt es keine Anwendung.

2.3.5 Autokorrelationseigenschaften

Bisher wurde nur die Verteilung der Zufallsvariablen diskutiert. Die innere Struktur bzw. der zeitliche Bezug ist bisher wenig in Erscheinung getreten. In (2.59) ist der Zusammenhang zwischen einem erregenden weißen Prozeß, dem eine der anzuwendenden Verteilungen unterliegt, und dem

Leistungsdichtespektrum angegeben. Da die Zufallsvariable des Prozesses gleichermaßen der Verteilung gehorchen muß, als auch die entsprechende Korrelationseigenschaft besitzen soll, ist zunächst zu überlegen, ob die in (2.59) angegebene Gleichung diese Forderungen bei der Realisierung erfüllen kann. Danach wird die Filterfunktion, die dem Dopplerspektrum $S_l(\nu)$ entspricht, genauer bestimmt.

Zur Erzeugung von Rayleigh- und Riceverteilung werden zwei statistisch unabhängige normalverteilte Prozesse benötigt. Der eine Prozeß repräsentiert den Realteil, der andere den Imaginärteil. Diese seien mit X und Y gekennzeichnet. Die Summe ergibt einen komplexen Ausgangsprozeß $Z = X + jY$ für dessen Autokorrelationsfunktion

$$\begin{aligned}\varphi_{zz}(\tau) &= \frac{1}{2}E\{z(t)z^*(t-\tau)\} \\ &= \frac{1}{2}(\varphi_{xx}(\tau) + \varphi_{yy}(\tau))\end{aligned}\quad (2.68)$$

gilt. Für das Leistungsdichtespektrum folgt

$$\Phi_{zz}(f) = \frac{1}{2}(\Phi_{yy}(f) + \Phi_{yy}(f)). \quad (2.69)$$

Die Filterung eines normalverteilten Prozesses ergibt am Ausgang ebenfalls einen normalverteilten Prozeß. Somit ist die gewünschte Korrelationseigenschaft für diese beiden Verteilungen simulativ implementierbar.



Bild 2.9: *Logarithmisch normaler Zufallsprozeß.*

Für Prozesse mit Lognormalverteilung gestaltet sich dies deutlich schwieriger. Ein normaler Prozeß stimuliert ein System mit einer exponentiellen Übertragungsfunktion. Die Modellierung des Leistungsdichtespektrums erfolgt als Filter zwischen diesen beiden Blöcken (Bild 2.9). Nach [Ald82] führt das Vertauschen der Exponentialfunktion mit dem Filter zu einer unbekanntem Wahrscheinlichkeitsdichte am Ausgang bei exakter Realisierung des Leistungsdichtespektrums. Bei der hier gewählten Reihenfolge

hat der Prozeß nicht exakt die geforderten Korrelationseigenschaften. Genau dieselben Probleme entstehen beim Versuch die Nakagami-m Verteilung zu simulieren.

Das die Autokorrelationseigenschaften bestimmende Leistungsdichtespektrum beziehungsweise Dopplerspektrum läßt sich nach [JJ74] theoretisch berechnen. Jakes hat dazu einen Empfänger angenommen, der sich mit konstanter Geschwindigkeit v_M bewegt. Eine omnidirektionale Antenne führt das Funksignal dem Empfänger zu. In der Umgebung befinden sich so viele Streuzentren, daß das Nutzsinal gleichmäßig aus allen Winkelrichtungen α_M auf die Antenne fällt. Das empfangene Signal aus der Winkelrichtung α_M sei in komplexer Schreibweise

$$\underline{z}(t) = A \cdot e^{j(2\pi f_0 t + 2\pi \nu t + \varphi(t))} = A \cdot e^{j(2\pi f(\alpha_M)t + \varphi(t))} \quad (2.70)$$

mit der winkelabhängigen Dopplerfrequenz

$$\nu = \frac{f_0 v_M}{c} \cdot \cos \alpha_M = f_m \cos \alpha_M \quad (2.71)$$

und der maximalen Dopplerverschiebung f_m . Die empfangene Frequenz ist

$$f(\alpha_M) = f_0 + f_m \cos \alpha_M. \quad (2.72)$$

Da das Nutzsinal gleichmäßig aus allen Richtungen einfallen soll, ist die Zufallsvariable α_M über dem Winkelbereich $[-\pi, \pi)$ gleichverteilt. Die Wahrscheinlichkeitsdichte für die Empfangsfrequenz ergibt sich nach kurzer Rechnung (Abschnitt 5.1) zu

$$p(f(\alpha_M)) = \frac{1}{\pi \sqrt{f_m^2 - (f(\alpha_M) - f_0)^2}}, \quad f(\alpha_M) \in [f_0 - f_m, f_0 + f_m]. \quad (2.73)$$

Aufgrund der erkennbaren Stationarität gilt für die Autokorrelationsfunktion des empfangenen Signals

$$\begin{aligned}
\varphi_{zz}(\tau) &= \frac{1}{2} E \{ z(t) z^*(t - \tau) \} = \frac{A^2}{2} E \{ e^{j2\pi f(\alpha_M)\tau} \} \\
&= \frac{A^2}{2} \int_{-\infty}^{\infty} p(f(\alpha_M)) e^{j2\pi f(\alpha_M)\tau} df(\alpha_M) \\
&\stackrel{!}{=} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{zz}(f(\alpha_M)) e^{j2\pi f(\alpha_M)\tau} df(\alpha_M).
\end{aligned} \tag{2.74}$$

Daraus ergibt sich das Dopplerleistungsdichtespektrum

$$\Phi_{zz}(f(\alpha_M)) = \frac{A^2}{2\pi \sqrt{f_m^2 - (f(\alpha_M) - f_0)^2}}; |f(\alpha_M) - f_0| < f_m. \tag{2.75}$$

Eine alternative Berechnungsmethode mit Hilfe der Besselfunktion findet man in Abschnitt 5.2.

In (2.75) handelt es sich um das häufig für die Kanalmodellierung verwendete [R2196] Clarke- oder Jakesspektrum, welches unter folgenden Annahmen entsteht:

- der Elevationswinkel der einfallenden Strahlen ist 0° ,
- der azimutale Einfallswinkel α_M ist eine gleichverteilte Zufallsvariable,
- Antennengewinn und Richtcharakteristik bleiben unberücksichtigt.

Den zugehörigen Verlauf von (2.75) zeigt Bild 2.10. Soll die Antennenrichtcharakteristik $G(\alpha_M)$ für die Berechnung des Dopplerleistungsdichtespektrums in Betracht gezogen werden, gilt

$$\Phi_{zz}^G(f(\alpha_M)) = G(\alpha_M) \Phi_{zz}(f(\alpha_M)). \tag{2.76}$$

Wird eine Richtantenne verwendet, die einfallende Wellen nur im Winkelbereich α_1 und α_2 zuläßt, reduziert sich das von Null verschiedene Dopplerspektrum z.B. auf den schraffierten Bereich [Gan72].

Beim Satellitenmobilfunk muß die Berechnung des Dopplerspektrums auf den dreidimensionalen Fall erweitert werden. Hierzu wird die in Bild 2.11 verwendete Notation benutzt. Bei bekannter Position der Bodenstation ist diejenige des Satelliten eindeutig durch den Elevationswinkel ε und den Winkel α zwischen dem Geschwindigkeitsvektor \vec{v} des Satelliten und

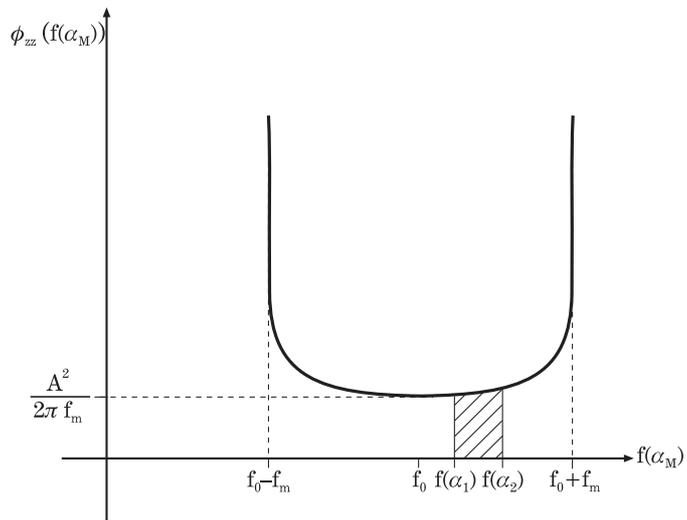


Bild 2.10: Jakesspektrum.

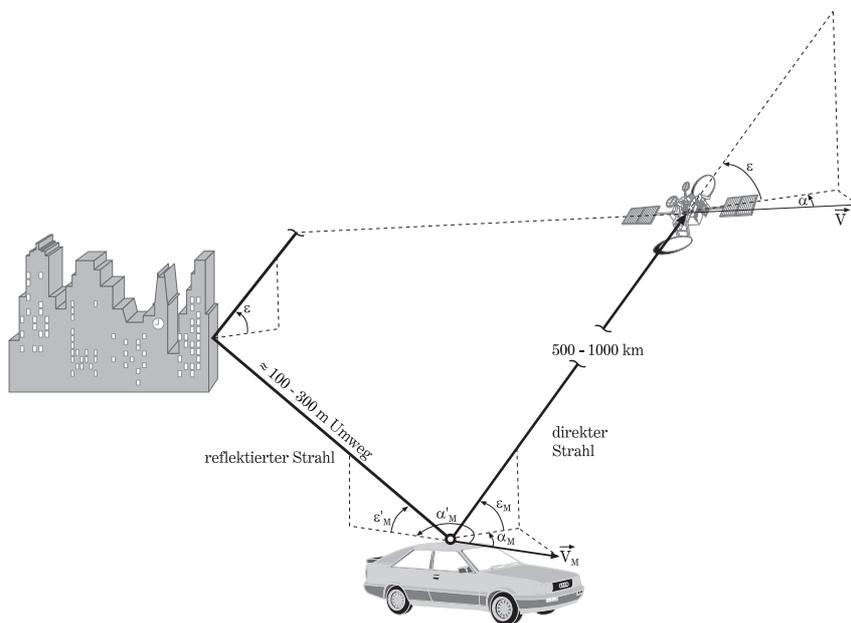


Bild 2.11: Dopplerszenario mit Satellit.

der Projektion des direkten Strahls in die tangentielle Ebene der Bahnkurve parallel zur Erdoberfläche gegeben. Die Bodenstation bewegt sich mit der Geschwindigkeit \vec{v}_M . Sie empfängt meist einen direkten Strahl mit der Elevation $\varepsilon_M = \varepsilon$, dessen Projektion in die tangentielle Ebene der Erdoberfläche mit dem dortigen Geschwindigkeitsvektor \vec{v}_M den Winkel α_M einschließt. Zudem werden reflektierte Strahlen von unterschiedlichen Streuzentren empfangen, deren Einfallsrichtungen durch das Winkelpaar $(\alpha'_M, \varepsilon'_M)$ gegeben sind. Unabhängig von der Einfallsrichtung liegen die meisten Streuzentren nahe am Empfänger. Messungen im 1,8 GHz Bereich [CJLV95, JL95] haben ergeben, daß die maximalen Verzögerungszeiten unter $1 \mu\text{s}$ bleiben, d.h. der Umweg ist kleiner als 300 m. Entsprechende Messungen für den 20/30 GHz Kanal sind nicht bekannt. Es ist aber davon auszugehen, daß durch die stärkeren Dämpfungseffekte und geringeren Beugungserscheinungen bei höheren Frequenzen die maximalen Verzögerungszeiten kleiner werden. Dadurch ist gewährleistet, daß alle Strahlen, die den Empfänger erreichen, nahezu parallel die Satellitenantenne verlassen haben. Für (2.72) läßt sich folgende modifizierte Gleichung für die Empfangsfrequenz angeben:

$$\begin{aligned} f(\alpha_M, \varepsilon_M) &= f_0 + (v_M \cos \alpha_M \cos \varepsilon_M - v \cos \alpha \cos \varepsilon) \frac{f_0}{c} \\ &= f_0 + f_m \cos \alpha_M \cos \varepsilon_M - f_{D_{max}} \cos \alpha \cos \varepsilon. \end{aligned} \quad (2.77)$$

Die Frequenz $f_{D_{max}} = f_0 v/c$ ist die durch die Bewegung des Satelliten maximal verursachte Dopplerverschiebung. Da dieser letzte Summand deterministisch ist und der Empfangsfrequenz $f(\alpha_M, \varepsilon_M)$ nur einen Frequenzoffset aufprägt, wird dieser zur Vereinfachung der Berechnung des Dopplerleistungsdichtespektrums zu Null gesetzt. Im Abschnitt 2.4 wird die durch den Satelliten verursachte Dopplerverschiebung genauer betrachtet.

Der erste Summand ist eine Zufallsgröße mit den Zufallsvariablen α_M (Azimut) und ε_M (Elevation). Der Einfachheit halber sei ε_M von α_M statistisch unabhängig, so daß die Verbunddichte in zwei Faktoren aufgeteilt werden kann. Die Zufallsvariable α_M sei wie im zweidimensionalen Fall im Intervall $[-\pi, \pi]$ gleichverteilt. Da der Satellit immer unter einem bestimmten Elevationswinkel gesehen wird, muß für die zweite Zufallsvariable von einer Vorzugsrichtung ε_0 ausgegangen werden. Diese sei in einem Empfangswinkelbereich $\Delta\varepsilon$ gleichverteilt gemäß

$$p(\varepsilon_M) = \frac{1}{\Delta\varepsilon} \text{rect} \left[\frac{\varepsilon_M - \varepsilon_0}{\Delta\varepsilon} \right]. \quad (2.78)$$

Nach kurzer Rechnung (Abschnitt 5.3) erhält man die Wahrscheinlichkeitsdichte der Empfangsfrequenz

$$p(f(\alpha_M, \varepsilon_M)) = \int_{\varepsilon_0 - \frac{\Delta\varepsilon}{2}}^{\varepsilon_0 + \frac{\Delta\varepsilon}{2}} \frac{\text{rect} \left[\frac{f-f_0}{2f_m \cos w} \right]}{\pi \Delta\varepsilon \sqrt{(f_m \cos w)^2 - (f(\alpha_M, \varepsilon_0) - f_0)^2}} dw \quad (2.79)$$

und analog zu (2.75) das Leistungsdichtespektrum

$$\Phi_{zz}(f(\alpha_M, \varepsilon_M)) = \int_{\varepsilon_0 - \frac{\Delta\varepsilon}{2}}^{\varepsilon_0 + \frac{\Delta\varepsilon}{2}} \frac{A^2 \cdot \text{rect} \left[\frac{f-f_0}{2f_m \cos w} \right]}{2\pi \Delta\varepsilon \sqrt{(f_m \cos w)^2 - (f(\alpha_M, \varepsilon_0) - f_0)^2}} dw. \quad (2.80)$$

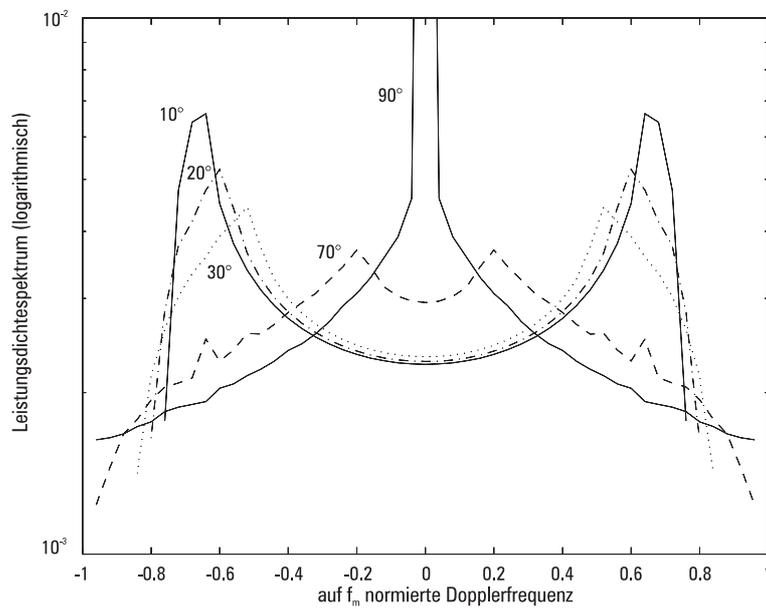


Bild 2.12: Dopplerspektren bei $\varepsilon_0 = 45^\circ$ für verschiedene Empfangswinkelbereiche $\Delta\varepsilon$; $f_0 = 0$.

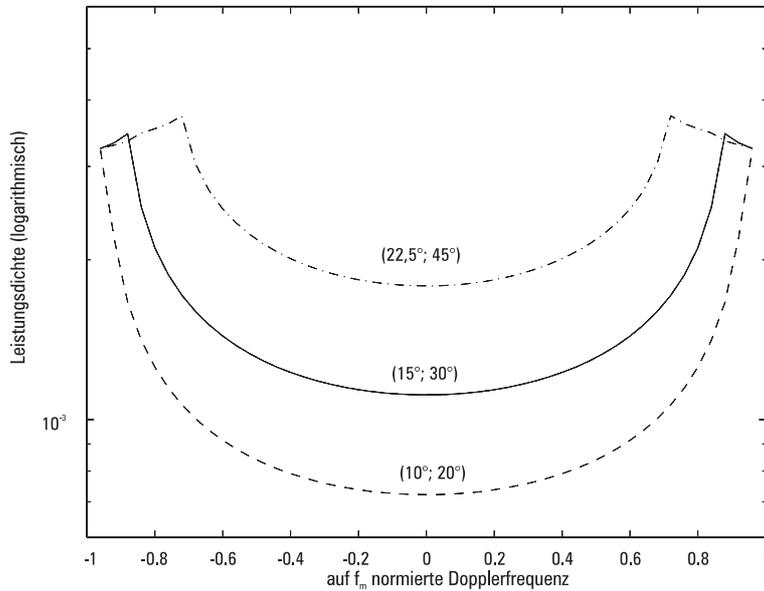


Bild 2.13: Dopplerspektren für verschiedene $(\epsilon_0, \Delta\epsilon)$.

Dieses Integral kann nur numerisch ausgewertet werden. Die Ergebnisse zeigt Bild 2.12 für $\epsilon_0 = 45^\circ$ und verschiedene Empfangswinkelbereiche. Deutlich erkennt man bei kleinem $\Delta\epsilon$ den Jakesverlauf aus Bild 2.10. Allerdings tritt die Polstelle bei den maximal möglichen Dopplerfrequenzen $\pm f_m \cos \epsilon_M$ nicht mehr auf. Vielmehr verschiebt sich der Maximalwert mit wachsendem $\Delta\epsilon$ zusehends zur Trägerfrequenz f_0 hin. Gleichzeitig nimmt die Pegelschwankung der Leistungsdichte über der Dopplerfrequenz ab. Im ziemlich unrealistischen Grenzfall einer über den gesamten Winkelbereich gleichverteilten Elevation ($\Delta\epsilon = 90^\circ$) hat das Dopplerspektrum bei der Trägerfrequenz f_0 eine Polstelle, so daß die Zufallsvariable $\underline{z}(t)$ hochgradig korreliert wäre.

Zum Vergleich zeigt Bild 2.13 Dopplerspektren bei kleinem Elevationswinkel wie sie in rein terrestrischen Systemen beobachtet werden. Auch hier bemerkt man das Fehlen der Polstellen und die Reduzierung der Pegelschwankung. Ähnliches wurde schon von [Aul79] mit einer etwas abgewandelten Dichte $p(\epsilon_M)$ veröffentlicht. Die Modifikation zu einer realitätsnäheren stetigen Dichtefunktion vergleicht [Par92]. Der grundlegende Verlauf ohne Polstellen bleibt aber im wesentlichen erhalten.

Da das Jakesspektrum in der Simulation nur unter großem Aufwand rea-

liert werden kann [PKL96], sind die Veränderungen für die Modellierung sehr vorteilhaft. Zudem kommen diese Verläufe der Realität deutlich näher, da das Empfangssignal normalerweise nicht nur aus einer Elevationsrichtung einfällt. Die geringer werdenden Pegelunterschiede über dem Dopplerspektrumsverlauf lassen die Überlegung aufkommen, approximativ ein einfaches Tiefpaßfilter (Realisation im äquivalenten Tiefpaßbereich) zu verwenden. Diese Überlegungen werden durch [Kuc82] untermauert, der bei der Verwendung vereinfachter Dopplerspektren gegenüber dem Jakesspektrum nur geringe Einflüsse auf die Simulationsergebnisse festgestellt hat.

2.4 Dopplerprofile

Bisher wurde der Frequenzoffset $f_{D_{max}} \cos \alpha \cos \varepsilon$ aus (2.80) außer Acht gelassen. Dieser bestimmt die absolute Lage des Dopplerspektrums in Abhängigkeit von der Trägerfrequenz f_0 und der Geschwindigkeit v des Satelliten. Für nicht geostationäre Satelliten nimmt dieser erhebliche Werte an. Im folgenden wird dessen Größe für verschiedene Orbits näher betrachtet.

In Abschnitt 1.1 wurden die verschiedenen Orbittypen und ihre Bahnkurven erläutert. Normalerweise bewegen sich die zugehörigen Satelliten relativ zu einem Beobachter auf der Erde. Eine Ausnahme bilden geostationäre Satelliten, die über dem Beobachter stillzustehen scheinen. Durch Inhomogenitäten im Gravitationsfeld der Erde bewegen sich allerdings auch diese Satelliten aus ihrem Orbit heraus. Raketenmotoren sorgen immer wieder für die Rückführung in den eigentlichen Orbit. Die durch Drift und Rückführung entstehenden Dopplerverschiebungen sind sehr gering. Im weiteren interessieren hier die Dopplerverschiebungen, die durch eine Relativgeschwindigkeit zwischen Signalquelle und Signalsenke unter Einhaltung des idealen Orbits (keine Störeffekte) entstehen. Die Bodenstation befindet sich an einem festen Punkt auf der Erdoberfläche. Die wirksame Dopplerverschiebung ergibt sich aus (2.77) zu

$$\nu(\vec{r}) = \frac{f_0}{c} v \cdot \cos \alpha \cos \varepsilon = \frac{f_0}{c} \frac{\langle \vec{v}, \vec{r}' \rangle}{|\vec{r}'|} = \frac{f_0}{c} \frac{d|\vec{r}'|}{dt}. \quad (2.81)$$

Der Vektor \vec{r}' ist die Verbindung zwischen Satellit und Bodenstation. Da die Orbits durch ihre Ellipsengleichung vollständig beschrieben sind, kann für jeden Zeitpunkt der Ortsvektor und damit bei vorgegebener Mittenfrequenz f_0 die Dopplerverschiebung berechnet werden. Geschieht dies

für aufeinanderfolgende Zeitpunkte erhält man den Verlauf der Dopplerverschiebung über der Zeit oder, was damit gleichbedeutend ist, über der Satellitenposition. Die graphische Darstellung dieses Verlaufs heißt Dopplerprofil. Als Ausgangspunkt für die Berechnung dient eine Bodenstation, deren Koordinaten genau auf der Bodenspur des Orbits liegen. Diese Bodenstation wird im folgenden als Basisstation bezeichnet. Die Bodenspur ist die Projektion der Umlaufbahn auf die Erdoberfläche. Jeder Punkt der Bodenspur entspricht zu einem bestimmten Zeitpunkt dem Subsatellitenpunkt.

Ausgehend von der Basisstation wird die Bodenstation für die Berechnung der Dopplerprofile unter Beibehaltung der geographischen Breite schrittweise sowohl nach Westen als auch nach Osten verschoben, bis die Bahn außerhalb des Sichtbereichs der (verschobenen) Bodenstation liegt, der maximale Elevationswinkel also kleiner als Null wird [JKH96].

Für die im folgenden aufgeführten Beispiele wurden 18 GHz als Sendefrequenz gewählt. Da nach (2.77) die Dopplerverschiebung proportional zur Sendefrequenz ist, ändert sich für andere Mittenfrequenzen lediglich die Skalierung der Frequenzachse. Bild 2.14 und folgende zeigen Dopplerprofile für vier verschiedene Orbits.

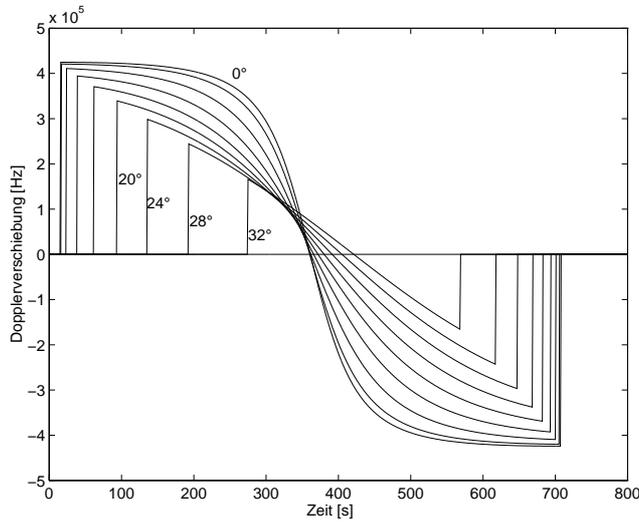


Bild 2.14: Dopplerprofil für einen polaren Orbit (500 km), Bodenstation auf $50^\circ N$ (Parameter: Längengradabweichung von der Bodenspur).

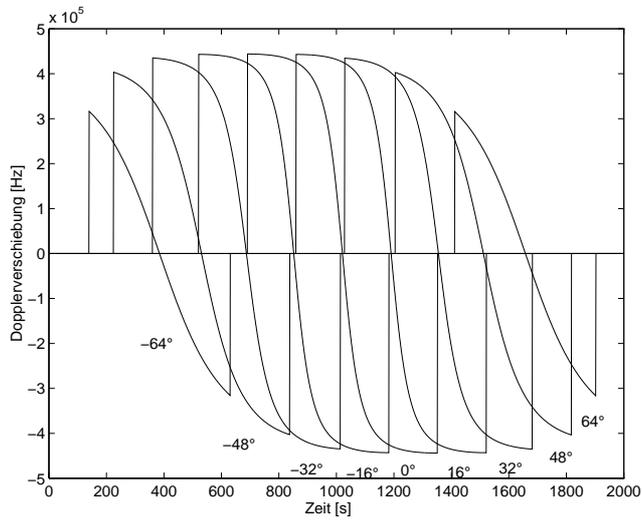


Bild 2.15: Dopplerprofil für einen zirkularen Orbit mit 135° Inklination, Bahnhöhe 500 km, Bodenstation auf $45^\circ N$ (Parameter: Längengradabweichung von der Bodenspur).

Im ersten Bild ist ein polarer zirkulärer Orbit mit einer Bahnhöhe von 500 km (LEO) dargestellt. Die zugehörige Bodenstation befindet sich auf dem 50. Breitengrad. Der Nullpunkt auf der Zeitachse ist der Startzeitpunkt aller Berechnungen. Ist die Elevation von der jeweiligen Position der Bodenstation kleiner Null, wird die Dopplerverschiebung Null gesetzt. Der absolute Längengrad der Basisstation spielt keine Rolle, da die Erde als homogen angenommen wird. Die Kurven sind mit der Abweichung der jeweiligen Bodenstation in Längengraden von der Basisstation parametrisiert. Es sind nur Bodenstationen berücksichtigt, die von der Basisstation aus gesehen im Westen liegen. Die ostwärts liegenden Kurven sind von den dargestellten Kurven praktisch nicht zu unterscheiden. Aus der 0° -Kurve kann abgelesen werden, daß die Sichtbarkeitsdauer etwa 700 s beträgt und die maximale Dopplerverschiebung Werte um 400 kHz erreicht. Auch die Änderung der Dopplerverschiebung mit der Zeit ist beträchtlich. Diese Werte nehmen zwar mit steigendem Abstand der Bodenstation von der Basisstation ab, allerdings sinkt auch der maximal erreichbare Elevationswinkel und die Sichtbarkeitsdauer des Satelliten. Die Tatsache, daß die von der 0° -Kurve abweichenden Kurven nicht drehsymmetrisch zu ihrem Schnittpunkt mit der Zeitachse sind, weist darauf hin, daß die Erddrehung einen Beitrag zur Dopplerverschiebung leistet.

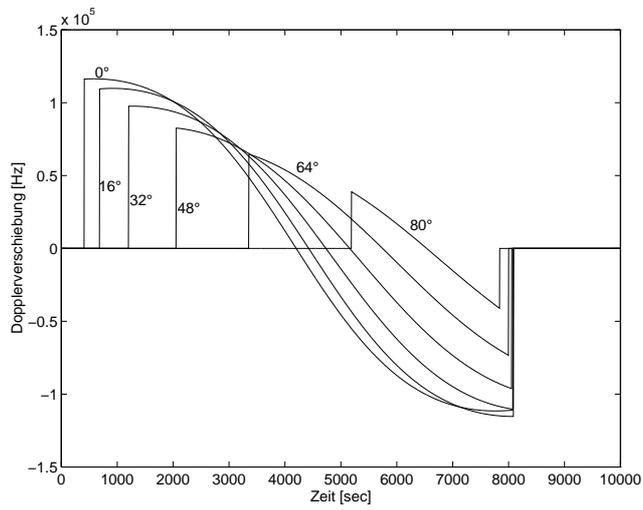


Bild 2.16: Dopplerprofil für einen polaren Orbit (10000 km), Bodenstation auf $20^\circ N$ (Parameter: Längengradabweichung von der Bodenspur).

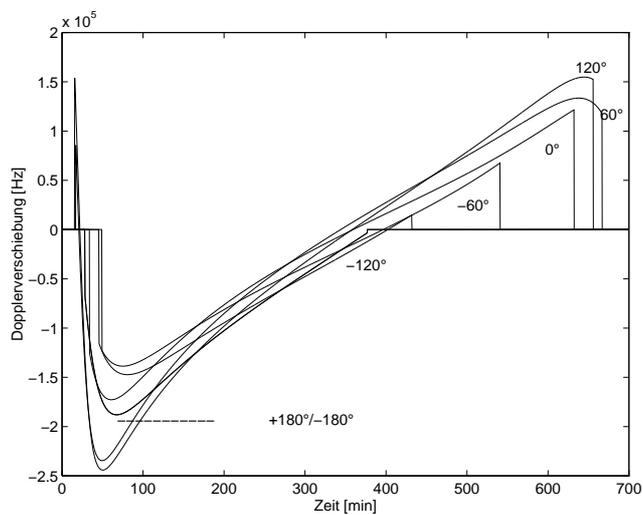


Bild 2.17: Dopplerprofil eines polaren HEO Orbits, Bodenstation unterhalb des Apogäums (39362 km) auf $50^\circ N$, (Parameter: Längengradabweichung von der Bodenspur).

Für Bild 2.15 wurde ein Orbit verwendet dessen Parameter, außer beim Inklinationwinkel, mit denen des Orbits aus Bild 2.14 übereinstimmen. Die Vergrößerung des Winkels von 90° auf 135° führt dazu, daß sich der Satellit entgegen der Erdrotation bewegt. Dies führt zu einer Erhöhung der Dopplerverschiebung und der Dopplerrate. Außerdem verschiebt sich durch die inklinierte Bahn der Sichtbarkeitsbereich für die verschiedenen Bodenstationen.

Keht man zu einem polaren Orbit zurück und vergrößert die Bahnhöhe auf 10000 km (MEO), erhält man ein Dopplerprofil wie in Bild 2.16. Deutlich sind die verlängerte Sichtbarkeitsperiode des Satelliten und die geringere Dopplerverschiebung zu erkennen. Legt man die 0° - Kurve zugrunde, ist der Satellit etwa 2 h zu sehen.

Bild 2.17 zeigt die Ergebnisse für einen hochelliptischen polaren Orbit (HEO) mit Perigäum bei 1006 km und einem Apogäum bei 39362 km. Die Basisstation liege auf dem 50. Breitengrad unterhalb des Apogäums. Hierbei ist besonders auf die Skalierung der Zeitachse zu achten. Die Sichtbarkeitsdauer ist gegenüber den vorhergehenden Beispielen wesentlich höher, sie beträgt hier ca. 11 h. Zudem ist die Dopplerrate im interessierenden Bereich (d.h. wenige Minuten nach Erscheinen des Satelliten bis einige Minuten vor dem Ende des Sichtbarkeitsbereichs) gering.

| Orbit, Inklination Bahnhöhe [km] | Maximaler Doppler [kHz] | Maximale Dopp- lerrate [kHz/s] |
|-------------------------------------|----------------------------|-----------------------------------|
| LEO, polar, 500 | 425 | 6,475 |
| LEO, 135° , 500 | 444 | 7,282 |
| MEO, polar, 10000 | 117 | 0,060 |
| HEO, polar 1006 \times 39362 | 191 | 0,080* |

* interessierender Bereich

Tabelle 2.1: Maximale Dopplerverschiebung und maximale Dopplerrate für verschiedene Orbits bei 18 GHz.

Diese Einflüsse aus der Relativbewegung des Satelliten auf die Übertragungsstrecke müssen vom Empfänger ausgeregelt werden. In Tabelle 2.1 sind die für eine Regelung wesentlichen Parameter zusammengefaßt. Dies sind die maximale Dopplerverschiebung und die maximale Dopplerrate.

Die Werte beim LEO mit 135° Inklination sind höher als beim polaren Orbit, da sich dort die Erdrotation additiv bemerkbar macht. Bei MEO und GEO ist nur die maximale Dopplerverschiebung ein Problem. Insbesondere schmalbandige Signale liegen außerhalb des Empfangsfilters. Eine Kompensation ist daher unbedingt erforderlich. Da der Transponder seine Frequenz nicht für jeden einzelnen Nutzer anpassen kann, muß die Kompensation hauptsächlich im Terminal erfolgen. Sie teilt sich in eine Vorkompensation, die aus den Bahndaten errechnet wird, und in eine Feinkompensation durch die Trägerregelung auf. Die Möglichkeiten der Feinkompensation bei Dopplereinfluß werden in Abschnitt 4.1 näher untersucht. Die Kompensation ist sowohl für den Downlink als auch für den Uplink erforderlich. Eine zusätzliche Frequenzkorrektur im Satelliten verhindert die Störung benachbarter Frequenzen.

3 Realisierung mit COSSAP

COSSAP[†] ist ein Programmpaket, das zur Simulation von Nachrichtenübertragungssystemen entwickelt wurde. Es besitzt einen modularen, systemorientierten Aufbau und bietet eine VHDL Schnittstelle zur Programmierung von ASICs und FPGAs (Application Specified IC, Field Programmable Gate Arrays). Selbstdefinierte Module können, basierend auf C- oder Fortran-Code, beliebig hinzugefügt werden. Der Vorteil gegenüber der Implementierung der Simulation mit einem eigenen Programm besteht darin, daß vorhandene Module problemlos wiederverwendet werden können. Zudem wird die Organisation des Datenstroms durch das Simulationstool übernommen, indem die verschiedenen Module erst beim Vorliegen ausreichender Datenmengen gestartet werden. Dadurch sind unterschiedliche Datenraten innerhalb des Simulationsmodells möglich. Auch die Module zur graphischen Ausgabe können sofort nutzbringend eingesetzt werden.

Bei der Erstellung der Simulation muß allerdings beachtet werden, daß die Erzeugung des modulierten Signals und dessen Empfang in der Realität größtenteils digital erfolgen. Der Kanal zwischen Sender und Empfänger ist jedoch immer analog. Es ist also notwendig, die analogen Signale zeit- und amplitudendiskret darzustellen. Die Diskretisierung in der Amplitude erfolgt über ausreichend lange Codewörter. Die Programmiersprachen bieten die Möglichkeiten 32 bit oder gar 64 bit lange Wörter zu verwenden, so daß die durch begrenzte Wortlängen entstehenden Fehler vernachlässigbar werden. Erst bei der Hardwarerealisierung, die hier jedoch nicht näher untersucht wird, sind die Effekte durch reduzierte Wortlängen (8-16 Bit) zu berücksichtigen. Die Zeitdiskretisierung wird über das Abtasttheorem [Kam92] gesteuert. Es besagt, daß jedes bandbegrenzte analoge Signal aus seinen Abtastwerten fehlerfrei rekonstruiert werden kann, wenn die Abtastfrequenz mehr als doppelt so groß ist wie die höchste im Signal auftretende Frequenz.

Normalerweise befindet sich das Signal im Bandpaßbereich, so daß entweder eine extrem hohe Abtastrate ($\approx 2f_0$) verwendet werden muß oder durch Bandpaßunterabtastung [Jon91] eine Verschiebung des Signals in das Basisband bei einer ungefähr auf das Abtasttheorem reduzierten Abtastrate erfolgt. Eine elegantere Möglichkeit zeigt (2.3), indem für die Simulation statt des Bandpaßsignals $s(t)$ die komplexe Einhüllende $v(t)$ genutzt wird. Da diesem Signal die Information über die Trägerfrequenz

[†] Produkt der Firma SYNOPSIS

fehlt, ist diese notwendigerweise frequenzabhängigen Simulationsmodulen als Parameter zu übergeben.

3.1 Abtastrate

Die Übertragung digitaler Information erfolgt immer über analoge Übertragungsstrecken. Aus diesem Grund wird die Information in Impulse $q(t)$ umgewandelt. Im allgemeinen spricht man von Symbolen, da je nach Verfahren auch mehrere Informationsbits zu einem Symbol zusammengefaßt werden können. Reale Impulse haben eine endliche Dauer, also grundsätzlich ein unendlich ausgedehntes Spektrum. Weil die Frequenzressourcen begrenzt sind, muß von einer strengen Bandbreitenbegrenzung des Signals ausgegangen werden. Dies hat dann zur Folge, daß die Impulse theoretisch unendlich ausgedehnt sind. Doch dies ist nicht von Bedeutung, wenn nur die Signalwerte hinreichend schnell so klein werden, daß sie vernachlässigbar sind. Ein Maßstab für die Übertragungsqualität bei Verwendung solcher Impulse ist das Augendiagramm [HL94], welches durch die periodische Überlagerung des Zeitsignals entsteht. Die Periodendauer T_S entspricht dem Abstand zweier aufeinanderfolgender Symbole. Hieraus kann die Intersymbolstörung abgelesen werden, ausgedrückt durch die Höhe der Augenöffnung. Daher ist es sinnvoll zu verlangen, daß sich die Impulse zu den Entscheidungszeitpunkten im Abstand T_S gegenseitig nicht stören. Daraus folgt die 1. Nyquistbedingung

$$q(kT_S) = 0, k \in \mathbf{Z} \setminus \{0\}, \quad (3.1)$$

die besagt, daß zum Abtastzeitpunkt immer genau einer der Impulse von Null verschieden ist.

Neben der Forderung nach maximaler Höhe der Augenöffnung ist die Maximierung der Augenbreite von Bedeutung, da dann größtmögliche Toleranz gegenüber Fehlern bei der Wahl des Entscheidungszeitpunktes besteht, d.h. die Empfindlichkeit gegenüber Taktjitter ist reduziert. Diese Forderung ist das Ziel der 2. Nyquistbedingung, die an den Rändern des Augendiagramms für alle Impulse den Wert Null verlangt. Die Verknüpfung von 1. und 2. Nyquistbedingung führt auf die folgenden Bedingungen [Fet90]:

$$q\left(\frac{kT_S}{2}\right) = \begin{cases} q(0)/2 & \text{für } k = \pm 1 \\ 0 & \text{für } k = \pm 2, \pm 3, \pm 4, \dots \\ q(0) & \text{für } k = 0. \end{cases} \quad (3.2)$$

Diese Bedingungen werden durch den Impuls

$$q(t) = q(0) \frac{T_S \operatorname{si} \frac{2\pi t}{T_S}}{1 - \left(\frac{2t}{T_S}\right)^2} \quad (3.3)$$

bzw. im Frequenzbereich durch

$$Q(f) = T_S q(0) \cos^2\left(\frac{\pi}{2} T_S f\right) \operatorname{rect} \frac{f T_S}{2} \quad (3.4)$$

erfüllt (Bild 3.1). Die Bandbreite der Impulse ist daher $2/T_S$. Dies ist eine Verdoppelung der Bandbreite im Vergleich zum Impuls

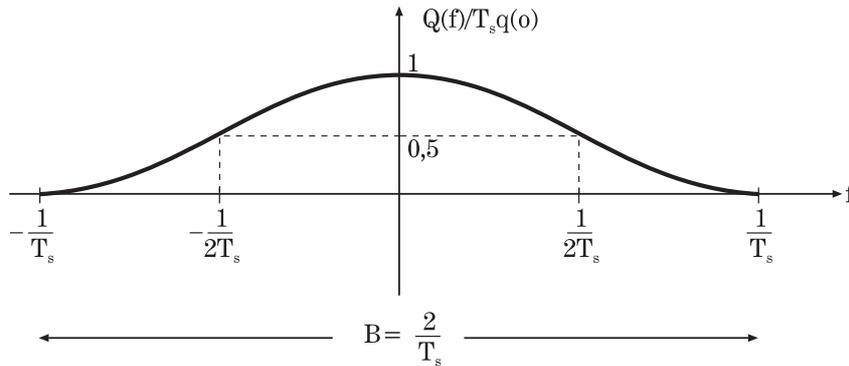


Bild 3.1: Impulsform.

$$q(t) = q(0) \operatorname{si} \frac{\pi t}{T_S} \circ \xrightarrow{f} \Delta t_A q(0) \operatorname{rect}(f T_S), \quad (3.5)$$

der nur die 1. Nyquistbedingung erfüllt. Daher wird häufig ein Kompromiß zwischen den beiden Impulsformen verwendet, indem $Q(f)$ durch zwei Cosinushalbwellen und eine Rechteckfunktion ersetzt wird. Man erhält das Spektrum eines Rolloff-Filters

$$Q(f) = T_S q(0) \begin{cases} 1 & |f| < (1-r) \frac{1}{2T_S} \\ \cos^2 \left[\frac{T_S}{4r} \left(|2\pi f| - \frac{1}{2T_S} \right) + \frac{\pi}{4} \right] & \text{dazwischen} \\ 0 & |f| > (1+r) \frac{1}{2T_S} \end{cases} \quad (3.6)$$

mit dem Rolloff-Faktor $r \in [0, 1]$. Im Fall $r = 0$ wird nur die 1. Nyquistbedingung erfüllt, im Fall $r = 1$ beide. Die Bandbreite dieses Impulses ist $(1 + r)/(2T_S)$. Häufig wird $r = 0,5$ gewählt.

Die für die Simulation erforderliche Abtastrate ergibt sich nicht alleine aus der Bandbreite des Signalimpulses, sondern auch aus dem Einfluß von Nichtlinearitäten (Röhrenverstärker) und dem auftretenden Störzenarium, die die erforderliche Bandbreite vergrößern. Aus diesen Grund wird die Abtastfrequenz durch

$$f_A = SR \cdot SPS \quad (3.7)$$

variabel festgelegt. SPS (Samples per Symbol) gibt die Anzahl von Abtastwerten je Symbol an, SR (Symbol Rate) ist die Symbolrate $1/T_S$. Generell muß $SPS \geq 2$ sein. Größere Faktoren als $SPS = 16$ sind nur in Sonderfällen erforderlich. Mit größer werdendem SPS nimmt die zu verarbeitende Datenmenge und damit die benötigte Simulationszeit ständig zu. Ein möglichst kleines SPS ist daher anzustreben.

3.2 Sender und Empfänger

Die Simulation der Kanaleigenschaften durch das Betreiben der Übertragungsstrecke erfordert zusätzlich die Implementierung von Sendern und Empfängern. Durch die Verwendung modulierter Signale, die auch in der Realität für den Betrieb der Strecke verwendet werden, kann eine Beurteilung der Übertragungsqualität in Form der Bitfehlerrate (Bit Error Rate: BER) erreicht werden. Dies bedeutet, daß erst nach der Demodulation im Empfänger der zur Beurteilung notwendige Bitstrom zur Verfügung steht. Daher muß ein möglichst optimal arbeitender Empfänger am Ausgang des Kanals implementiert werden.

Die Übertragungsqualität hängt nicht allein von den Kanalparametern, sondern auch von den technische Parametern wie Mittenfrequenz, Sendeleistung und Modulationsverfahren sowie von den gesendeten Daten ab. Gerade bei den Modulationsverfahren gibt es eine riesige Auswahl. Hier beschränken wir uns auf die phasenetasteten Modulationsarten, PSK2 und PSK4, die auch auf digitalen Satellitenfunkstrecken häufig benutzt werden. Zusätzlich werden zwei bandspreizende Verfahren eingeführt, um deren Störresistenz auf Satellitenstrecken auszutesten. Es handelt sich um Frequency Hopping (FH) und Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS). Bevor die zu sendenden Daten übertragen werden, durchlaufen sie nor-

malerweise zwei Vorverarbeitungsschritte, die Quellencodierung und die Kanalcodierung.

Die Quellencodierung sorgt für die Entfernung der ungeordneten Redundanz aus dem Datenstrom, was der Minimierung der erforderlichen Übertragungsrate entspricht. Die Entropie eines binären Datenstromes (Zufallsvariable X) ist gegeben durch [Pro95]

$$H(X) = \sum_{i=1}^2 P(x_i) \log_2 P(x_i). \quad (3.8)$$

Sie wird maximal, wenn die Buchstaben des Alphabets gleichwahrscheinlich sind, also $P(x_1) = P(x_2) = \frac{1}{2}$ gilt. Da dies den ungünstigsten Fall darstellt, wird ein Datenstrom mit zufällig auftretenden Symbolen als Nutzdatenstrom dem Sender zugeführt. Durch rückgekoppelte Schieberegister ist eine einfache Erzeugung möglich. Allerdings wiederholt sich die Bitfolge nach spätestens $2^m - 1$ Werten wieder, so daß man von Pseudozufallsfolgen spricht. Dabei ist m die Länge des Schieberegisters. Durch geeignete Wahl der Rückkopplungen [Gol82] läßt sich immer die maximale Periodenlänge erreichen. Diese Periodizität führt zu einer periodischen Autokorrelationsfunktion, die das Simulationsergebnis verfälschen kann, insbesondere bei kurzen Periodendauern. Am günstigsten ist es, wenn die Periode während der Simulation nur einmal durchlaufen wird.

Der zweite Schritt, die Kanalcodierung, fügt dem Datenstrom gezielt geordnete Redundanz hinzu, so daß auftretende Übertragungsfehler im Empfänger erkannt und eventuell sogar beseitigt werden können. In den hier vorgestellten Untersuchungen soll die Kanalcodierung nicht näher betrachtet werden, da diese aufbauend auf den Ergebnissen für uncodierte Übertragung ein eigenständiges und umfangreiches Arbeitsgebiet darstellt.

Im folgenden werden die Sender- und Empfängerstrukturen für drei Modulationsarten beschrieben.

3.2.1 PSK

Die Aufgabe der phasengetasteten Modulationsarten besteht darin, den binären Datenstrom in verschiedene Phasenwinkel umzusetzen. Dazu wird bei PSK2 jedem Bit bzw. bei PSK4 jedem Block, bestehend aus 2 Bits, ein komplexes Symbol zugeordnet (Bild 3.2).

Danach folgt die in (3.6) beschriebene Impulsformung der komplexen Sym-

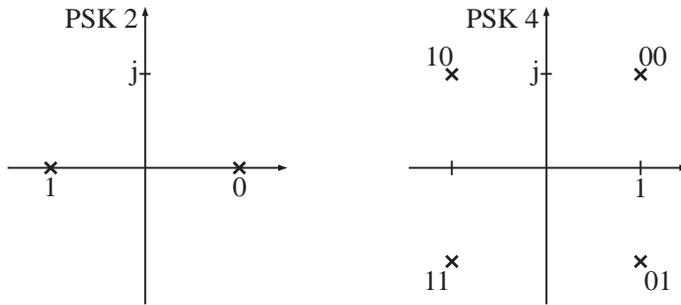


Bild 3.2: Signalraumdiagramme für PSK2 und PSK4.

bole, die gleichmäßig auf Sende- und Empfangsseite aufgeteilt ist. Somit wird auf beiden Seiten ein Wurzel Rolloff-Filter verwendet. Auf der Empfangsseite dient es gleichzeitig als Hauptselektionsfilter [MG92]. Da bis zu dieser Stelle nur ein Abtastwert je Symbol vorliegt, wird vor der Impulsformung die Abtastrate um SPS erhöht. Bild 3.3 zeigt das zugehörige COSSAP Layout mit der Symbolerzeugung PSK2M und dem Wurzel Rolloff-Filter RCRFQC.

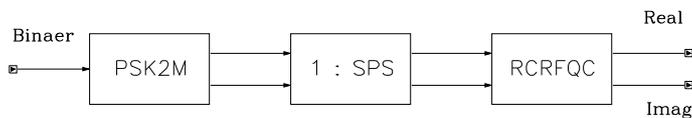


Bild 3.3: PSK4-Sender.

Auf der Übertragungsstrecke wird das Signal in Phase, Amplitude und Abtastzeitpunkt verändert. Dadurch benötigt der Demodulator vor seiner Entscheidung eine Signalaufbereitung. Diese besteht aus einer Amplitudenregelung, um das Signal auf ein Niveau anzuheben, auf dem die nachfolgende Signalverarbeitung möglich ist, einer Taktregelung und einer Trägerregelung [MA90]. Takt- und Trägerregelung arbeiten unabhängig voneinander, um bei Synchronisationsverlust ein gegenseitiges Ausphasen zu vermeiden. Die Trägerregelung folgt der Taktregelung, da die erste den Symboltakt zum Symbolvergleich benötigt. Zuvor muß gewährleistet sein, daß sich das Signal innerhalb des Nutzsinalbandes befindet. Dieses Thema wird im Abschnitt 4.1 nochmals aufgegriffen.

Die Taktregelung wurde nach [Gar93] realisiert. Ihr Vorteil besteht darin, daß jeder beliebige Taktversatz ausgeregelt werden kann. Das dazu benötigte Kernstück der Regelung in Bild 3.4 ist der Interpolator, der nach [EGH93] in den meisten Fällen schon bei linearer Interpolation mit zwei

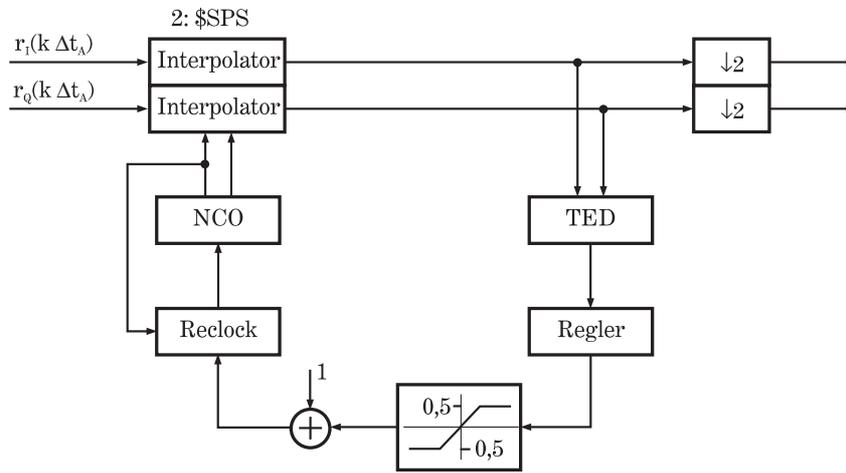


Bild 3.4: Taktregelung.

Stützstellen gute Ergebnisse produziert. Der Abstand der Stützstellen bestimmt die Qualität. Bei den hier durchgeführten Simulationen sollte $SPS = 8$ nicht unterschritten werden, um gute Ergebnisse zu erhalten. Nach dem Interpolator besteht jedes Symbol aus zwei Abtastwerten. Der Timing Error Detector (TED) [Gar86] ermittelt im Symboltakt T_S mit den beiden Abtastwerten im Abstand $T_S/2$ ein Fehlersignal

$$e(kT_S) = r_I((k - 1/2)T_S) \left[r_I(kT_S) - r_I((k - 1)T_S) \right] + r_Q((k - 1/2)T_S) \left[r_Q(kT_S) - r_Q((k - 1)T_S) \right], \quad (3.9)$$

das die Abweichung vom idealen Abtastzeitpunkt angibt. Dieses Signal steuert die Frequenz eines Number Controlled Oscillators (NCO). Entspricht die Periode des NCOs der Symbolrate T_S , ist das Fehlersignal Null, und die Abtastzeitpunkte sind ideal. Eine Abweichung führt zu einer Frequenzanpassung des NCOs. Der zeitliche Abstand zwischen dem berechneten Nulldurchgang des NCOs und dem darauffolgenden Abtastwert dient als Steuersignal für den Interpolator, der die beiden erforderlichen neuen Abtastwerte errechnet. Der Block Reclock dient der Anpassung der Abtastrate in der Rückkopplungsschleife, um erst nach dem Nulldurchgang des NCOs dessen Frequenz neu zu setzen.

Am Ausgang der Taktregelung ist der optimale Abtastzeitpunkt gefunden. Die Abtastrate wird durch Halbierung auf einen Wert je Symbol reduziert.

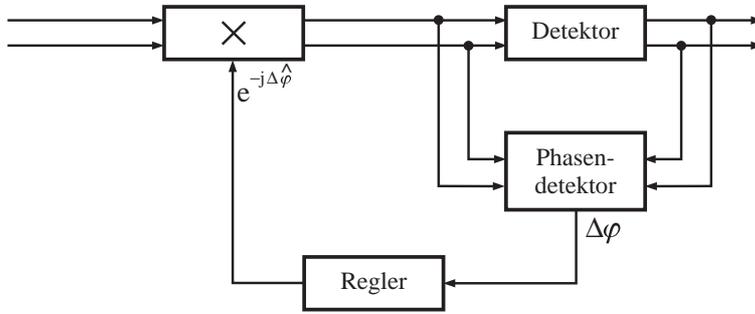


Bild 3.5: Trägerregelung.

Die anschließende Trägerregelung bestimmt die Phase vor und nach dem Detektor (Bild 3.5). Die Phasendifferenz $\Delta\varphi$ wird über einen Regler in den geschätzten Phasenoffset $\Delta\hat{\varphi}$ überführt. Mit diesem Wert kann die Phase des empfangenen Symbols in die richtige Position zur Demodulation zurückgedreht werden. Treten während der Übertragung Phasensprünge auf, die größer als der Abstand zur nächsten Entscheidungsschwelle sind, geht die Zuordnung der absoluten Phase verloren. Dieser mit der reinen Trägerregelung nicht korrigierbare Phasenoffset verursacht im Demodulator die Zuordnung falscher Bits zu den Symbolen. Dies kann z.B. durch die Einführung von Datenrahmen, in denen periodisch Synchronisationswerte auftreten, die dem Empfänger bekannt sind, kompensiert werden.

3.2.2 Bandspitzverfahren

Die Bandspitztechnik dringt heutzutage immer mehr in die kommerzielle Übertragungstechnik, insbesondere auch in den terrestrischen Mobilfunk, ein. Der größte Vorteil liegt in der störungsfreien bzw. störreduzierten Übertragung auch bei ungünstigen Signal zu Störverhältnissen. So liegt die Überlegung nahe, diese Technik auch für die Satellitenübertragung nutzbar zu machen. Dabei sind aber die veränderten Randbedingungen wie Entfernung, Laufzeit und Dopplerverschiebung zu berücksichtigen [KRM95].

Die Grundlage der störreduzierten Übertragung basiert auf der von Shannon hergeleiteten Formel für die Kanalkapazität

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (3.10)$$

des auf B bandbegrenzten AWGN-Wellenzug-Kanals. Die Leistung des

Nutzsignals ist S , die Rauschleistung ist N . Aus dieser Gleichung ist erkennbar, daß B gegenüber S/N austauschbar ist. Bei vorgegebener Kanal­kapazität kann durch Erhöhen der Bandbreite auch mit geringem S/N eine Übertragungsstrecke betrieben werden. Die Verbreiterung des Übertragungsbandes erfolgt mit einer Hilfsfunktion, deren Verlauf im Empfänger schon im voraus bekannt ist. In den hier vorgestellten Simulationen werden als Hilfsfunktionen Pseudozufallsfolgen verwendet.

Die Benutzung einer Hilfsfunktion erfordert im Sender ein Doppelmodulationsverfahren. Die Primärmodulation erzeugt aus dem Nutzdatenstrom PSK modulierte Symbole. Die Sekundärmodulation vergrößert die Bandbreite. Der Quotient aus gespreizter Bandbreite W und Nutzs­ignalbandbreite B heißt Prozeßgewinn. Dieser kann aber nur unter der Voraussetzung eines idealen Kanals sowie einer exakten Synchronisation zwischen Sender und Empfänger vollständig ausgeschöpft werden.

Die Synchronisation ist erforderlich, da im Empfänger eine Doppeldemodulation notwendig ist, die zunächst die Hilfsfunktion aus dem Empfangssignal entfernt. Erst danach erfolgt die Demodulation des Nutzs­ignals.

3.2.2.1 Frequency Hopping (FH)

Eine häufig genutzte Möglichkeit ein bandgespreiztes Signal zu erzeugen, ist die Frequenzsprungtechnik [Tor92]. Dazu wird die Mittenfrequenz des primärmodulierten Signals $v(t)$ innerhalb eines vorgegebenen Frequenzbereiches gemäß einer Hilfsfunktion verändert. Bild 3.6 zeigt den Pfad eines FH Sendesignals in der Zeit-Frequenz-Ebene. Mit dem Kanalabstand der Hopkanäle Δf und der Mitte des Hopbereichs f_M gilt für das zeitdiskrete Bandpaßsignal

$$s(k\Delta t_A) = \operatorname{Re} \left\{ v(k\Delta t_A) e^{j2\pi(f_M + M(k\Delta t_A) \Delta f) k\Delta t_A} \right\}, \quad (3.11)$$

wobei

$$M(k\Delta t_A) = \sum_{n=0}^{N-1} \operatorname{PN}(k\Delta t_A - nT_c) \quad (3.12)$$

eine abschnittsweise konstante Funktion und $\operatorname{PN}(\cdot)$ eine binäre $\{-1, 1\}$ Pseudozufallsfolge mit der Chipdauer T_c ist. Obwohl normalerweise die Hops nicht mit Symbolgrenzen des Nutzs­ignalstromes zusammenfallen müssen, wählt man aus praktischen Überlegungen (die Synchronisation

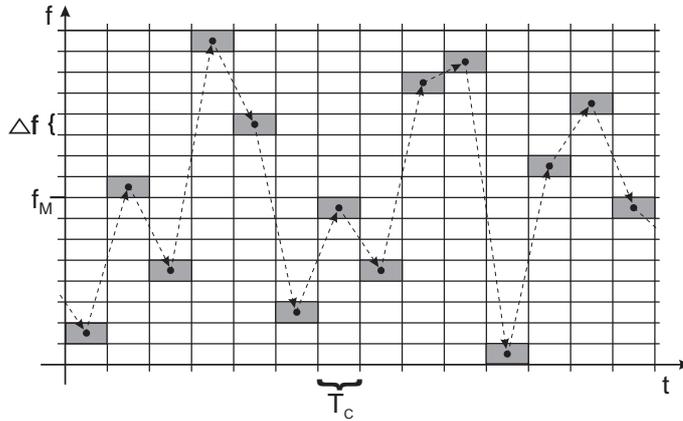


Bild 3.6: FH-Signal in der Zeit-Frequenzebene.

vereinfacht sich) gerade diesen Fall. Daher ist in den Simulationen die Hopdauer T_c ein ganzzahliges Vielfaches der Symboldauer:

$$T_c = k T_S; k \in \mathbb{N}. \quad (3.13)$$

Das wichtigste Ziel sollte die Reduzierung der Abtastrate sein [KJ96a], um die Simulationsdauer so kurz wie möglich zu halten. Wie auch bei der Simulation mit ungespreizten Signalen erfolgt diese Simulation im komplexen Basisband. Die frequenzabhängigen Einflüsse — insbesondere die physikalischen und meteorologischen Einflüsse des Kanals — werden durch Übergabe der aktuellen Frequenz an alle Blöcke der Simulation berücksichtigt. Zusätzlich zu der in Bild 3.3 dargestellten Senderstruktur wird eine Frequenzsprungfolge erzeugt und als dritter Signalpfad den nachfolgenden Blöcken übergeben. Bild 3.7 zeigt die erweiterte Struktur. Die der Hopfolge zugrundeliegende Pseudozufallsfolge wird dem Block CODE übergeben, der (3.12) realisiert. Der Block `FREQ_GEN` erzeugt den gesamten Frequenzterm im Exponenten der Exponentialfunktion aus (3.11).

Diese dritte Signalkomponente wird neben dem modulierten Signal ebenfalls durch die Blöcke des Kanals über den Transponder bis hin zum Empfänger durchgeschleift, wobei im Transponder die Umwandlung in die entsprechende Downlinkfrequenz erfolgt. Daher verarbeitet der FH-Empfänger (Bild 3.8) ebenfalls drei Signalkomponenten.

Zunächst wird das Signal durch eine automatische Amplitudenregelung auf ein Niveau gehoben, welches die nachfolgende Signalverarbeitung er-

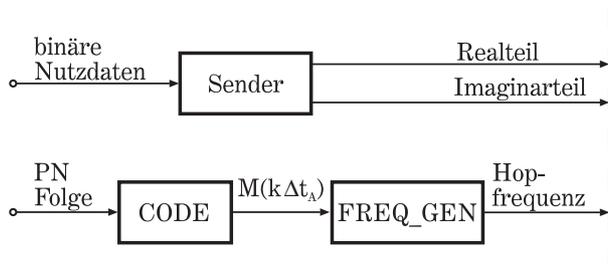


Bild 3.7: FH-Sender.

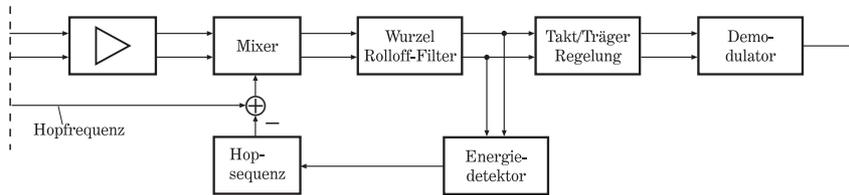


Bild 3.8: FH-Empfänger.

möglichst. Ein Mixer verschiebt die Mittenfrequenz (normalerweise 0 Hz) des empfangenen Signals, falls die Synchronisation zwischen der im Sender erzeugten Hopfolge und derjenigen im Empfänger erzeugten nicht genau eingehalten wird.

Die Synchronisation ist im allgemeinen zweigeteilt. In einem ersten Schritt wird eine grobe Synchronisation hergestellt. Dieser Schritt heißt *Akquisition*, währenddessen die Pseudozufallsfolge sukzessive um $T_c/2$ verschoben wird, bis die empfangene Energie einen Schwellwert überschreitet. Im schlechtesten Fall dauert die Akquisition

$$T_{Akq} = 2nT_cL, \quad (3.14)$$

wobei L die Periodenlänge der Pseudozufallsfolge und n die Anzahl der Hops sind, über die bis zur Entscheidung gemittelt wurde. Je größer n wird, desto kleiner ist die Falschalarmwahrscheinlichkeit. Der Nachteil ist eine wachsende Akquisitionszeit. Erst nach dieser Phase, also sobald eine Grobsynchronisation vorliegt, beginnt die Nachrichtenübertragung. Da in dieser Arbeit die BER einer Strecke bestimmt werden soll, gehen alle Simulationen von einer abgeschlossenen Grobsynchronisation aus, d.h. die beiden Folgen in Sender und Empfänger weichen zeitlich um maximal $\pm T_c/2$ voneinander ab.

Der zweite Schritt versucht die verbleibende Differenz auszuregeln und heißt daher *Tracking*. Dies geschieht durch die Bestimmung der in das Nutzsignalband fallenden Energie, die hinter dem Hauptselektionsfilter auftritt. Dieses besteht aus der anderen Hälfte des Impulsformungsfilters, welches im Sender verwendet wurde. Nur zu den Zeitpunkten, zu denen die Hopsequenz im Empfänger mit der des empfangenen Signals übereinstimmt, ist dieser Energiewert idealerweise von Null verschieden. Im schlechtesten Fall wird nur innerhalb eines Zeitintervalls von $T_c/2$ Energie detektiert. Verläßt man diesen Bereich, ist die Grobsynchronisation erneut durch eine Akquisitionsphase wiederherzustellen. Für die Simulation bedeutet dies den Abbruch.

Für das Tracking wird nun die Energie mit ± 1 gewichtet. Den Wert bestimmt die im Empfänger generierte Hopsequenz. In der ersten Hälfte jeden Hops ist dieser $+1$, in der zweiten Hälfte -1 . Dieses Signal wird durch Tiefpaßfilterung über 11 Hops geglättet und sollte idealerweise Null sein. Weicht es in positive oder negative Richtung ab, wird die Taktrate der Pseudozufallsfolge beschleunigt oder verzögert, d.h. die Phase der im Empfänger erzeugten Hopsequenz wird angepaßt.

Vor der Demodulation des gespreizten Signals (Rücktransformation der Symbole in Bits) stellt sich die Frage nach Takt- und Trägersynchronisation wie beim ungespreizten Signal. Da die Hopgrenzen immer mit Symbolgrenzen zusammenfallen, ist durch das Tracking der genaue Abtastzeitpunkt bekannt. Nur bei sehr langsamen FH wäre eine Taktregelung notwendig. Die Trägerregelung kann genauso als abgeschlossen betrachtet werden, wenn keine Phasenkohärenz benötigt wird. Diese kann von Hop zu Hop nur sehr schwer aufrecht erhalten werden wegen der auf dem Kanal auftretenden frequenzabhängigen Mehrwegeeffekte und der Dopplerverschiebungen [Tor92]. Soll dennoch kohärent empfangen werden, ist die Einführung einer auf die Hopdauer abgestimmten Rahmenstruktur erforderlich, so daß jeweils zu Beginn eines Rahmens eine dem Empfänger bekannte Bitstruktur gesendet wird. Dies lohnt sich nur, wenn eine große Anzahl von Symbolen während eines Hops übertragen wird, um das Synchronisationsbit zu Nutzdatenbitverhältnis klein zu halten. In den Simulationen wurde eine Rahmendauer von 64 Symbolen mit 56 Nutzsymbolen gewählt [KD96]. Eine andere Alternative stellt die Verwendung einer nicht kohärenten Primärmodulation dar, wie zum Beispiel Differential PSK (DPSK) oder Frequency Shift Keying (FSK).

An dieser Stelle kehren wir zur Funktion des Mixers zurück. Insbesondere muß die erforderliche Bandbreite dafür berücksichtigt werden. Bis-

her wurde, trotz der frequenzagilen Mittenfrequenz, das Nutzsignal im Basisband simuliert. Nach dem Mixer können bei unvollständiger Synchronisation Frequenzdifferenzen zwischen dem Empfangssignal und dem Empfangsfilter im Basisband bis zu den Hopbereichsgrenzen $f_M \pm N \Delta f$ zu bestimmten Zeitpunkten $k\Delta t_A$ auftreten. Im allgemeinen ist daher die Simulation der gesamten Hopbandbreite nach dem Mixer erforderlich. Da das Bestreben nur darin liegt, das Nutzsignal je nach Frequenzdifferenz f_{diff} zur Hopsequenz des Empfängers aus dem Empfangsfilterband hinauszuschieben, stellt sich die Frage, ob es nicht hinreicht, die Verschiebung des Mixers auf eine ausreichende aber kleine Frequenzdifferenz zu beschränken. Ausreichend bedeutet, daß Frequenzkomponenten, die tatsächlich weit entfernt sind, keine Auswirkungen auf das Ausgangssignal des Empfangsfilters haben. Das Ausgangsspektrum eines solchen Mixers zeigt Bild 3.9, wobei die folgende Regel für die Frequenzverschiebung Δf_0 angewandt wurde:

$$\Delta f_0(k\Delta t_A) = \begin{cases} f_{diff} & |f_{diff}| \leq 3SR \\ 3SR & |f_{diff}| > 3SR. \end{cases} \quad (3.15)$$

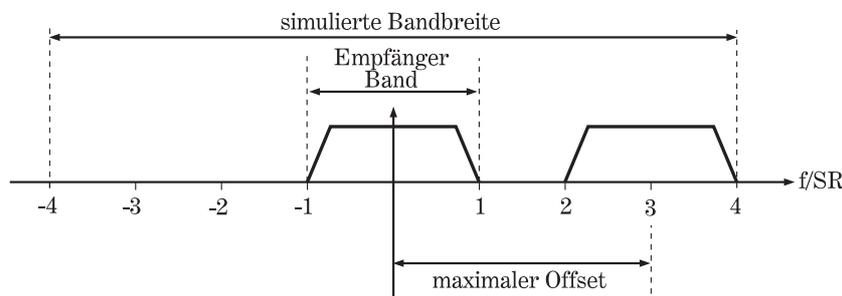


Bild 3.9: Frequenzkomponenten nach dem Mixer.

Dieser kleine maximale Frequenzoffset reicht aus, da zwischen dem Empfangsband und dem verschobenen Nutzsignal im Falle $|f_{diff}| > 3SR$ ein minimaler Abstand von SR herrscht. Durch Verkleinerung des Rolloff-Faktors vergrößern sich die Abstände, so daß man die simulierte Bandbreite in Abhängigkeit des Rolloff-Faktors verkleinern könnte. Auch die Bandbreitenvergrößerung durch nichtlineare Verstärker ist unproblematisch, da sich diese nur für Komponenten auswirkt, die mehr als 20 dB unterhalb des Maximums liegen (Bild 3.10 und Bild 3.11). Simulationen,

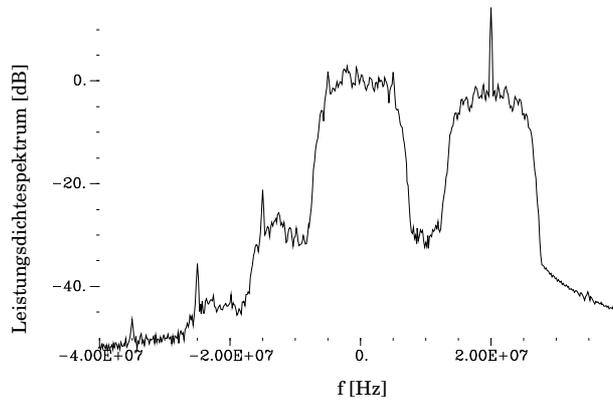


Bild 3.10: *Spektrum am Eingang einer TWT. Nutzsignal PSK₄ (links) und Störsignal ASK (rechts).*

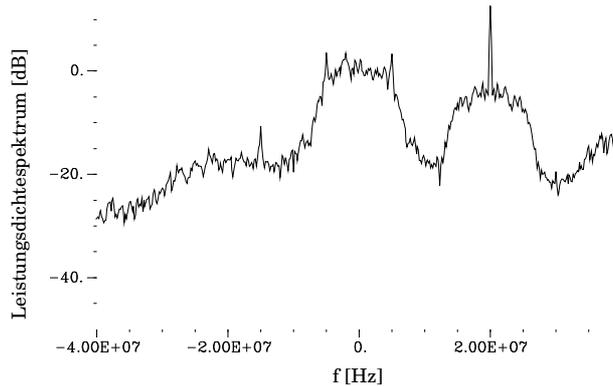


Bild 3.11: *Spektrum am Ausgang einer TWT. Nutzsignal PSK₄ (links) und Störsignal ASK (rechts).*

die mit der vollen Hopbandbreite durchgeführt wurden, zeigen im Vergleich zu denen mit reduzierter Bandbreite keine Änderung der gemessenen BER. Die reduzierte Simulationsbandbreite setzt die Verwendung schmalere Teiltransponder voraus, eine Einschränkung, die schon aus technischer Sicht notwendig ist, da keine beliebigen Transponderbandbreiten bei gleichzeitiger hoher Verstärkung möglich sind. Es genügt also zu jedem beliebigen Zeitpunkt einen einzigen Transponder zu simulieren, ohne der Realität vieler nebeneinanderliegender Transponder zu widersprechen.

Einen viel größeren Vorteil zeigt der zuvor beschriebene Mixeralgorith-

mus, wenn der Einfluß von Störsignalen simuliert werden soll. Denn auch hier muß der unterschiedliche Frequenzabstand zwischen Nutzsiganl und Störer berücksichtigt werden. Folgende Einschränkungen sind allerdings zu beachten:

1. In der Simulation werden gleichzeitig nur ein einzelnes FH Signal in Kombination mit einem Störsignal untersucht.
2. Der nichtlineare Verstärker zeigt keine Frequenzabhängigkeit.
3. Die Intermodulationsprodukte des Störers verschlechtern das Nutzsiganl gleichermaßen unabhängig vom Frequenzabstand zwischen beiden, wenn dieser größer als $3 SR$ ist.

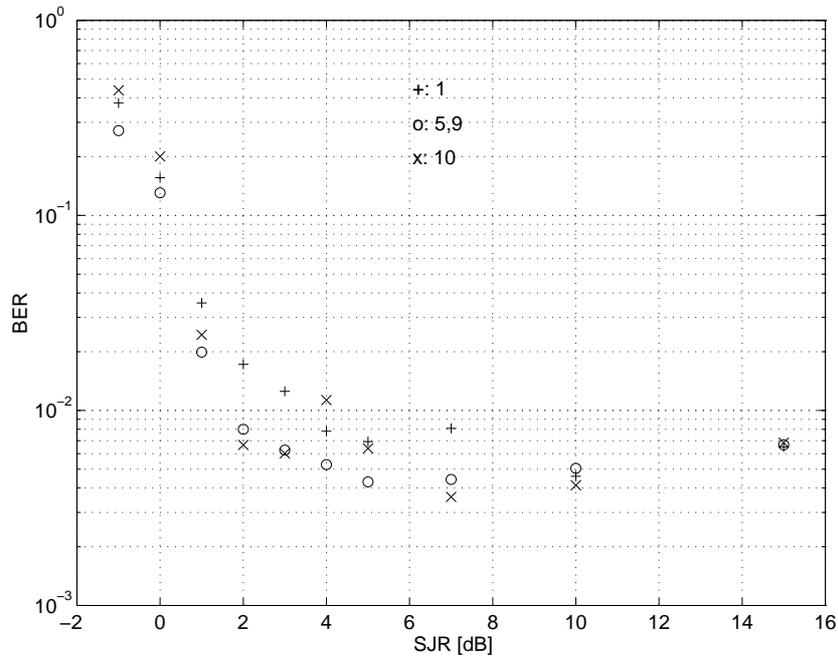


Bild 3.12: Bitfehlerraten für unterschiedliche Frequenzdifferenzen (SR , $5,9 SR$ und $10 SR$) zwischen Störer und Nutzsiganl, $SPS = 32$.

In der ersten Bedingung manifestiert sich die Notwendigkeit, auf ein FH-Netz bzw. auf ein Störszenario von mehreren Störern zu verzichten. Die

Frequenzunabhängigkeit eines nichtlinearen Verstärkers ist im allgemeinen nicht erfüllt. Jedoch liegt die Bandbreite, innerhalb der man von Frequenzunabhängigkeit sprechen kann, im GHz Bereich, so daß auch bei einem FH diese Bedingung abhängig vom Spreizfaktor erfüllt werden kann. Die letzte Bedingung resultiert aus der Überlegung, daß durch den Mixer zwei weit entfernt liegende Signale nur durch $3SR$ voneinander getrennt gemeinsam verstärkt werden. Leider ist die geforderte Unabhängigkeit nur für große Signal zu Störverhältnisse erfüllt. Ansonsten kann sich die BER bei unterschiedlichen Frequenzabständen um etwa einen Faktor 2 unterscheiden. In Bild 3.12 sind die Ergebnisse für zwei PSK4 modulierte Signale, das eine als Nutzsignal, das andere als Störer, in unterschiedlichen Frequenzabständen und für unterschiedliche Signal zu Störverhältnisse dargestellt. Tendenziell ist die BER beim Frequenzabstand SR größer, da hier beide Signale aneinanderstoßen (Rolloff-Faktor = 1).

Simulationen mit reduzierter Bandbreite können nur vorläufige Ergebnisse produzieren. Um exakte Ergebnisse zu erhalten, ist die Simulation mit der vollen Hopbandbreite erforderlich.

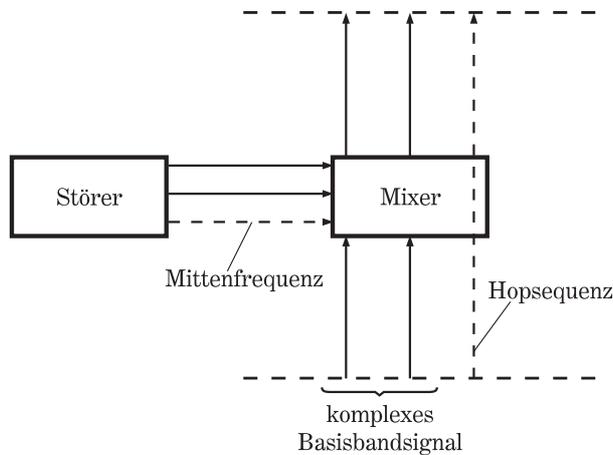


Bild 3.13: Mixer für additive Störsignale.

Die Berücksichtigung von Störungen auf dem Kanal erfolgt, indem zum Nutzsignal im Basisband ein Störsignal addiert wird. Zu jedem Zeitpunkt wird die Frequenzdifferenz f_{diff} der beiden Mittelfrequenzen berechnet. Je nach Differenz wird das Störsignal (im Basisband) um einen bestimmten Frequenzoffset, der sich bei Simulation mit reduzierter Bandbreite

ebenfalls nach (3.15) bestimmt, vor der Addition verschoben (Bild 3.13). Da innerhalb der Simulation zwei Mixer in Folge eingesetzt werden, muß auch die Simulationsbandbreite verdoppelt werden. Mit $16 SR$ liegt man aber noch weit unter dem erforderlichen Wert, der bei der Simulation der gesamten Hopbandbreite erforderlich ist.

3.2.2.2 DSSS

Die zweite Bandspreiztechnik ist DSSS, bei der die Hilfsfunktion das in der Regel PSK2 primär modulierte Signal nochmals phasenmoduliert. Aus praktischen Erwägungen heraus könnte man die Primär- und Sekundärmodulation kombinieren, indem die beiden binären Datenströme (Nutzsignalfolge und Pseudozufallsfolge) vor der Umformung in Wellenzüge modulo-2 addiert werden. Diese Modifikation ist aufgrund der theoretisch vorliegenden Linearität durchführbar, ohne die zuvor geschilderte Bandspreizphilosophie zu zerstören. Allerdings ist wie bei FH eine Synchronisation im Empfänger erforderlich. Dies bedeutet, daß dort die Entspreizung als inverse Operation an geeigneter Stelle durchzuführen ist. Da aber vor der modulo-2 Addition der Datenstrom in der Amplitude diskretisiert werden muß (Demodulation in einen binären Datenstrom), geht wertvolle Information für die Entspreizung des Signals verloren. Spreizung und Entspreizung wirken daher sinnvollerweise auf die komplexen Symbole bzw. auf das komplexe Basisbandsignal, also auf Wellenzüge. Eine Vermischung der beiden Varianten, also Spreizung der binären Datenfolge vor der Modulation und Entspreizung im komplexen Basisband ohne Aufspaltung in die entsprechenden I und Q Komponenten (Real- und Imaginärteil), gelingt im allgemeinen nicht, da in diesem Fall die Bestimmung und einfache Implementierung der Entspreizungsfolge (Schieberegister) nicht realisiert werden kann.

In der Literatur [SOSL94, Dix94] finden sich meistens nur Bandspreizsysteme für PSK2, da diese einfach zu realisieren sind. In der Militärtechnik, die die Bandspreizverfahren zuerst benutzte, lag die Priorität neben der Störresistenz und der schweren Entdeckbarkeit der Signale auf einem möglichst einfachen und robusten Aufbau. Die Frage nach der Bandbreiteneffizienz, die darin begründet liegt, daß PSK2 und PSK4 bei gleichen Sendeleistungen im AWGN Kanal gleiche Bitfehlerraten erreichen [Sk188], war sekundär. Die Überlegung PSK4 zu verwenden, resultiert aus der Tatsache, daß diese Modulationsart in Kombination mit DSSS noch schwerer zu entdecken ist und bei bestimmten Störern weniger empfindlich reagiert, bei allerdings höherem Realisierungsaufwand. Die Frage nach der Bandbreiteneffizienz stellt sich erst, seitdem DSSS auch in mobilen An-

wendungen (IS-95) [QUA92] und beim Tracking and Data Relay Satellite System (TDRSS) zum Einsatz kommen.

Nur in [Tor92] und [PRD95] findet sich ein Blockdiagramm für die Spreizung bei PSK4. Darin wird deutlich, daß zwei statistisch unabhängige Pseudozufallsfolgen für die Spreizung notwendig sind. Die eine wird zur Spreizung des Realteils, die andere zur Spreizung des Imaginärteils verwendet. Soll nur eine Spreizfolge auf Real- und Imaginärteil angewendet werden, erfolgt während jeder Symboldauer die Nachrichtenübertragung mit Hilfe von zwei Phasenzuständen anstatt mit vier. Eine zeitliche Verschiebung löst das Problem. Sie sollte so groß sein, daß die statistische Unabhängigkeit zwischen den beiden Pseudozufallsfolgen gewährleistet ist. Die Verschiebung beträgt daher etwa eine halbe Periodenlänge 2^{m-1} , um durch die große Zeitdifferenz über weite Bereiche einen Korrelationswert von -1 zu erhalten. Den entsprechenden Sender zeigt Bild 3.14.

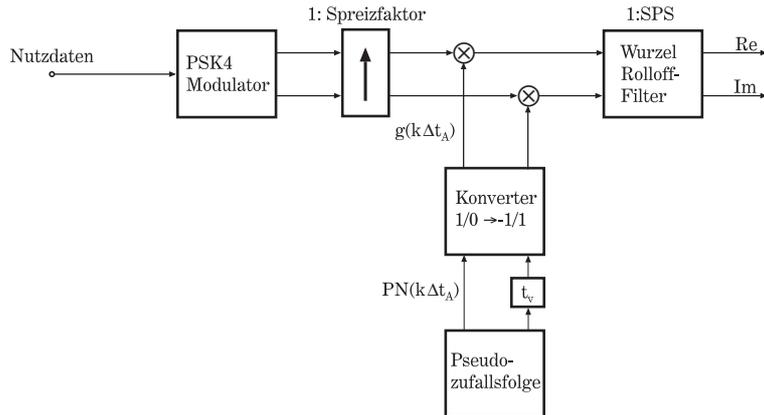


Bild 3.14: DSSS Sender.

Die Pseudozufallsfolge $PN(k\Delta t_A)$ wird über einen Konverter in die eigentliche Spreizfunktion $g(k\Delta t_A)$ umgewandelt, so daß

$$g(k\Delta t_A) = e^{jPN(k\Delta t_A)\pi} = \begin{cases} 1 & \text{für } PN(k\Delta t_A) = 0 \\ -1 & \text{für } PN(k\Delta t_A) = 1 \end{cases} \quad (3.16)$$

gilt. Die Zuweisung hat Ähnlichkeit mit der PSK2 Modulation, stellt tatsächlich aber nur eine Wertetransformation des Spreizcodes in ein NRZ-Signal dar.

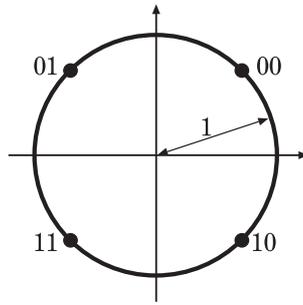


Bild 3.15: Signalraumdiagramm PSK4.

Für Spreizung und Entspreizung wird ein um $\pi/4$ gedrehtes Signalraumdiagramm (Bild 3.15) verwendet, welches konsequenterweise auch für die Primärmodulation verwendet wird. Real- und Imaginärteil können dann nur noch zwei unterschiedliche Werte $(-\sqrt{2}/2; \sqrt{2}/2)$, anstelle von drei unterschiedlichen Werten $(-1; 0; 1)$ annehmen (Bild 3.2). Insbesondere die Null hat eine störende Auswirkung, da dann über größere Zeiträume (bis sich das Nutzsignal ändert) abwechselnd in Real- oder Imaginärteil keine Änderung auftritt, d.h. die Spreizfolge führt während eines Nachrichtensymbols nur zu Änderungen zwischen zwei gegenüberliegenden Phasenzuständen, so daß während einer Symboldauer keine Gleichverteilung zwischen den Phasenzuständen gewährleistet ist.

Nach der Spreizung erfolgt die Impulsformung (Wurzel Rolloff-Filter) zur Erzeugung der Wellenzüge. Dabei wird die Simulationsbandbreite um den Faktor SPS vergrößert. Im Vergleich zum ungespreizten Fall ist (3.7) zusätzlich mit dem Spreizfaktor zu multiplizieren. Dies hat zur Folge, daß die Simulationszeiten beträchtlich ansteigen.

Wie bei FH besteht die Synchronisation im Empfänger aus zwei Teilen. Die *Akquisition* hat die Aufgabe die Pseudozufallsfolge des Empfangssignals mit derjenigen des Empfängers bis auf $\pm T_c/2$ zur Übereinstimmung zu bringen. Gut beschriebene Blockschaltbilder eines seriellen Suchprozesses sind z.B. in [Ha90] oder [Tor92] zu finden. Im schlimmsten Fall gilt für die Akquisitionszeit (3.14). Da T_c bei diesem Verfahren im Unterschied zu FH deutlich kleiner ist als die Nutzsymboldauer, ist die Grobsynchronisation deutlich schneller hergestellt. Da auch hier die Akquisitionsphase mangels Nachrichtenübertragung in den Simulationen unberücksichtigt bleibt, wird von einer abgeschlossenen Akquisitionsphase ausgegangen, d.h. die Pseudozufallsfolgen weichen zeitlich maximal um $\pm T_c/2$ voneinander ab.

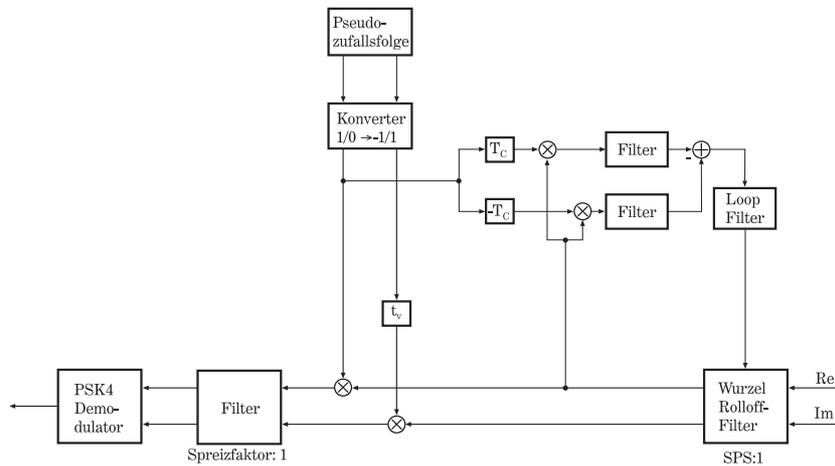


Bild 3.16: DSSS Synchronisation.

Die Synchronität der beiden Folgen wird im Verlauf des Trackings auf Bruchteile einer Chipdauer verbessert. Dieses *Tracking* der Phase der empfangenen Pseudozufallsfolge geschieht mit Hilfe einer Nachregelschleife. Diese wird häufig in Form eines Delay Locked Loops (DLL) realisiert. Dabei wird der Realteil des Empfangssignals jeweils mit einer um $+T_c$ (early) bzw. $-T_c$ (late) verschobenen Pseudozufallsfolge multipliziert (Bild 3.16). Es können auch kleinere Zeitverschiebungen auftreten, die zu einem schnelleren Korrekturverhalten des Regelkreises führen. In der Simulation bedeuten kleinere Zeitverschiebungen jedoch einen erhöhten Aufwand, da Zwischenwerte durch Interpolation erzeugt werden müssen. Dementsprechend ist auch eine höhere Abtastrate innerhalb des Regelkreises zu wählen. Daher wird nur eine um $\pm T_c$ verschobene Pseudozufallsfolge simuliert. Die in Bild 3.16 dargestellte Spezialisierung des Trackings auf den Realteil ist im allgemeinen ausreichend, um die Synchronisation herzustellen, da in beiden Zweigen unabhängige Pseudozufallsfolgen übertragen werden. Es kann aber Vorteile bringen, eine zweite Regelschleife für die Pseudozufallsfolge des Imaginärteils zu implementieren. Allerdings muß dann das Augenmerk auf die Auswertung der beiden Ausgangssignale gerichtet werden.

Die Multiplikation und Filterung (Summation) der lokal vorhandenen Spreizfolge mit dem empfangenen Signal ergibt zwei Werte, jeweils aus der early und der late Korrelation. Werden fiktiv alle Werte der Korrelationsfunktionen berechnet, so zeigt sich jeweils eine Spitze der Höhe $2^m - 1$ für Zeitverschiebungen von $+T_c$ bzw. $-T_c$ (Bild 3.17) bei opti-

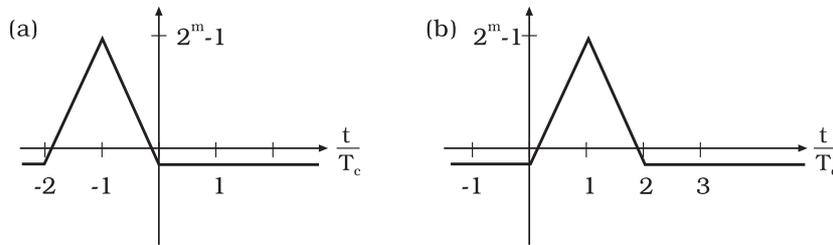


Bild 3.17: Korrelationskennlinien: (a) late, (b) early.

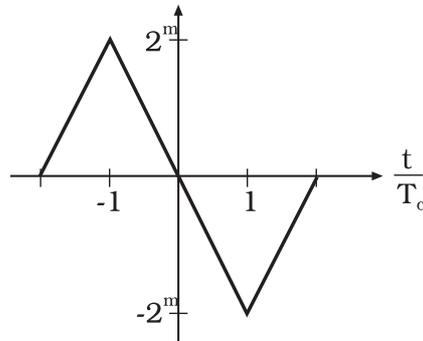


Bild 3.18: ideale Diskriminatorkennlinie.

maler Synchronisation. Die Differenz der beiden Korrelationsfunktionen zeigt Bild 3.18. Man nennt sie auch Diskriminatorkennlinie, da sie bei positiven Werten ein zu großes Nachhinken gegenüber der lokalen Pseudozufallsfolge konstatiert, bei negativen Werten genau das Gegenteil. Bei nicht optimaler Synchronisation verschiebt sich die Kurve aus Bild 3.18. Der Wert im Nullpunkt entspricht dem tatsächlich berechneten Korrelationswert, der ein Maß für die Fehlsynchronisation ist. Der Abszissenwert gibt den notwendigen zeitlichen Korrekturwert an. Wäre die zeitliche Verschiebung der Pseudozufallsfolgen des DLL geringer als $\pm T_c$, würden die Korrelationsmaxima schon nach kleineren Zeitverschiebungen auftreten. Eine größere negative Steigung der Diskriminatorkennlinie wäre die Folge, d.h. die zeitlichen Abweichungen werden schneller korrigiert.

In diesen Kennlinien ist keine Impulsformung enthalten. Der Idealfall aus Bild 3.18 verändert sich bei Berücksichtigung der Impulsformung wie in Bild 3.19 dargestellt. Man erkennt, daß die Kurven nur abschnittsweise durch Geraden approximiert werden können und daß ihre Steigungen vom Rolloff-Faktor abhängen. Die Aufgabe des nachfolgenden Loopfilters aus

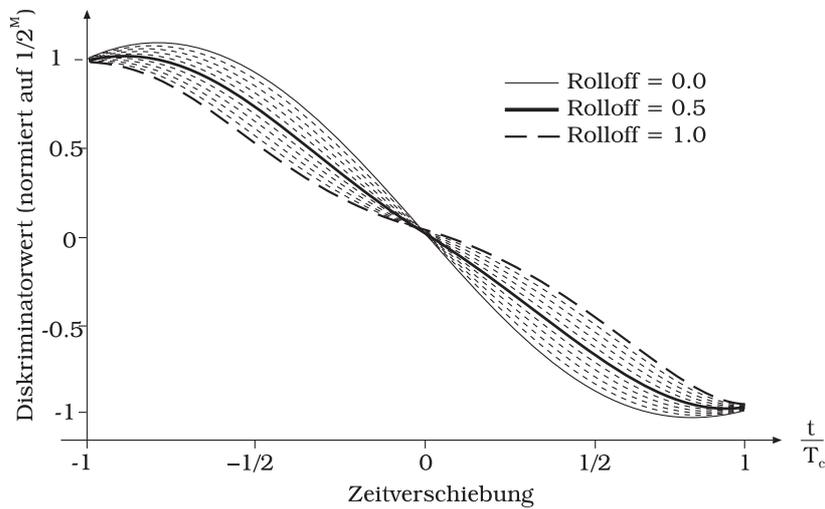


Bild 3.19: Diskriminatorcharakteristik bei impulsgeformten Signalen.

Bild 3.16 besteht darin, zum Zeitpunkt t_k aus dem Ordinatenwert der Diskriminatorcharakteristik $d(t_k)$ den auftretenden Zeitoffset Δt_k zwischen den PN Folgen zu berechnen. Im Loopfilter ist daher eine auf rein empirischen Überlegungen basierende Geradengleichung der Form

$$\Delta t_k = [(r - 0, 1)^2 + 0, 5] \frac{SPS}{2^m} d(t_k) \quad (3.17)$$

implementiert. Der Zeitoffset Δt_k wird aus Aufwandsgründen auf den nächsten der durch die Abtastrate vor dem Wurzel Rolloff-Filter vorgegebenen Zeitrasterpunkte gerundet. Im Zeitintervall $[0, T_c)$ stehen insgesamt SPS äquidistante Zeitrasterpunkte zur Verfügung. Für das Ausgangssignal des Loopfilters gilt

$$\Delta t_{Loop} = \Delta t_k + \Delta t_{k-1}, \quad (3.18)$$

da der absolute Zeitoffset Δt_{Loop} mit Hilfe des relativen Zeitoffsets Δt_k bestimmt werden muß. Solange die Synchronisationsabweichungen im Bereich $\pm T_c/2$ verbleiben (Voraussetzung nach der Akquisition), ist die Regelung mit solchen Geradengleichungen ziemlich optimal. Größere Abweichungen können zu Instabilitäten der Regelung führen und sollten in der Regel eine erneute Akquisitionsphase auslösen. Zwar wird der Einfluß des Rolloff-Faktors berücksichtigt, doch können andere Einflüsse des Kanals

(Mehrwegeausbreitung, Störer) Einfluß auf das Tracking nehmen. Bei deterministischen Vorgängen wäre eine einmalige Anpassung des Loopfilters anhand von (3.17) durchführbar. Zufällige Einflüsse lassen sich nicht berücksichtigen und verschlechtern damit die Systemleistung.

Das Ausgangssignal des Loopfilters beeinflusst nicht, wie eigentlich zu erwarten war, den Zeitoffset der Pseudozufallsfolge, sondern den Zeitoffset des Empfangssignals während der Abtastratenreduktion im Empfangsfilter (Wurzel Rolloff-Filter). Dies ist eine simulationsspezifische Lösung, um zusätzlichen Realisierungsaufwand bei der Regelschleife zu vermeiden. Eine zeitliche Verschiebung um Bruchteile der Chipdauer in positive oder negative Richtung erfordert einerseits die Speicherung vergangener Werte der Pseudozufallsfolge, andererseits benötigt man die Taktrate des um *SPS* überabgetasteten Signals im gesamten Regelkreis. Eine dramatische Verlängerung der sowieso schon recht langen Simulationszeiten wäre die Folge.

Nach der passenden Entspreizung gelangt das komplexe Basisbandsignal in ein Filter, welches den Mittelwert über eine Symboldauer liefert. Damit verbunden ist die Abtastratenreduktion auf einen Wert je Symbol. Eine Abtastung ist an dieser Stelle nicht erforderlich, da diese schon im Wurzel Rolloff-Filter erfolgte. Die Demodulation schließt sich direkt daran an.

Diese Art des Trackings verlangt die Übertragung von Synchronisationsbits in einer Rahmenstruktur. Nutzdatenübertragung würde das Tracking stören. Nichtkohärente Verfahren [PRD95] eliminieren die Störung durch Nutzdaten, so daß die Rahmenstruktur entfallen kann. Diese Möglichkeit wurde hier nicht verwendet.

3.3 Transponder

Das wichtigste Element einer SATCOM Strecke ist das Funkrelais, der Satellit. Seine Nutzlast besteht aus Transpondern, deren Aufgabe darin besteht, ein empfangenes Signal zu verstärken und auf einer anderen Frequenz zur Erde zurückzusenden. Da das Signal keine weiteren Veränderungen erfährt, spricht man auch von transparenten Transpondern.

Eine deutlich aufwendigere Technik muß in regenerativen Transpondern bereitgestellt werden. Diese demodulieren das Signal, führen eine Fehlerkorrektur durch, codieren neu und schicken das aufgefrischte Signal zurück zur Erde. Dadurch werden Up- und Downlink voneinander entkoppelt. Zusätzlich kann ein solcher Transponder Vermittlungsaufgaben übernehmen. In der Simulation vereinfacht sich der Aufbau, da durch die

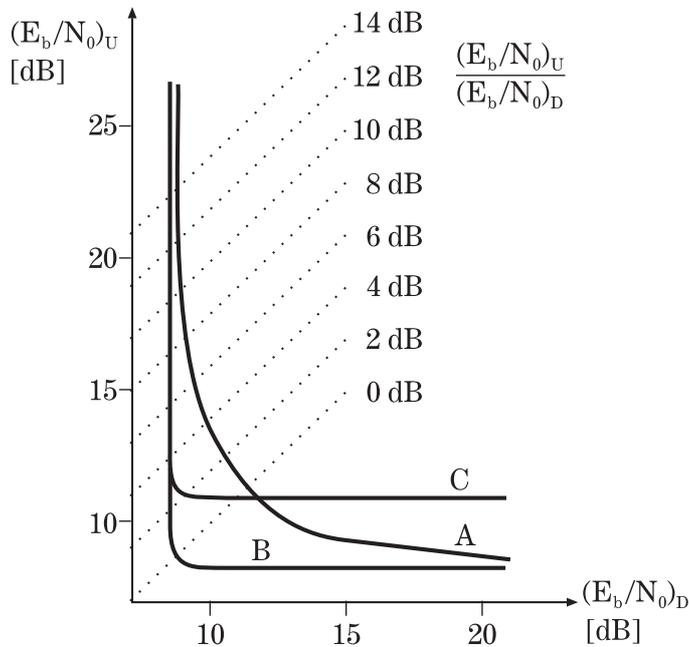


Bild 3.20: Vergleich des erforderlichen E_b/N_0 auf Up- und Downlink bei konstanter BER (10^{-4}) und linearem Kanal. A: transparenter Transponder; B: regenerativer Transponder (PSK4); C: regenerativer Transponder (DPSK4); $G = 1$ [MB93, Bild 6.4].

Entkopplung Up- und Downlink getrennt voneinander betrachtet werden können. Als Übergabeparameter genügt die Bitfehlerrate. Wenn P_U und P_D die Bitfehlerraten für Up- und Downlink sind, folgt für die gesamte Bitfehlerrate an der Bodenstation im Fall des regenerativen Transponders

$$P_{Ges} = P_U(1 - P_D) + (1 - P_U)P_D = P_U + P_D - 2P_U P_D. \quad (3.19)$$

Sie ergibt sich aus der Summe falscher Bits des Uplinks, die auf dem Downlink fehlerfrei übertragen werden und richtigen Bits des Uplinks, die auf dem Downlink verfälscht werden. P_U und P_D sind jeweils vom Energie pro Bit zu Störverhältnis $(E_b/N_0)_U$ bzw. $(E_b/N_0)_D$ abhängig. Demgegenüber ist die Bitfehlerrate beim transparenten Transponder von

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_T = \frac{E_b}{(N_0)_D + G(N_0)_U} \quad (3.20)$$

bestimmt. Man erkennt, daß die Störleistung des Uplinks im Transponder mit einem Faktor G gewichtet wird, der durch den Verstärkungsfaktor des Rauschens im Transponder und durch den Dämpfungsfaktor des gesamten Downlinks gegeben ist. Dadurch wird die Rauschleistung des Uplinks $(N_0)_U$ in eine am Empfängereingang wirksame Rauschleistung umgerechnet. Die Energie pro Bit E_b/N_0 bezieht sich ebenfalls auf den Empfängereingang.

Die Auswirkungen eines unterschiedlichen E_b/N_0 auf Up- und Downlink sind in Bild 3.20 für $G = 1$ bei einer BER von 10^{-4} dargestellt. Bei gleichem E_b/N_0 Verhältnis auf Up- und Downlink wird ein regenerativer Transponder (B) im Vergleich zu einem transparenten Transponder (A) mit einem um 3 dB verkleinertem E_b/N_0 ohne Qualitätsverlust betrieben. Wird als Modulationsart statt PSK4 DPSK4 verwendet, wird im Uplink ein höheres E_b/N_0 benötigt.

Transparente Transponder sind wesentlich kostengünstiger als regenerative Transponder, so daß diese auch weiterhin zum Einsatz kommen werden, trotz des ungünstigeren E_b/N_0 auf Up- und Downlink. Eine simulative Untersuchung mit transparenten Transpondern erscheint daher sinnvoll. Im folgenden beschränken wir uns auf die Darstellung eines transparenten Transponders, da ein regenerativer Transponder leicht aus den bisher geschilderten Simulationsblöcken erstellbar ist, wenn die Vermittlungstechnik nicht berücksichtigt wird.

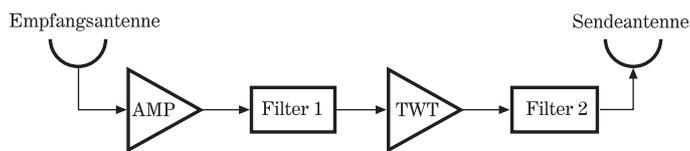


Bild 3.21: transparenter Transponder.

Der in den Simulationen verwendete Transponder ist in Bild 3.21 dargestellt. Am Eingang befindet sich ein rauscharmer, linearer Vorverstärker. Eine wichtige Systemgröße ist dessen Rauschtemperatur, die das SNR am Satelliten und damit auch das SNR auf dem Downlink maßgeblich bestimmt. Nach [MB93, Tabelle 8.3] liegen die Rauschtemperaturen ungefähr zwischen 100 und 300 K. Für die in dieser Arbeit vorgestellten

Simulationen wurde 200 K gewählt. Spektralanteile, die vom Leistungsverstärker (TWT) nicht verstärkt werden sollen, filtert das erste Filter aus. Es handelt sich um ein Butterworthfilter vom Grad 10. Je nach Anwendungsfall (z.B. Störszenario) beträgt die Bandbreite ein Mehrfaches der Symbolrate SR . Ein Beispiel mit 3-facher Symbolrate zeigt Bild 3.22. Das eingezeichnete Roll-off-Filter zeigt die spektrale Ausdehnung des Nutzsignals bei einem Roll-off-Faktor von 0,5.

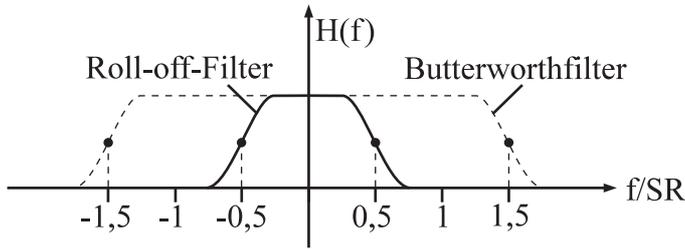


Bild 3.22: *Spektrum des Transponderbandes.*

Als Leistungsverstärker dient eine Wanderfeldröhre (TWT) für die das Amplituden-Phasen-Modell nach [Sal81] implementiert wurde. Da es sich um ein nichtlineares Bauelement handelt, dient das zweite Filter der Unterdrückung von Intermodulationsprodukten außerhalb des Transponderbandes. Hierzu wird ein Tschebyscheff-TypI-Filter [Lüc80] der Ordnung 10 verwendet, um durch den steileren Übergangsbereich gute Dämpfungswerte zu erzielen.

Die Modelle für die Beschreibung nichtlinearer Leistungsverstärker für hochfrequente Signale werden meist als gedächtnislos bezeichnet. Daher wird davon ausgegangen, daß der Einfluß der eingebauten Speicherelemente (Filter mit Bandpaßcharakter) von der eigentlichen Nichtlinearität getrennt werden kann. Das bedeutet, daß die im Verstärker entstehenden nichtlinearen Verzerrungen einer gedächtnislosen Nichtlinearität zugeschrieben werden, die einem linearen Bandpaß vorgeschaltet ist [Rap92].

Dazu stellt man das Ein-/Ausgangsverhalten als Taylorreihe dar gemäß

$$z(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k s^k(t). \quad (3.21)$$

Die Koeffizienten a_k sind die k -ten Ableitungen der nichtlinearen Verstärkerkennlinienfunktion an der Stelle Null. Da die Funktion im Ursprung

beginnt, gilt $a_0 = 0$. Für $a_2 = a_3 = a_4 = \dots = 0$ erhalten wir den linearen Fall $z(t) = a_1 s(t)$. Im allgemeinen nehmen die Koeffizienten a_k für schwach nichtlineare Systeme, wie z.B. bei der TWT, für wachsendes k rasch ab. Betrachtet man zunächst ein einfaches sinusförmiges Signal

$$s(t) = A \sin(2\pi f_0 t) \quad (3.22)$$

mit der reellen Amplitude A , das auf ein schwach nichtlineares System nach (3.21) gegeben wird. Wenn die Berechnung des Ausgangssignals $z(t)$ nach dem 5. Glied der Taylorreihe abgebrochen wird, erhält man

$$\begin{aligned} z(t) = & \frac{A^2}{2} \left(a_2 + \frac{3A^2 a_4}{4} \right) + A \left(a_1 + \frac{3A^2 a_3}{4} + \frac{5A^4 a_5}{8} \right) \sin(2\pi f_0 t) \\ & - \frac{A^2}{2} (a_2 + A^2 a_4) \cos(4\pi f_0 t) - \frac{A^3}{4} \left(a_3 + \frac{5A^2 a_5}{4} \right) \sin(6\pi f_0 t) \\ & + \frac{A^4}{8} a_4 \cos(8\pi f_0 t) + \frac{A^5}{16} a_5 \sin(10\pi f_0 t). \end{aligned} \quad (3.23)$$

Durch die Nichtlinearität wird nicht nur ein konstantes Glied erzeugt, vielmehr entstehen auch Terme, deren Frequenzen Vielfache der ursprünglichen Frequenz f_0 sind. Es handelt sich um Oberschwingungen, die sich leicht durch Filter entfernen lassen. Durch das zuvor genannte Tschebyscheff-Filter (Filter 2) werden diese Intermodulationsprodukte effektiv unterdrückt.

Bekanntermaßen besteht ein Nutzsignal aus einem Gemisch der unterschiedlichsten Frequenzen. Eine ungefähre Aussage über die generell entstehenden Terme kann durch die Untersuchung zweier Sinusschwingungen getroffen werden, die auf ein nichtlineares System gegeben werden. Die beiden Frequenzen seien ungleich aber nahe benachbart. Es gilt

$$s(t) = A_0 \sin(2\pi f_0 t) + A_1 \sin(2\pi f_1 t), \quad f_0 \neq f_1, |f_0 - f_1| \ll f_0. \quad (3.24)$$

Berechnet man für dieses Eingangssignal erneut $z(t)$ nach (3.21) erhält man wieder die Vielfachen der Grundfrequenz. Zudem bilden sich ganz neue Terme, die aus Produkten mit unterschiedlichen Frequenzen stammen. Diese sind besonders dann störend, wenn sie in Nutzsignalbereiche

| Frequenz | 2 | 4 |
|------------------------------|--------------------------------------|---|
| 0 | $\frac{A_0^2 + A_1^2}{2}$ | $\frac{3(A_0^4 + A_1^4)}{8} + \frac{3A_0^2 A_1^2}{2}$ |
| $2f_0, 2f_1$ | $-\frac{A_0^2}{2}, -\frac{A_1^2}{2}$ | $-\frac{A_0^2}{2}(A_0^2 + 3A_1^2),$ $-\frac{A_1^2}{2}(A_1^2 + 3A_0^2)$ |
| $f_1 \pm f_0$ | $\mp A_0 A_1$ | $\mp \frac{3}{2}(A_0^3 A_1 + A_0 A_1^3)$ |
| $4f_0, 4f_1$ | — | $\frac{A_0^4}{8}, \frac{A_1^4}{8}$ |
| $2f_0 \pm 2f_1$ | — | $\frac{3}{4} A_0^2 A_1^2$ |
| $3f_0 \pm f_1, 3f_1 \pm f_0$ | — | $\pm \frac{A_0^3 A_1}{2}, \pm \frac{A_0 A_1^3}{2}$ |

Tabelle 3.1: Frequenzen und Amplitudenfaktoren der Cosinusterme verursacht durch die Nichtlinearitäten der Ordnung 2 und 4.

| Frequenz | 3 | 5 |
|--------------------------------|---|---|
| f_0, f_1 | $\frac{3A_0^3}{4} + \frac{3A_0 A_1^2}{2},$ $\frac{3A_1^3}{4} + \frac{3A_1 A_0^2}{2}$ | $\frac{5}{8} A_0^5 + \frac{15}{4} A_0^3 A_1^2 + \frac{15}{8} A_0 A_1^4,$ $\frac{5}{8} A_1^5 + \frac{15}{4} A_1^3 A_0^2 + \frac{15}{8} A_1 A_0^4$ |
| $3f_0, 3f_1$ | $\frac{A_0^3}{4}, \frac{A_1^3}{4}$ | $-\frac{5}{4} A_0^3 (\frac{A_0^2}{4} + A_1^2),$ $-\frac{5}{4} A_1^3 (\frac{A_1^2}{4} + A_0^2)$ |
| $2f_0 \pm f_1, 2f_1 \pm f_0$ | $-\frac{3A_0 A_1^2}{4}, -\frac{3A_0 A_1^2}{4}$ | $\mp \frac{5}{4} A_0^2 A_1 (A_0^2 + \frac{3}{2} A_1^2),$ $\mp \frac{5}{4} A_0 A_1^2 (A_1^2 + \frac{3}{2} A_0^2)$ |
| $5f_0, 5f_1$ | — | $\frac{A_0^5}{16}, \frac{A_1^5}{16}$ |
| $4f_0 \pm f_1, 4f_1 \pm f_0$ | — | $\pm \frac{5}{16} A_0^4 A_1, \pm \frac{5}{16} A_0 A_1^4$ |
| $3f_0 \pm 2f_1, 3f_1 \pm 2f_0$ | — | $\frac{5}{8} A_0^3 A_1^2, \frac{5}{8} A_0^2 A_1^3$ |

Tabelle 3.2: Frequenzen und Amplitudenfaktoren der Sinusterme verursacht durch die Nichtlinearitäten der Ordnung 3 und 5.

fallen. Eine Übersicht über die entstehenden Terme geben Tabelle 3.1 und Tabelle 3.2. Die Amplitudenfaktoren sind jeweils mit den Koeffizienten a_k aus der Taylorreihenentwicklung zu gewichten. Beim Vergleich der Frequenzen fällt auf, daß die Nichtlinearitäten gerader Ordnung keine Terme im Nutzsignalband erzeugen. Nichtlinearitäten ungerader Ordnung hingegen fügen Störterme innerhalb des Nutzsignalbandes hinzu. Diese sind zu finden bei $2f_0 - f_1, 2f_1 - f_0, 3f_0 - 2f_1, 3f_1 - 2f_0$, sowie bei den Signalgrundfrequenzen f_0 und f_1 , da dort die Signalamplituden A_0 und A_1 gemischt auftreten.

Da in einem realen Signal nicht nur zwei, sondern im Prinzip unendlich viele Frequenzen enthalten sind, ist leicht einzusehen, daß der tatsächliche Vorgang noch wesentlich komplizierter ist. Auf jeden Fall wird deutlich, daß eine Unterdrückung der durch die Nichtlinearität im Signalband erzeugten störenden Schwingungen prinzipiell unmöglich ist. Eine realitätsnahe Simulation der TWT ist daher unabdingbar.

Bei Simulationen im Basisband ist die Bedingung $|f_0 - f_1| \ll f_0$ aus (3.24) verletzt. Dadurch können unzulässigerweise Terme, verursacht durch Nichtlinearitäten gerader Ordnung, im Nutzsignalspektrum entstehen. Diese liegen bei $0, f_1 \pm f_0$ und $2f_0 \pm 2f_1$. Um diese zu vermeiden, betrachten wir nochmals das Ausgangssignal $z(t)$ der Nichtlinearität. Das Eingangssignal sei

$$\begin{aligned} s(t) &= A(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) = \\ &= \operatorname{Re}\{A(t) e^{j\varphi(t)} e^{j2\pi f_0 t}\} \\ &= \operatorname{Re}\{v(t) e^{j2\pi f_0 t}\} \\ &= \operatorname{Re}\{\underline{s}(t)\}, \end{aligned} \quad (3.25)$$

wobei $\underline{s}(t)$ das analytische Signal zu $s(t)$ sei. Gemäß (3.21) wird $s^k(t)$ benötigt. Es gilt mit dem binomischen Satz [BS84, S.106]

$$\begin{aligned} s^k(t) &= \left[\frac{1}{2} (v(t) e^{j2\pi f_0 t} + v^*(t) e^{-j2\pi f_0 t}) \right]^k \\ &= \frac{1}{2^k} \sum_{l=0}^k \binom{k}{l} [v(t)]^{k-l} [v^*(t)]^l e^{j2\pi f_0 t(k-2l)}. \end{aligned} \quad (3.26)$$

Da nur die Frequenzen in der Nähe des Nutzsignals um f_0 interessant sind, gilt

$$k - 2l = \pm 1 \iff l = \frac{k \mp 1}{2}. \quad (3.27)$$

Unter dieser Bedingung (k ungerade, da $l, k \in \mathbf{Z}$) gilt

$$\begin{aligned} s_{f_0}^k(t) &= \frac{1}{2^k} \binom{k}{\frac{k-1}{2}} [v(t)]^{\frac{k+1}{2}} [v^*(t)]^{\frac{k-1}{2}} e^{j2\pi f_0 t} \\ &\quad + \frac{1}{2^k} \binom{k}{\frac{k+1}{2}} [v(t)]^{\frac{k-1}{2}} [v^*(t)]^{\frac{k+1}{2}} e^{-j2\pi f_0 t} \\ &= \frac{1}{2^k} \binom{k}{\frac{k-1}{2}} |v(t)|^{k-1} \underbrace{v(t) e^{j2\pi f_0 t}}_{\underline{s}(t)} \\ &\quad + \frac{1}{2^k} \binom{k}{\frac{k+1}{2}} |v(t)|^{k-1} \underbrace{v^*(t) e^{-j2\pi f_0 t}}_{\underline{s}^*(t)}. \end{aligned} \quad (3.28)$$

Mit $|v(t)| = |\underline{s}(t)|$ und $\binom{k}{\frac{k-1}{2}} = \binom{k}{\frac{k+1}{2}}$ vereinfacht sich die Gleichung zu

$$s_{f_0}^k(t) = \frac{1}{2^{k-1}} \binom{k}{\frac{k+1}{2}} |\underline{s}(t)|^{k-1} s(t); \quad k \text{ ungerade.} \quad (3.29)$$

Aus (3.21) mit (3.25) ergibt sich das Ausgangssignal

$$z(t) = \sum_{\substack{k=1 \\ k \text{ ungerade}}}^{\infty} \binom{k}{\frac{k+1}{2}} \frac{a_k}{2^{k-1}} A^{k-1}(t) s(t). \quad (3.30)$$

Diese Gleichung beschreibt das Ein-/Ausgangsverhalten eines nichtlinearen Bandpaßsystems für alle wirksamen Komponenten um die Mittenfrequenz f_0 des Nutzsymbols. Der Zusammenhang gilt jedoch genauso für die Signale im äquivalenten Tiefpaßbereich, da (2.3) auch in diesem Fall erfüllt ist. Es gilt

$$r(t) = \sum_{\substack{k=1 \\ k \text{ ungerade}}}^{\infty} \binom{k}{\frac{k+1}{2}} \frac{a_k}{2^{k-1}} A^{k-1}(t) v(t). \quad (3.31)$$

Mit $v(t) = A(t)e^{j\varphi(t)}$, $\binom{2k-1}{k} = \frac{1}{2}\binom{2k}{k}$ und durch Umformung der Summe über gerade und ungerade Werte ergibt sich

$$\begin{aligned} r(t) &= e^{j\varphi(t)} \sum_{k=1}^{\infty} \binom{2k}{k} \frac{a_{2k-1}}{2^{2k-1}} A^{2k-1}(t) \\ &= f[A(t)] \cdot e^{j\varphi(t)}. \end{aligned} \quad (3.32)$$

$r(t) = f[A(t)]e^{j\varphi(t)}$ gilt auch für beliebig viele Trägerschwingungen

$$s(t) = \sum_{i=1}^N A_i(t) \cos[2\pi(f_0 + f_i)t + \varphi_i(t)], \quad (3.33)$$

da sich diese Gleichung immer auf die ursprüngliche Form in (3.25) zurückführen läßt. Dann gilt

$$\begin{aligned} A(t) &= \sqrt{s_I^2(t) + s_Q^2(t)} \\ \varphi(t) &= \arctan(s_Q(t)/s_I(t)) \\ s_I(t) &= \sum_{i=1}^N A_i(t) \cos[2\pi f_i t + \varphi_i(t)] \\ s_Q(t) &= \sum_{i=1}^N A_i(t) \sin[2\pi f_i t + \varphi_i(t)]. \end{aligned} \quad (3.34)$$

In (3.32) ist die Vorgehensweise für die Simulation im komplexen Basisband vorgegeben. Die Nichtlinearität läßt sich in Form einer Amplituden-Amplituden (AM/AM)-Kennlinie beschreiben, wobei bei solchen gedächtnislosen Nichtlinearitäten die Phase unverändert bleibt. Dieses Modell reicht für die Beschreibung realer Verstärker oft nicht aus. Oft kann ein weiterer nichtlinearer Zusammenhang zwischen der Eingangsamplitude und der Phase des Signals beobachtet werden. In Abänderung von (3.32) ergibt sich

$$r(t) = f[A(t)] e^{jg[A(t)]} \quad (3.35)$$

mit der zusätzlichen Phasennichtlinearität $g[A(t)]$. Sie kann als eine spezielle Form von Verzerrungen mit Gedächtnis angesehen werden [Rap92]. Diese wird durch eine amplitudenabhängige Laufzeit modelliert. Man

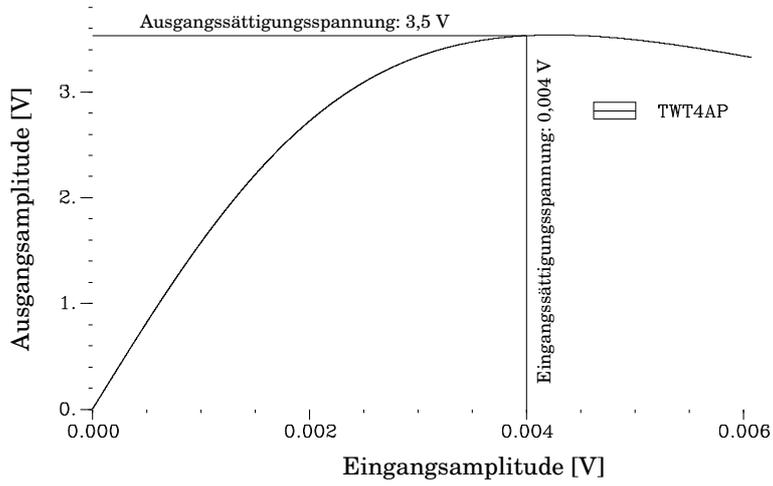


Bild 3.23: AM/AM-Verstärkerkennlinie.

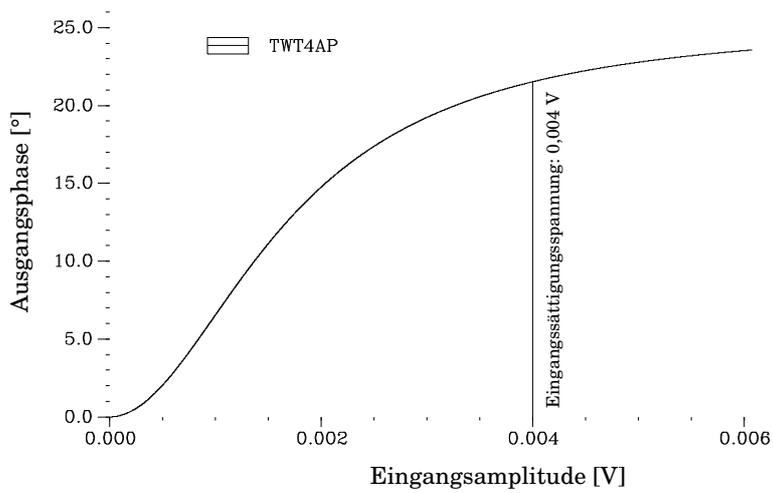


Bild 3.24: AM/PM-Verstärkerkennlinie.

spricht auch von Amplituden/Phasen (AM/PM)-Konversion. Das eingang zitierte Amplituden-Phasen-Modell stellt die beiden Funktionen für die AM/AM und AM/PM Konversion zur Verfügung. Es gilt

$$\begin{aligned}
 f[A(t)] &= \frac{\alpha_A A(t)}{1 + \beta_A A^2(t)}, \\
 g[A(t)] &= \frac{\alpha_\varphi A^2(t)}{1 + \beta_\varphi A^2(t)}
 \end{aligned}
 \tag{3.36}$$

mit $\alpha_A = 1,6623 \cdot 10^3$, $\beta_A = 0,0552 \cdot 10^6$, $\alpha_\varphi = 0,1533 \cdot 10^6$ und $\beta_\varphi = 0,3456 \cdot 10^6$, welches der Charakteristik einer Hughes 261-H-Röhre sehr nahe kommt [Sal81]. Die beiden Funktionen sind in Bild 3.23 und Bild 3.24 wiedergegeben.

3.4 Linkbudget

Das Linkbudget ist ein wichtiges Hilfsmittel zur Charakterisierung einer Satellitenübertragungsstrecke. Auf der Sendeseite ist das Gütemaß die äquivalente, isotrop abgestrahlte Sendeleistung EIRP (Equivalent Isotropic Radiated Power), auf der Empfangsseite ist es das Verhältnis des Gewinns zur äquivalenten Rauschtemperatur. Im folgenden soll anhand eines Beispiels mit realistischen Zahlenwerten ein Gefühl für die auf einer SATCOM Strecke wirkenden Abhängigkeiten gegeben werden. Weiterhin gelte, daß aufgrund der fortgeschrittenen Technologie jedem Teilnehmer ein kleines tragbares Terminal zur Verfügung steht, das eine angemessene Datenrate für Multimediaanwendungen von 1 Mbit/s [HKLS97] senden und empfangen kann. Bei der Verwendung von PSK4 als Modulationsart resultiert daraus eine Symbolrate von 500 kBaud. Wird bei der Impulsformung der Rolloff-Faktor $r = 0$ gewählt, resultiert daraus eine Nutzsinalbandbreite von 500 kHz. Die Sendeleistung der Bodenstation sei -6 dBW (0,25 W), der Antennengewinn betrage 20 dBi. Es handele sich dabei um eine leicht direktive Antenne, deren Hauptstrahlrichtung im Bereich großer Elevationswinkel liegt und einen 3 dB Öffnungswinkel von ungefähr 60° besitze. Die Strecke werde über einen Transponder betrieben, der sich in einem LEO Satelliten mit einer Bahnhöhe von 1000 km befinde. Für den Uplink werde die Frequenz 28 GHz, für den Downlink 18 GHz verwendet. Im Transponder stehe je Kanal eine Sendeleistung von 1,2 W zur Verfügung. Sende- und Empfangsantennen seien parabolisch, so daß (2.12) zur Berechnung des Antennengewinns verwendet werden kann. Der Antennendurchmesser betrage 0,25 m, der Antennenwirkungsgrad sei 0,55. Die Dämpfung der Antennenzuleitungen betrage jeweils 0,5 dB ($\hat{=} 1,122$). Außerdem besitzen diese eine Rauschtemperatur von 290 K. Der Eingangverstärker im Transponder und in der Bodenstation

haben eine Rauschtemperatur von jeweils 200 K. Die Transponderbandbreite betrage $B = 1,5$ MHz wie in Bild 3.22 dargestellt. Dadurch ergibt sich folgendes Linkbudget, zunächst für den Uplink:

| | | |
|-------------------|-------------|-------------|
| Sendeleistung: | -6 dBW | |
| Antennengewinn: | 20 dBi | |
| EIRP: | 14 dB | |
| Freiraumdämpfung: | -181,39 dB | |
| Antennengewinn: | 34,71 dBi | } G_{SAT} |
| Zuleitung: | -0,5 dB | |
| Empfangsleistung: | -133,18 dBW | |

Die Rauschtemperatur am Eingang des Satelliten berechnet sich aus

$$T_{SAT} = \frac{\eta T_{ASAT}}{1,122} + T_{Zuleitung} \left(1 - \frac{1}{1,122}\right) + T_{AMP_{SAT}}. \quad (3.37)$$

Die Bestimmung der wirksamen Antennenraushtemperatur T_{ASAT} erfolgt aus Bild 2.3. Man erhält etwa 226 K. Dieser Wert ist mit dem Antennenwirkungsgrad η zu gewichten. Für T_{SAT} erhält man dann insgesamt 342 K. Das Gütemaß des Empfangssystems im Satelliten ist

$$\left(\frac{G}{T}\right)_{SAT} = G_{SAT} - 10 \log T_{SAT} = 8,87 \text{ dBi/K}. \quad (3.38)$$

Bevor die Leistungsbilanz des Downlinks erstellt werden kann, muß die für das Nutzsignal vorhandene Transpondersendeleistung berechnet werden. Diese teilt sich auf, da nicht nur Nutzsignalanteile verstärkt werden, sondern auch Stör- und Rauschkomponenten. Die Rauschleistung am Eingang beträgt über das gesamte Transponderband $N = k T_{SAT} B \hat{=} -141,5$ dBW (k ist die Boltzmannkonstante), d.h. die Rauschleistung ist um den Faktor $S/N = 6,79$ kleiner als die Nutzsignalleistung. Daher teilt sich die Sendeleistung S von 1,2 W wie folgt auf:

$$1,2 \text{ W} = 1,046 \text{ W} + 0,154 \text{ W} = S + N.$$

Damit beträgt die Signalverstärkung des Transponders 133,4 dB. Beim Empfänger am Boden wirkt sich jedoch nur die Rauschleistung innerhalb des Nutzsignalbandes aus. Da aufgrund der Bandbreiten ein Verhältnis von 1/3 zu 2/3 herrscht, unterscheiden sich die Rauschleistungen um 3 dB. Die Gesamtrauschleistung von 0,154 W teilt sich dann wie folgt auf:

$$0,154 \text{ W} = 0,1027 \text{ W} + 0,0513 \text{ W}.$$

Damit gilt für den Downlink, aufgespaltet nach Nutzsinalbilanz und Bilanz der durch den Uplink verursachten Rauschkomponenten innerhalb des Nutzsinalbandes mit $1,046 \text{ W} \hat{=} 0,20 \text{ dB}$ und $0,0513 \text{ W} \hat{=} -12,90 \text{ dBW}$:

| | | |
|-------------------|----------------------------|--------------|
| Sendeleistung: | 0,20 dBW | -12,90 dBW |
| Zuleitung: | -0,5 dB | |
| Antenne: | 30,87 dBi | |
| EIRP: | 30,57 dB | |
| Freiraumdämpfung: | -177,55 dB | |
| Antennengewinn: | 20 dBi | } G_{Empf} |
| Empfangsleistung: | -126,98 dBW -140,08 dBW | |

Die Linkbudgets für Up- und Downlink sind in Bild 3.25 als Pegeldiagramme graphisch dargestellt. Für die Rauschtemperatur am Empfängereingang gilt

$$T_{BS} = T_{ABS} + T_{AMP_{BS}}. \quad (3.39)$$

Die Rauschtemperatur der Antenne kann aus Bild 2.4 abgelesen werden, wobei Rauschkomponenten aus der direkten Umgebung aufgrund der Richtcharakteristik nicht berücksichtigt werden müssen. Der abgelesene Wert von $18,5 \text{ K}$ ($\varepsilon = 60^\circ$) führt auf $T_{BS} = 218,5 \text{ K}$. Damit ist das Gütemaß der Empfangsstation $(G/T)_{Empf} = -3,4 \text{ dBi/K}$. Im Vergleich zum Gütemaß des Satelliten ist dieser Wert, wie zu erwarten ist, deutlich schlechter.

Das über den Downlink abgestrahlte Rauschen, verursacht durch den Uplink, besitzt am Empfängereingang die Leistung $-140,08 \text{ dBW}$. Die Rauschleistung des Downlinks am Empfänger innerhalb des Nutzsinalbandes beträgt $N = kT_{BS}B \hat{=} -148,21 \text{ dBW}$. Damit ist die gesamte Rauschleistung $-139,46 \text{ dBW}$. Das Signal zu Störverhältnis beträgt damit $12,48 \text{ dB}$. Bezogen auf ein Bit ist dies aufgrund der Verwendung von PSK4 $9,48 \text{ dB}$. Dies entspricht einer Bitfehlerrate

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \approx 1,27 \cdot 10^{-5}. \quad (3.40)$$

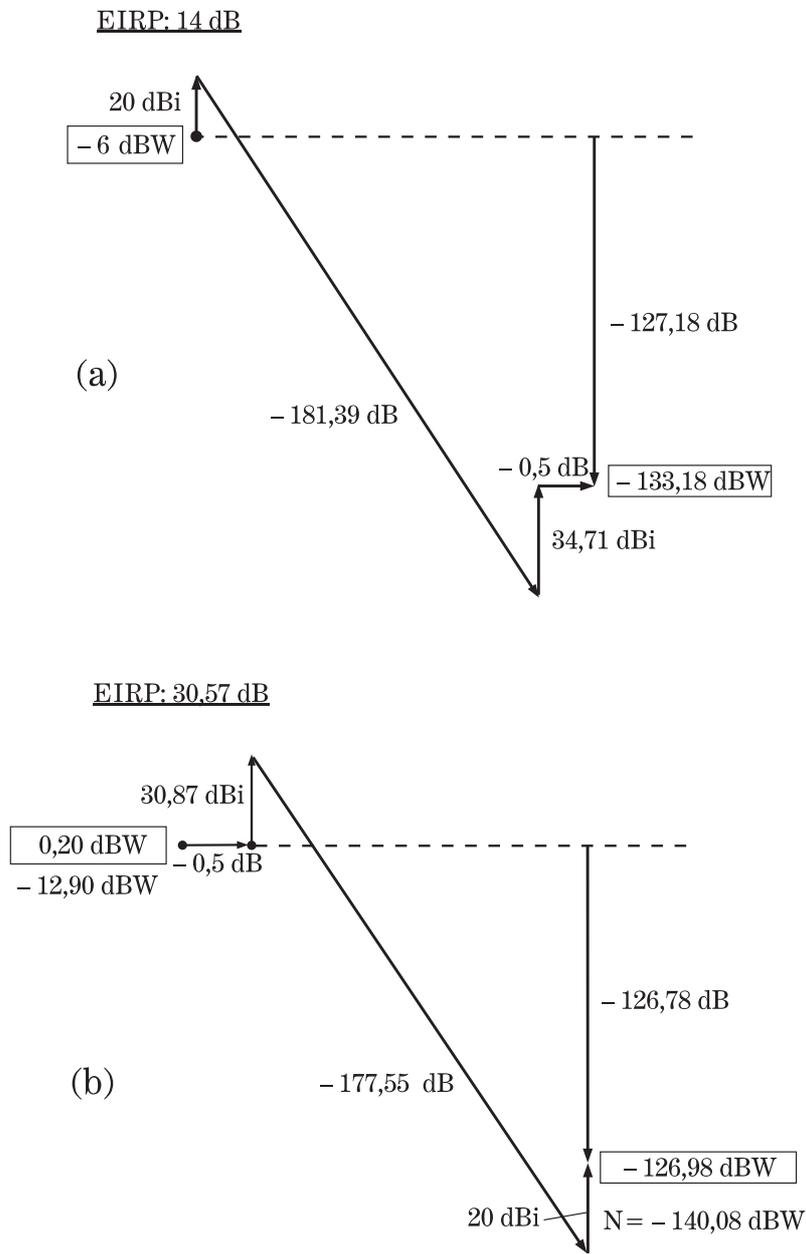


Bild 3.25: Linkbudget: (a) Uplink 28 GHz, (b) Downlink 18 GHz.

An diesem Beispiel erkennt man sehr gut, daß die geringe Rauschleistung des Downlinks durch die deutlich schlechtere Qualität des Uplinks überdeckt wird. Am Ressourcen schonendsten arbeitet ein SATCOM Link bei ausgeglichenen Rauschleistungsverhältnissen zwischen Up- und Downlink (Bild 3.20).

Der theoretisch erhaltene Wert für die Energie pro Bit kann prinzipiell direkt zur Berechnung der erwarteten Bitfehlerrate herangezogen werden. In den Simulationen stellt man jedoch fest, daß die Bitfehlerrate schlechter ist, was auf nicht optimale Takt- und Trägerrückgewinnung sowie auf nichtlineare Verzerrungen der Verstärkerröhre zurückzuführen ist. Eine analytische Bestimmung der BER ist daher in vielen Fällen gar nicht möglich.

Tritt auf der Übertragungsstrecke Regen auf, steigt je nach Regenrate die Dämpfung an. Zusätzlich ist ausschließlich auf dem Downlink eine deutlich erhöhte Rauschtemperatur nach (2.28) zu berücksichtigen. Auf dem Uplink ist die Empfangsantenne weit genug von dem Regenereignis als Rauschquelle entfernt, so daß diese Rauschkomponente in der Summe aller anderen Rauscheinflüsse verschwindet.

3.5 Monte-Carlo Simulation

Wie wir gesehen haben, ist eine simulative Bestimmung der BER in vielen Fällen erforderlich. Es bleibt jedoch die Frage, wie bei der Simulation vorzugehen ist, denn jedes Eingangssignal produziert im allgemeinen eine unterschiedliche Anzahl von Bitfehlern. Die Bestimmung der BER kann nicht exakt erfolgen, denn dazu wären unendlich viele Variationen des Eingangssignals notwendig. Vielmehr kann nur eine kleine zufällige Auswahl an Signalen zur BER Schätzung herangezogen werden. Das Standardverfahren dafür, mit dem Zufall sein Glück zu versuchen, heißt Monte-Carlo Methode [TW94] nach dem Standort der traditionsreichen Spielbank. Diese Methode soll im folgenden näher betrachtet werden.

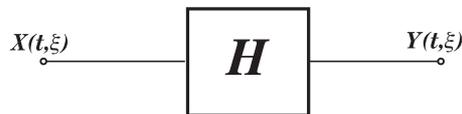


Bild 3.26: Übertragungssystem/Bitfehlerdetektor.

Das Eingangssignal der Simulation (Bild 3.26) ist ein Zufallsprozeß $X(t, \xi)$ mit im allgemeinen überabzählbar vielen Realisierungen. Für jede Rea-

lisierung wird am Ausgang ein anderer Wert der BER, die dem Erwartungswert des Prozesses $Y(t, \xi)$ entspricht, bestimmt. Der Prozeß $Y(t, \xi)$ entstammt einem Bitfehlerdetektor, der an seinem Ausgang eine Eins erzeugt, wenn ein Fehler erkannt wurde. Ansonsten ist sein Ausgang Null.

Die tatsächliche BER wird durch Mittelwertbildung über die BER der einzelnen Realisierungen

$$\hat{y} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K y_k \quad (3.41)$$

$$\text{mit } y_k = \frac{1}{NT_S} \int_0^{NT_S} y(t, \xi_k) dt \quad (3.42)$$

geschätzt, falls der Prozeß stationär und ergodisch ist. Die Berechnung ist auf K Summanden begrenzt, da nur endlich viele Realisierungen benutzt werden können. Die Zufallsvariable Y ist binomialverteilt. Sie ist der Quotient aus der Anzahl M der falsch empfangenen Bits zur gesamten Anzahl N der pro Realisierung gesendeten Bits: $Y = M/N$. Die Wahrscheinlichkeit dafür, daß genau m falsche Bits empfangen werden, ist nach der Binomialverteilung

$$p_M(m, \tilde{P}) = \binom{N}{m} \tilde{P}^m (1 - \tilde{P})^{N-m}, \quad (3.43)$$

wobei \tilde{P} die wahre Bitfehlerwahrscheinlichkeit während des Versuchs ist. Gleichzeitig gilt dann auch

$$E \left\{ \frac{M}{N} \right\} = E\{Y\} = \tilde{P}. \quad (3.44)$$

Es stellt sich nun die wichtige Frage, wie vertrauenswürdig der Schätzwert \hat{y} der Bitfehlerrate ist, d.h. wieviel Prozent der Werte liegen innerhalb eines bestimmten Bitfehlerratenintervalls oder wie groß ist das Konfidenzintervall für ein vorgegebenes Konfidenzniveau $1 - \alpha$? Allgemein gilt für das Konfidenzniveau in Abhängigkeit vom Parameter \tilde{P} :

$$1 - \alpha = P(h_1(\tilde{P}) < m < h_2(\tilde{P})) = \int_{h_1(\tilde{P})}^{h_2(\tilde{P})} p_M(m, \tilde{P}) \, dm. \quad (3.45)$$

Dabei sind die Intervallgrenzen $h_1(\tilde{P})$ und $h_2(\tilde{P})$ Funktionen des Parameters \tilde{P} , die geeignet zu bestimmen sind. Speziell für die Binomialverteilung (3.43) folgt aus (3.45)

$$\sum_{m=h_1(\tilde{P})}^{h_2(\tilde{P})} \binom{N}{m} \tilde{P}^m (1 - \tilde{P})^{N-m} = 1 - \alpha. \quad (3.46)$$

Mit Hilfe der Betaverteilung [GR81]

$$P_x(x, a, b) = \sum_{n=0}^{b-1} \binom{a+b-1}{a+n} x^{a+n} (1-x)^{b-n-1} \quad (3.47)$$

kann (3.46) vereinfacht dargestellt werden, wenn folgende Variablensubstitutionen durchgeführt werden:

$$\begin{aligned} N &:= a + b - 1 \\ m &:= a + n. \end{aligned} \quad (3.48)$$

Da nur ein einziger weiterer Freiheitsgrad übrigbleibt, in (3.46) jedoch $h_1(\tilde{P})$ und $h_2(\tilde{P})$ zu bestimmen sind, sollte diese Gleichung in zwei gleichwertige Teile aufgespalten werden:

$$\begin{aligned} P(h_2(\tilde{P}) < m < N) &= P_{\tilde{P}}(\tilde{P}, h_2(\tilde{P}), N + 1 - h_2(\tilde{P})) = \frac{\alpha}{2} \\ P(0 < m < h_1(\tilde{P})) &= 1 - P_{\tilde{P}}(\tilde{P}, h_1(\tilde{P}) + 1, N - h_1(\tilde{P})) = \frac{\alpha}{2}. \end{aligned} \quad (3.49)$$

Die Werte der Betaverteilung sind tabelliert oder können numerisch bestimmt werden. Für ein Konfidenzniveau von 95 % ergibt sich das Konfidenzintervall $[0,4\tilde{P}; 1,9\tilde{P}]$ bei einer Gesamtanzahl $N = 10^7$ und $\tilde{P} = 10^{-6}$.

Da in den hier betrachteten Fällen N sehr groß ist, kann die Binomialverteilung durch die Poissonverteilung

$$p(m, \lambda) = \frac{\lambda^m}{m!} e^{-\lambda} \quad (3.50)$$

mit $\lambda = \tilde{P} \cdot N$ angenähert werden. Die Konfidenzintervalle ergeben sich dann gemäß

$$P(h_1(\tilde{P}) < m < h_2(\tilde{P}), \tilde{P}N) = \sum_{m=h_1(\tilde{P})}^{h_2(\tilde{P})} \frac{(\tilde{P}N)^m}{m!} e^{-\tilde{P}N} = 1 - \alpha. \quad (3.51)$$

Eine Tabelle der Konfidenzintervalle findet man in [JBS94, Tabelle 5.1]. Auf (3.41) kann auch der zentrale Grenzwertsatz [Pap91] angewandt werden. Dieser Satz besagt, daß die Summe unabhängiger Zufallsvariablen mit derselben Verteilung eine Zufallsvariable ergeben, die bei genügend großem K normalverteilt ist. [JBS94] gibt an, daß bei einer Größenordnung von etwa $K = 20$ Realisierungen die Normalverteilung in guter Näherung verwendet werden kann, d.h. jeder Punkt einer BER Kurve sollte mindestens 20-mal berechnet werden, bevor ein Konfidenzintervall mit Hilfe dieser Näherung bestimmt werden kann. Da üblicherweise nur die Standardnormalverteilung tabelliert ist, gilt folgende Umformung für das Bitfehlerratenintervall $[\tilde{P}_1, \tilde{P}_2]$ zum Konfidenzniveau $1 - \alpha$:

$$P\left(-z_\alpha < \frac{\hat{y} - \tilde{P}}{\sqrt{\tilde{P}(1 - \tilde{P})/N}} < z_\alpha\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-z_\alpha}^{z_\alpha} e^{-\frac{x^2}{2}} dx = 1 - \alpha, \quad z_\alpha > 0. \quad (3.52)$$

Die Ungleichung im Argument der Wahrscheinlichkeit läßt sich durch Quadrieren in

$$\left(\frac{z_\alpha^2}{N} + 1\right) \tilde{P}^2 - \left(2\hat{y} + \frac{z_\alpha^2}{N}\right) \tilde{P} + \hat{y}^2 < 0 \quad (3.53)$$

umformen. Unter der Annahme, daß in jeder Realisierung N Bits verwendet werden, folgt aus (3.41)

$$\hat{y} = \frac{1}{KN} \sum_{k=1}^K m^{(k)} = \frac{\bar{m}}{N} \quad (3.54)$$

mit der mittleren Fehleranzahl

$$\bar{m} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K m^{(k)}. \quad (3.55)$$

Setzt man \hat{y} in (3.53) ein und löst nach \tilde{P} auf, erhält man zwei Lösungen:

$$\tilde{P}_{1,2} < \frac{\bar{m} + \frac{z_\alpha^2}{2} \pm z_\alpha \sqrt{\bar{m} + \frac{z_\alpha^2}{4} (1 - 4\frac{\bar{m}^2}{N^2}) - \frac{2\bar{m}^2}{N}}}{N + z_\alpha^2}. \quad (3.56)$$

Da normalerweise die mittlere Anzahl \bar{m} der Fehler gegenüber der Gesamtzahl N der übertragenen Bits gering ist, vereinfacht sich die Ungleichung zu

$$\tilde{P}_{1,2} < \frac{\bar{m} + \frac{z_\alpha^2}{2} \pm z_\alpha \sqrt{\bar{m} + \frac{z_\alpha^2}{4}}}{N}. \quad (3.57)$$

Dies gilt, wenn für die Terme im Radikanden aus (3.56)

$$\bar{m} + \frac{z_\alpha^2}{4} \gg 2\bar{m}\hat{y}^2 + z_\alpha^2\hat{y} \quad (3.58)$$

gilt. Der Term auf der rechten Seite ist in \hat{y} für $\hat{y} > 0$ streng monoton wachsend. Daher ist die Ungleichung für $\hat{y} \leq 10^{-2}$ gut erfüllt. Der Wert für z_α aus (3.57) bestimmt sich z.B. aus [BS84, Tabelle 1.1.2.9.2] gemäß dem Wahrscheinlichkeitsintegral

$$\phi_0(z_\alpha) = \frac{1 - \alpha}{2}. \quad (3.59)$$

Das Vertrauensintervall ist nach (3.57) unsymmetrisch zum Schätzwert y_k . Sinnvollerweise wählt man zur Definition der relativen Unsicherheit ϵ die obere Vertrauensgrenze \tilde{P}_1 [Bis94]:

$$\epsilon = \frac{\tilde{P}_1 - \hat{y}}{\hat{y}}. \quad (3.60)$$

In Tabelle 3.3 ist für einige Zahlenwerte eine Übersicht zusammengestellt, wieviele Bitfehler während einer Simulation zu erzeugen sind, wenn ein vorgegebenes Konfidenzniveau bei einer relativen Unsicherheit ϵ erfüllt werden soll. Man erkennt, daß die Anzahl der zu simulierenden Bitfehler sehr stark von der Breite des geforderten Vertrauensintervalls abhängt. Die Unterschiede für unterschiedliche Konfidenzniveaus sind demgegenüber relativ gering.

| $\epsilon/\%$ | $1 - \alpha (z_\alpha)$ | | |
|---------------|-------------------------|----------------|------------------|
| | 0,9 (1,6449) | 0,95 (1,96) | 0,99 (2,5758) |
| 84 | 7 | 10 | 17 |
| 50 | 16 | 23 | 40 |
| 21,6 | 71 | 100 | 173 |
| 10 | 298 | 423 | 730 |
| 1 | 27331 | 38800 | 67021 |

Tabelle 3.3: Anzahl der zu simulierenden Bitfehler auf ganze Zahlen gerundet in Abhängigkeit des Konfidenzniveaus $1 - \alpha$ und der relativen Unsicherheit ϵ .

Der unbedarfte Leser wird sogleich nach den besten Werten für ϵ und α streben. Es bleibt jedoch zu bedenken, daß neben den fehlerhaften Bits auch die meist zahlreichen ungestörten Bits simuliert werden müssen. Bitfehlerraten zwischen 10^{-3} und 10^{-6} müssen je nach gefordertem Dienst erreicht werden. Legt man ein Konfidenzniveau von 0,95 und eine relative Unsicherheit von 21,6% zugrunde, sind zwischen 10^5 und 10^8 Bits für jede statistische Realisierung durch das Simulationsmodell zu schieben. Zusätzlich sind etwa 20 Durchläufe erforderlich, um den zentralen Grenzwertsatz zu erfüllen. Je nach Komplexität der Simulation (rückgekoppelte Regelschleifen) und benutztem Überabtastfaktor SPS werden auf SUN Sparc-10 Workstations Simulationszeiten zwischen 15 min und mehreren Stunden, bei Bandspreizverfahren sogar von Tagen, benötigt.

Eine Vergrößerung des zugelassenen Unsicherheitsbereichs ist daher unumgänglich. Häufig wird dann ein $\epsilon = 84\%$ beim Konfidenzniveau 0,95 gewählt, so daß die Anzahl der zu simulierenden Bits eine Zehnerpotenz geringer ist.

Falls der Übertragungskanal Fehlerbursts verursacht, steht dies im Widerspruch zur Voraussetzung statistisch unabhängiger Zufallsvariabler am Empfängereingang. Man kann zeigen, daß dies zu einer Verbreiterung des Konfidenzintervalls führt [KD88]. Dies kann vermieden werden, indem die Bits verschachtelt übertragen werden. Dafür sorgt im Sender ein Interleaver [Fri95], im Empfänger ein Deinterleaver.

3.6 Importance Sampling

Das vorhergehende Kapitel hat gezeigt, daß mindestens 10, besser aber 100 Bitfehler pro Simulation erzeugt werden müssen, um aussagefähige Ergebnisse zu erhalten. Da bei kleinen Bitfehlerraten sehr lange Simulationszeiten die Folge sind, kann man versuchen, durch gezielte Veränderung der statistischen Eigenschaften des Rauschprozesses bzw. der Störungen auf dem Kanal höhere Bitfehlerraten hervorzurufen. Da diese Änderungen bekannt sind, kann durch einen Korrekturfaktor die tatsächliche Bitfehlerrate bei reduzierter Simulationszeit bestimmt werden.

Für die Bitfehlerrate gilt wegen (3.44)

$$E\{Y\} = \int_{-\infty}^{\infty} y p_Y(y) dy = \tilde{P}. \quad (3.61)$$

Mit dem Empfangssystem H (Bild 3.26) inklusive des Bitfehlerdetektors und dem Eingangsprozeß X erhält man

$$\begin{aligned} E\{H(X)\} &= \int_{-\infty}^{\infty} H(x) p_X(x) dx \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} H(x) w(x) p_X^\circ(x) dx \end{aligned} \quad (3.62)$$

mit $w(x) = p_X(x)/p_X^\circ(x)$ als Gewichtungsfunktion. Die Dichtefunktion $p_X^\circ(x)$ ist eine zu $p_X(x)$ modifizierte Dichte, die die Wahrscheinlichkeit

für das Auftreten von Bitfehlern künstlich vergrößert. Um am Ende eine korrekte Schätzung der BER zu erhalten, müssen die Werte der Zufallsvariablen $H(X)$ mit $w(x)$ gewichtet werden. Man erhält analog zu (3.41)

$$\hat{H}(x) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K H(x_k) w(x_k). \quad (3.63)$$

Für den Erwartungswert dieses Schätzwerts bezüglich $p_X^\diamond(x)$ erhält man

$$\begin{aligned} E^\diamond\{\hat{H}(x)\} &= E^\diamond\left\{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K H(x_k) w(x_k)\right\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K H(x_k) \frac{p_X(x_k)}{p_X^\diamond(x_k)} p_X^\diamond(x_k) dx_k \\ &= E\left\{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K H(x_k)\right\} \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K E\{H(X)\} = E\{Y\} = \tilde{P}, \end{aligned} \quad (3.64)$$

so daß der neue Schätzer erwartungstreu für \tilde{P} ist. $E^\diamond\{\cdot\}$ bedeutet die Berechnung des Erwartungswertes bezüglich der modifizierten Dichte $p_X^\diamond(x)$. Damit bleibt durch die Gewichtung von $p_X(x)$ der Erwartungswert $E\{Y\}$ unverändert, wenn die Ausgangsfolge $H(x_k)$ ebenfalls mit $w(x_k)$ gewichtet wird.

Die Dichte $p_X(x)$ ist maßgeblich durch die Wahrscheinlichkeitsdichte der Störung auf dem Kanal bestimmt, da das Nutzsignal nach Quellen- und Kanalcodierung ein von der Störung statistisch unabhängiger, weißer Prozeß mit gleichverteilten Symbolen ist. Die Modifizierung der Dichte des Störers ist im allgemeinen sehr schwierig, da die für die Bitfehlerrate wesentlichen Bereiche — daher der Name Importance Sampling — nicht bekannt sind und zudem vom Detektor abhängen.

Ein allgemeines Vergleichsmaß für die Vorteile des Importance Samplings gegenüber der Monte-Carlo Simulation ist die jeweilige Varianz des Schätzers. Bei gleichem Stichprobenumfang sollte die Varianz σ_{IS}^2 des Schätzers mit Importance Sampling deutlich kleiner sein als die Varianz σ_{MC}^2 des

Monte-Carlo Schätzers. Bei statistisch unabhängigen Fehlern und K zugrundeliegenden simulierten Realisierungen ergibt sich nach (3.43)

$$\sigma_{MC}^2 = \frac{\tilde{P}}{K}(1 - \tilde{P}) \quad (3.65)$$

und

$$\begin{aligned} \sigma_{IS}^2 &= E^\diamond \{ (\hat{H}(x))^2 \} - \left(E^\diamond \{ \hat{H}(x) \} \right)^2 \\ &= E^\diamond \left\{ \frac{1}{K^2} \sum_{k=1}^K (H(x_k)w(x_k))^2 \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{K^2} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq l}}^K \sum_{l=1}^K H(x_k)w(x_k) H(x_l)w(x_l) \right\} - \tilde{P}^2. \end{aligned} \quad (3.66)$$

Sind unterschiedliche Realisierungen des ergodischen Eingangsprozesses X stochastisch unabhängig voneinander, vereinfacht sich die Gleichung zu

$$\begin{aligned} \sigma_{IS}^2 &= \frac{1}{K} \left[\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K E^\diamond \{ (H(x_k)w(x_k))^2 \} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{K} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq l}}^K \sum_{l=1}^K E^\diamond \{ H(x_k)w(x_k) \} E^\diamond \{ H(x_l)w(x_l) \} \right] - \tilde{P}^2 \\ &= \frac{1}{K} \left[E^\diamond \{ (H(X)w(X))^2 \} + (K-1) \underbrace{(E^\diamond \{ H(X)w(X) \})^2}_{\tilde{P}} \right] - \tilde{P}^2. \end{aligned} \quad (3.67)$$

Bei dem Übertragungssystem H handelt es sich um einen Bitfehlerdetektor, so daß $H^2(X) \equiv H(X)$ gilt. Es ergibt sich dann

$$\begin{aligned}
\sigma_{IS}^2 &= \frac{1}{K} \left[E^\circ \{ H(X) w^2(X) \} - \tilde{P}^2 \right] \\
&= \frac{1}{K} \left[\int_{-\infty}^{\infty} H(x) \frac{p_X(x)}{p_X^\circ(x)} \cdot p_X(x) dx - \tilde{P}^2 \right] \\
&= \frac{1}{K} \left[E \{ H(X) w(X) \} - \tilde{P}^2 \right].
\end{aligned} \tag{3.68}$$

Die Wunschvorstellung ist, daß

$$\sigma_{IS}^2 < \sigma_{MC}^2 \tag{3.69}$$

gilt. Dies ist gleichbedeutend mit

$$E \{ H(X) w(X) \} < E \{ H(X) \} = \tilde{P}. \tag{3.70}$$

Diese Ungleichung ist jedoch nur bei geschickt gewähltem $w(x)$ zu erfüllen. Ansonsten muß eventuell die Relation “>” in der Ungleichung verwendet werden. Eine eindeutige Aussage, mit welchem Verfahren die bessere Leistung erzielt wird, ist daher nicht möglich. Deswegen ist Importance Sampling nicht immer die günstigere Simulationsvariante.

Ein Spezialfall liegt vor, wenn für den Störprozeß eine mittelwertfreie additive Gaußdichte angenommen wird (AWGN). Die für die Bitfehlerrate wichtigen Bereiche sind dann eindeutig lokalisierbar und liegen in den Flanken (Bild 3.27). Eine stärkere Gewichtung dieser Bereiche vergrößert die Wahrscheinlichkeit eines falsch übertragenen Symbols. Nach [SB80] wird die Gewichtung

$$w(x) = \frac{p_X^\alpha(x)}{b} \tag{3.71}$$

mit α und b so gewählt, daß $\int_{-\infty}^{\infty} p_X(x)/w(x) dx = 1$ gilt. Aus dieser Bedingung ergibt sich

$$b = \sqrt{\frac{1-\alpha}{(2\pi)^\alpha}}, \alpha \in [0, 1]. \tag{3.72}$$

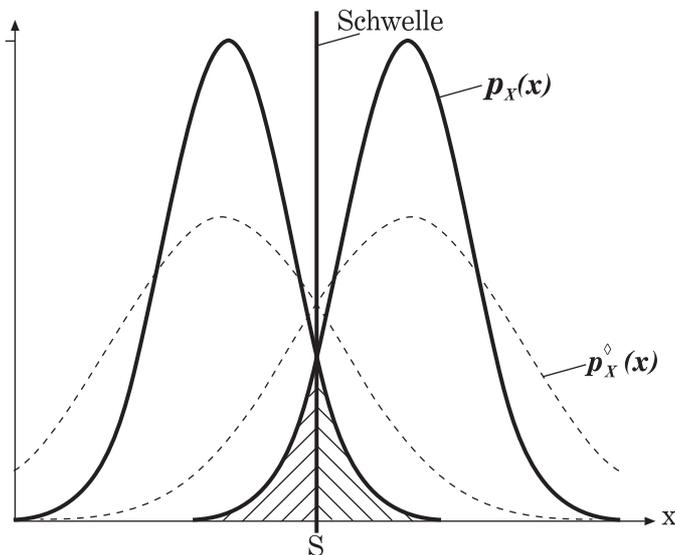


Bild 3.27: Fläche zur Bestimmung der Bitfehlerrate (Beispiel).

Man erhält die modifizierte Dichte $p_X^\diamond(x) = b p_X^{1-\alpha}(x)$. Der Parameter α ist im Intervall $[0,1]$ so zu optimieren, daß die Anzahl der über den Kanal übertragenen Symbole zur Bitfehlerbestimmung minimal wird. Der Bereich $\alpha > 1$ führt auf ein vollkommen unrealistisches Verhalten, für $\alpha < 0$ werden die Flanken geringer gewichtet.

Nach Bild 3.27 verändert diese Methode die Dichte in beiden Flankenbereichen, also nicht nur im schraffierten Bereich. Für die Bitfehlerbestimmung ist jedoch nur eine der beiden Seiten ausschlaggebend. Damit ist das Verfahren nicht effektiv genug.

Eine Verbesserung besteht darin, den Mittelwert der Dichte zu verändern. Man nennt dies Improved Importance Sampling (IIS). Die Realisierung ist allerdings sehr aufwendig, da der Mittelwert abhängig vom Signalverlauf variiert werden muß [CLSY93].

Hat der Übertragungskanal ein Gedächtnis (Mehrwegekanal), werden die Störeinflüsse statistisch abhängig. Dadurch entstehen bei der Übertragung Bündelfehler. Für das Importance Sampling bedeutet dies einen Leistungsverlust [HJ87], der in [KD88] bestimmt wurde.

Eine weitere Möglichkeit den Aufwand zu reduzieren, ist die Extrapolation der Dichteflanken durch eine verallgemeinerte exponentielle Funktion

[JBS94]

$$p_\nu(x) = \frac{\nu}{2\sqrt{2}\sigma \Gamma(\frac{1}{\nu})} e^{-|(x-\mu)/(\sqrt{2}\sigma)|^\nu}. \quad (3.73)$$

Der Parameter μ ist der Mittelwert der Verteilung, der Parameter ν muß aus den Simulationen bestimmt werden.

Obwohl diese Funktion über alle x definiert ist, interessieren hier nur die Bereiche zur Berechnung der Fehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit von einer Schwelle S . Bei binärer Signalisierung gelten die Fehlerwahrscheinlichkeiten

$$P_0(S) = \int_S^\infty p_{\nu_0}(x) dx; \quad P_1(S) = \int_{-\infty}^S p_{\nu_1}(x) dx \quad (3.74)$$

für die beiden übertragenen Symbole. Da ν und σ sowie der Mittelwert μ für eine übertragene Null oder Eins im allgemeinen unterschiedlich sind, sind die zugehörigen Dichten mit $p_{\nu_0}(x)$ und $p_{\nu_1}(x)$ gekennzeichnet. Bei einer genügend großen Schwelle S (im Flankenbereich) erhält man folgende Gleichung [Jer84]:

$$\ln[-\ln(1 - 2P_0(S))] = \nu_0 \ln \frac{S}{\sqrt{2}\sigma_0}. \quad (3.75)$$

Diese Gleichung gilt analog auch für $P_1(S)$. Durch simulative Bestimmung der Fehlerwahrscheinlichkeiten $P_0(S)$ bzw. $P_1(S)$ für mehrere Schwellen S , die größere Bitfehlerraten erzeugen als die tatsächliche, können durch Auftragen der Meßpunkte über der Schwelle S die Werte für ν_i und σ_i ($i = 1, 2$) bestimmt werden. Damit ist die Dichte $p_{\nu_i}(x)$ bekannt. Mit (3.74) und der tatsächlichen Schwelle S kann daraus die Bitfehlerrate des betrachteten Systems berechnet werden. Der Vorteil liegt in der Verkürzung der gesamten Simulationszeit, indem Simulationen bei höheren Bitfehlerraten durchgeführt werden, aus denen die tatsächliche Bitfehlerrate analytisch bestimmt wird.

Eine implizite Voraussetzung bei all diesen Vorgehensweisen ist die Modellierung des zugrundegelegten Kanals als AWGN. Gerade durch diese Eigenschaft entstehen die für die Bitfehlerrate wichtigen Dichteflanken.

Andererseits ist dann ausgehend von der Energie pro Bit am Empfängereingang eine analytische Berechnung der Bitfehlerrate ohne Simulation möglich. Beeinflussen das Signal zusätzlich Nichtlinearitäten, kann die Dichtefunktion stark verändert werden, so daß die ursprünglichen Voraussetzungen an die Dichte nicht mehr erfüllt sind. Fehler bei der Berechnung der tatsächlichen Bitfehlerrate sind die Folge.

Daher ist bei der Simulation von Nachrichtenkanälen mit nichtlinearen Elementen und Mehrwegeausbreitungen die konventionelle Monte-Carlo Technik die einzige Möglichkeit, aussagefähige Simulationsergebnisse zu erhalten.

4 Ergebnisse

4.1 Dopplerkompensation

In Abschnitt 2.4 wurde gezeigt, daß durch die Relativbewegung zwischen niedrigfliegenden Satelliten und der Bodenstation eine Dopplerverschiebung entsteht, die für den Frequenzbereich 20/30 GHz bei mehreren 100 kHz liegen kann [KJ96c]. Dieser Frequenzoffset führt dazu, daß das Nutzsignal nur noch teilweise oder auch gar nicht in den Empfangsbereich fällt. Eine Reduzierung des Signal zu Störverhältnisses bzw. eine Unterbrechung der Übertragungsstrecke ist die Folge. Gegenmaßnahmen können in Form von Regelkreisen ergriffen werden, die die Dopplerverschiebung kompensieren.

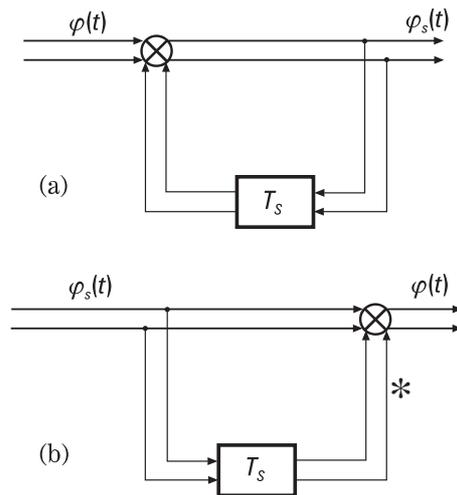


Bild 4.1: DPSK (a) Modulator, (b) Demodulator; * kennzeichnet die Bildung des konjugiert komplexen Wertes.

Da die vorgestellten Verfahren nur für differentiell codierte Signale verwendet werden können, dienen die Modulationsarten DPSK2 bzw. DPSK4 als Referenz. Der Nachrichteninhalte ist in der Phasendifferenz zweier aufeinanderfolgender Symbole codiert. Für ein komplexes Basisbandsignal

$$v(t) = A(t)e^{j\varphi(t)} \quad (4.1)$$

zeigt Bild 4.1 Modulator und Demodulator. Da es hier nur um die Beeinflussung der Phase geht, sind entlang der Signalzweige statt der äquivalenten Tiefpaßsignale nur deren Phasenwinkel angegeben. Für die über den Kanal gesendete Phase gilt

$$\varphi_S(t) = \varphi_S(t - T_S) + \varphi(t). \quad (4.2)$$

Der Demodulator errechnet daraus die ursprüngliche Phase

$$\varphi(t) = \varphi_S(t) - \varphi_S(t - T_S). \quad (4.3)$$

Empfängt der Demodulator ein dopplerverzerrtes Signal

$$r(t) = A(t) e^{j(2\pi f_D t + \varphi_S(t))}, \quad (4.4)$$

erhält man am Ausgang des Demodulators

$$r(t)r^*(t - T_S) = A(t)A(t - T_S) e^{j(2\pi f_D T_S + \varphi(t))}. \quad (4.5)$$

Der Einfluß der Dopplerverschiebung auf DPSK demodulierte Signale ist deutlich erkennbar. Im allgemeinen ist DPSK ungeeignet für die Übertragung auf dopplerverzerrten Kanälen. Eine Möglichkeit zur Kompensation bietet die Kopplung eines DPSK Demodulators mit einem Dopplerschätzer [SD89], dessen prinzipieller Aufbau in Bild 4.2 wiedergegeben ist. Abgekürzt wird dieser im folgenden mit EDPSK (Estimator DPSK).

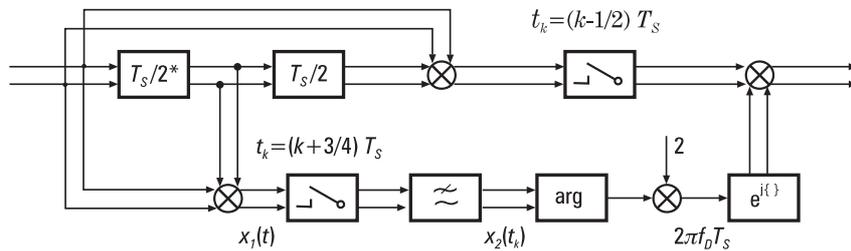


Bild 4.2: EDPSK Demodulator; * kennzeichnet die Bildung des konjugiert komplexen Wertes.

Das Signal aus (4.4) gelangt inklusive einer additiven mittelwertfreien Rauschkomponente auf den Eingang des EDPSK Demodulators. Durch die Verzögerung um $T_S/2$ entsteht im unteren Zweig das Signal

$$x_1(t) = A(t) A\left(t - \frac{T_S}{2}\right) e^{j(\pi f_D T_S + \varphi_S(t) - \varphi_S(t - T_S/2))} + n(t), \quad (4.6)$$

welches zu den Zeitpunkten $t_k = (k + 3/4)T_S$ abgetastet wird. Da die Datenphase $\varphi_S(t)$ während der Symboldauer (bei Vernachlässigung weiterer Kanaleinflüsse) näherungsweise konstant ist, verschwindet die Differenz $\varphi_S(t_k) - \varphi_S(t_k - T_S/2)$. Geht man zudem davon aus, daß der Kanal langsam zeitvariant ist (keine signifikanten Änderungen innerhalb der Zeitdauer T_S) und das Tiefpaßfilter durch seine Glättungseigenschaften das Rauschen entfernt, erhält man

$$x_2(t_k) = A^2(t_k) e^{j\pi f_D T_S}. \quad (4.7)$$

Durch Argumentbildung erhält man die Phase von $x_2(t_k)$. Die Multiplikation mit 2 ergibt den Schätzwert für die Dopplerverschiebung, die aus dem DPSK demodulierten Signal nach (4.5) durch komplexe Multiplikation entfernt werden kann.

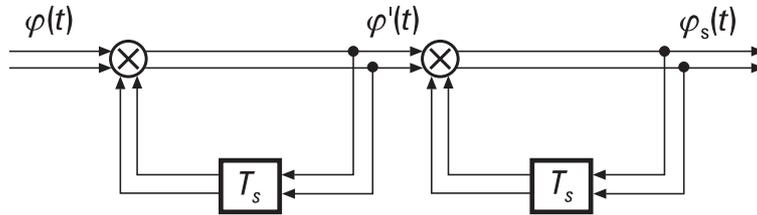


Bild 4.3: DDPSK Modulator.

Ein anderes Verfahren kompensiert die Dopplerverschiebung durch zweifache Differenzcodierung [SD92], indem der Modulator nach Bild 4.1 zweimal hintereinander angeordnet wird (Bild 4.3). Er heißt daher im weiteren Double DPSK (DDPSK). Im ersten Schritt entsteht die Phase $\varphi'(t)$ gemäß (4.2). Die nach dem zweiten Schritt über den Kanal gesendete Phase ist

$$\varphi_S(t) = \varphi_S(t - T_S) + \varphi'(t). \quad (4.8)$$

Der Demodulator berechnet aus der empfangenen Phase $\varphi_S(t)$ die gesendete Phase

$$\varphi(t) = \varphi'(t) - \varphi'(t - T_S) = \varphi_S(t) - 2\varphi_S(t - T_S) + \varphi_S(t - 2T_S) \quad (4.9)$$

mit

$$\varphi'(t) = \varphi_S(t) - \varphi_S(t - T_S). \quad (4.10)$$

Empfängt der Demodulator ein dopplerbehaftetes Signal nach (4.4), gilt, wenn die für (4.7) geltenden Voraussetzungen auch hier angewandt werden, nach der ersten Demodulatorstufe

$$r_1(t) = r(t) r^*(t - T_S) = A^2(t) e^{j(2\pi f_D T_S + \varphi'(t))} \quad (4.11)$$

und nach der zweiten Differenzdecodierung

$$r_1(t) r_1^*(t - T_S) = A^4(t) e^{j\varphi(t)}. \quad (4.12)$$

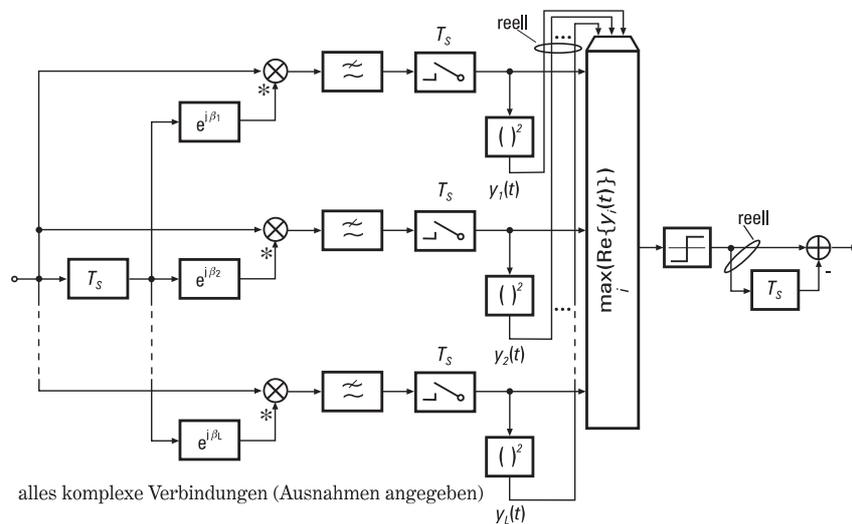


Bild 4.4: DDPSK Mehrfachphasendemodulator.

Die Dopplerverschiebung wurde vollständig kompensiert. Werden in den letzten Gleichungen zusätzlich die Rauschkomponenten berücksichtigt, entstehen eine Menge additiver Rauschterme, gegenüber denen der Demodulator empfindlich reagiert. Daher wurde in [OPR79] eine Erweiterung des DDPSK Demodulators vorgeschlagen, indem die erste Demodulationsstufe L-fach parallel implementiert wird. Die einzelnen Zweige unterscheiden sich nur in der Phase β_i der zusätzlich eingeführten Phasenschieber (Bild 4.4) mit $\beta_i = (i-1)\pi/L$, woraus sich der Name DDPSK Mehrfachphasendemodulator ergibt. Die tiefpaßgefilterten und abgetasteten Signale werden quadriert, so daß die im Signal enthaltene Information eliminiert wird. Beschränkt man sich auf die Beobachtung des Realteils, ergibt sich

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{y_i(t)\} &= \frac{A^4(t)}{2} \left(1 + \cos[2(2\pi f_D T_S - \beta_i) + 2\varphi'(t)] \right) \\ &= \frac{A^4(t)}{2} \left(1 + \cos[2(2\pi f_D T_S - \beta_i)] \right). \end{aligned} \quad (4.13)$$

Für DDPSK2 Signale gilt $2\varphi'(t) \approx 0$. Der Ausdruck $y_i(t)$ wird maximal, wenn β_i dem durch die Dopplerfrequenz entstehenden Phasenwinkel über einer Symboldauer ungefähr entspricht. Dieser optimal dopplerkompensierte und über einen Multiplexer selektierte Signalzweig wird PSK2 detektiert, so daß eine ± 1 -Folge entsteht, die der zweiten Demodulatorstufe zugeführt wird. Diese PSK2 Detektion verhindert das Entstehen weiterer Rauschterme im zweiten Demodulator, so daß die Gesamtperformance bei geringen Dopplerverschiebungen verbessert wird. Einen günstigen Kompromiß zwischen Genauigkeit der Dopplerkompensation und Aufwand stellen L=6 Zweige dar. Demgegenüber ist ein einfacher DDPSK4 Multiphasendemodulator nicht bekannt.

Diese vier Demodulatoren (DPSK, EDPSK, DDPSK und DDPSK Mehrfachphasendemodulator) wurden in unterschiedlichen Dopplerszenarien miteinander verglichen. Es handelt sich um dopplerfreie Übertragung sowie um Dopplerverschiebungen bei Überflug eines MEO Satelliten in 10000 km Höhe (Bild 2.16) und eines LEO Satelliten in 500 km Höhe (Bild 2.14) bei einer Trägerfrequenz von 18 GHz. Da aufgrund der benötigten Simulationszeit nicht das gesamte Dopplerprofil simuliert werden kann, wurde der für die Demodulation interessanteste Teil gewählt. Dieser ergibt sich, wenn sich die Bodenstation auf der Bodenspur des Satelliten befindet und dieser gerade den Zenith passiert. Dort ist die Dopplerrate am größten. Eine ausreichende Anzahl an übertragenen Symbolen ist

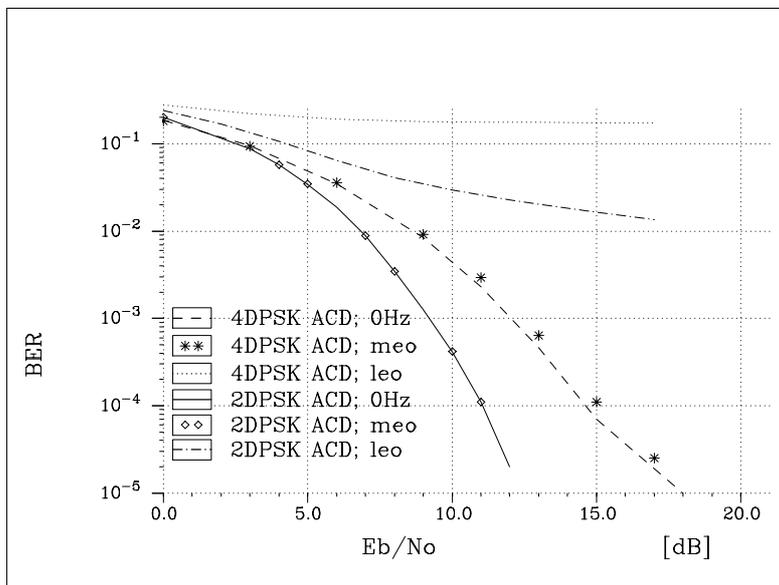


Bild 4.5: Bitfehlerraten beim DPSK Demodulator.

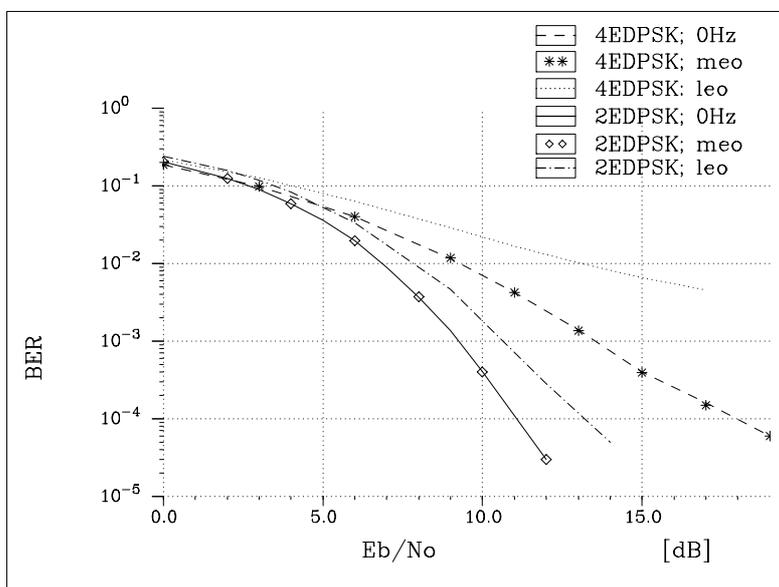


Bild 4.6: Bitfehlerraten beim EDPSK Demodulator.

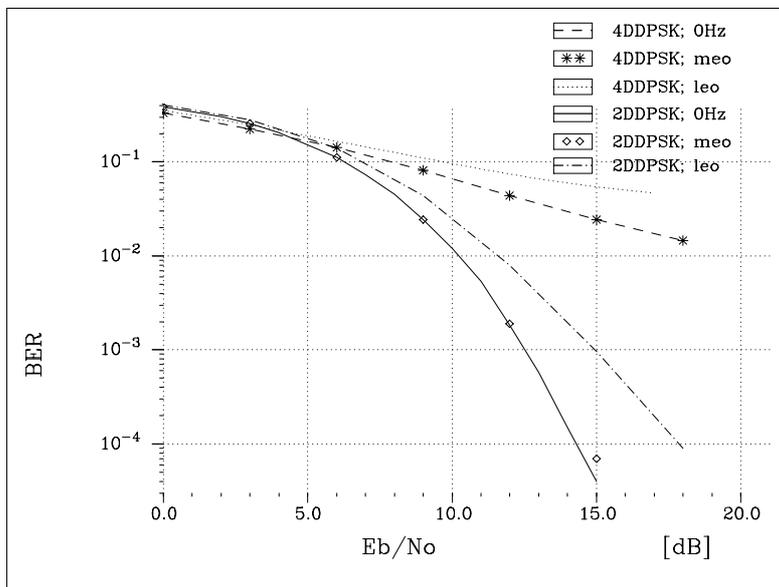


Bild 4.7: Bitfehlerraten beim DDPSK Demodulator.

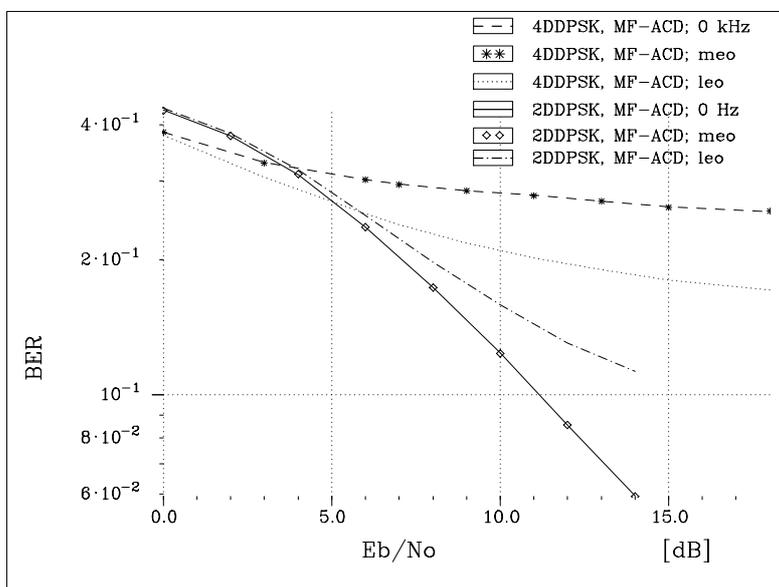


Bild 4.8: Bitfehlerraten beim Multiphasen DDPSK Demodulator.

bei einer Symbolrate von 64 kBaud bei einer minimalen BER von 10^{-4} in gut 1,5 s tatsächlicher Übertragungszeit erreicht. Bild 4.5 zeigt die Bitfehlerraten für DPSK als Referenz zu den anderen Modulationsarten. Da die Dopplerrate beim MEO Satelliten gering ist, fallen die BER Kurven mit denjenigen ohne Dopplereinfluß zusammen. Deutlich ist jedoch die Verschlechterung der Bitfehlerrate bei hohen Dopplerraten (LEO) zu erkennen. Bei DPSK4 ist überhaupt keine Übertragung möglich. Abhilfe schafft EDPSK (Bild 4.6). Die Bitfehlerraten sind dann deutlich besser. Sogar die LEO Dopplerverschiebung verursacht nur leichte Verschlechterungen, die immer noch eine gute Nachrichtenverbindung ermöglichen. Der DDPSK Demodulator ist in seiner Leistungsfähigkeit deutlich schlechter (Bild 4.7), da nach der zweiten Demodulation eine zusätzliche Anzahl an Rauschtermen das Signal beeinflusst. Trotzdem läßt sich zumindest für DDPSK2 bei ausreichendem E_b/N_0 (etwa 3 dB mehr als beim EDPSK) eine brauchbare Übertragungsstrecke einrichten. Die Multiphasen DDPSK zeigt die schlechteste Performance (Bild 4.8) von allen Demodulatoren, da die β_i fest gewählt sind. Dieser Demodulator ist für die hier auftretenden hohen zeitvarianten Dopplerverschiebungen nicht geeignet. Nur eine ständige Anpassung der Phasenterme an die Dopplersituation kann Abhilfe schaffen. Zudem liegt das Problem darin, daß nur eine begrenzte Dopplerphasenkompensation von $\pm\pi/2$ durchgeführt werden kann, da ansonsten Fehldetektionen durch Verschiebung über die Symbolgrenze hinaus auftreten. Die maximal ausregelbare Dopplerrate ist daher

$$f_D = \pm \frac{1}{4T_S}. \quad (4.14)$$

Bei der gewählten Datenrate sind dies ± 16 kHz, ein Wert, der weit unterhalb der tatsächlich auftretenden Dopplerraten liegt.

Einen Vergleich aller Demodulatoren ohne Doppler zeigt Bild 4.9. Dabei sind die β_i im Multiphasendemodulator optimal gewählt, so daß dessen Performance deutlich besser ist als die des reinen DDPSK Demodulators, der durch die Rauschterme beeinträchtigt wird. Bei der Dopplerverschiebung durch einen LEO Satelliten (Bild 4.10) ändern sich die Verhältnisse drastisch. Wie oben erwähnt, kann der Multiphasen DDPSK die großen Phasenverschiebungen durch die hohe Dopplerrate nicht mehr korrigieren. Die DPSK Referenz zeigt eine ähnlich hohe Bitfehlerrate. Die besten Ergebnisse liefert der EDPSK Demodulator. Eine deutlich schlechtere Leistung zeigt der DDPSK Demodulator, dessen Problem auch hier die zusätzlichen Rauschterme sind.

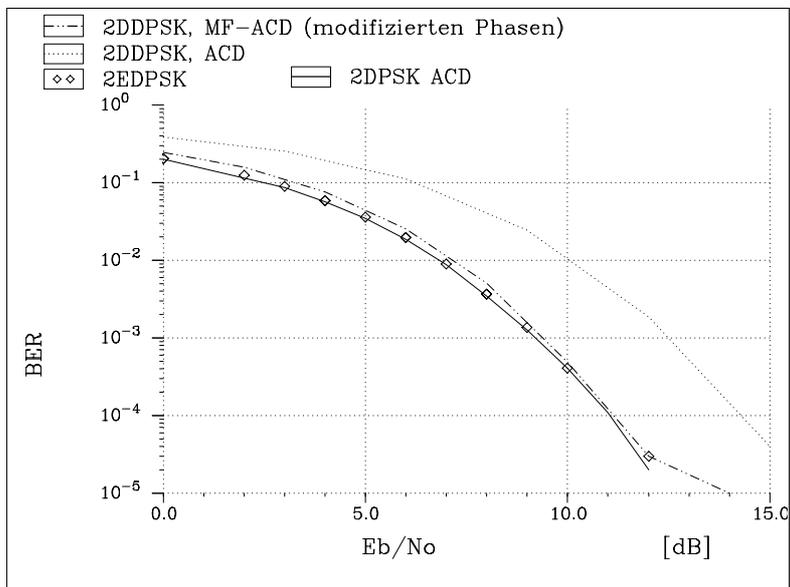


Bild 4.9: Bitfehlerraten ohne Dopplerverschiebung.

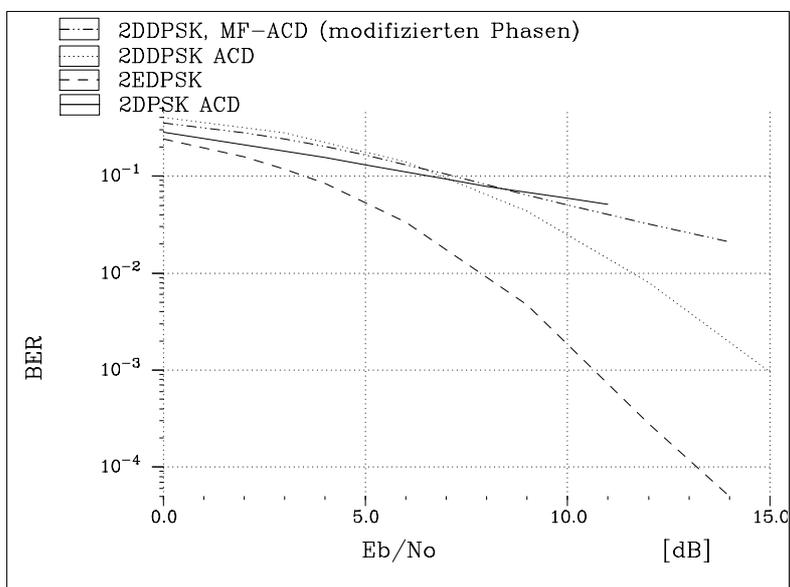


Bild 4.10: Bitfehlerraten mit LEO Dopplerverschiebung.

Ein anderer hier nicht weiter untersuchter Vorschlag zur Dopplerkompensation ist die Kopplung eines kohärenten Demodulators mit einem Phase Locked Loop (PLL) zweiter Ordnung [KOM92] (eine ähnliche Abhandlung, leider nur als Originaltext auf japanisch, findet man in [KOM93]). Die Bedingung für den PLL ist, daß die maximale Dopplerverschiebung kleiner ist als die lock-in Frequenz des PLL. Die Bandbreite des PLL muß daher deutlich größer sein als die des Demodulators bei schmalbandigen Signalen. Bei Frequenzen um 20 GHz muß die Bandbreite des PLL mindestens 400 MHz betragen. Es dürfen allerdings keine anderen Signale innerhalb dieser 400 MHz liegen, eine Forderung die bei schmalbandigen Nutzsignalen meist nicht erfüllt ist. Weiterhin wurde festgestellt, daß die für die Lock-in Frequenz notwendige Bandbreite auch ausreichend ist, den hohen Dopplerraten zu folgen.

Eine zweite in der Veröffentlichung von [KOM92] angesprochene Möglichkeit ist der Blockdemodulator, der aus zwei Teilen besteht. Das Signal wird zunächst grob in die Basisbandlage abgemischt. Der verbleibende Frequenzoffset kann durch die übliche Trägerrückgewinnung ausgeregelt werden. Da in der groben Herabsetzung der Trägerfrequenzen das Vorwissen über den zu erwartenden Doppler eingeht, sollte ein einfaches Dopplerberechnungsprogramm Werte der voraussichtlichen Dopplerverschiebung ermitteln, die den Mischoszillator steuern.

Bei Verwendung von CDMA Signalen besteht eine weitere Kompensationsmöglichkeit darin, zwei um $\pi/2$ verschobene linear polarisierte Signale zu übertragen [Kaj93, Kaj95]. Die eine Polarisationsrichtung enthält den gespreizten Datenstrom, die andere ein reines Spreizsignal. In beiden Polarisationssebenen werden verschiedene Spreizfolgen verwendet, damit die Übertragungsqualität durch Kreuzpolarisationen nicht verschlechtert wird. Insgesamt entsteht ein zirkular polarisiertes Signal. Die Überlegung geht davon aus, daß im Empfänger die Polarisationssebenen der beiden Signale größtenteils erhalten bleiben. Abgesehen von Kreuzpolarisationstermen und Rauschen lassen sich dann die beiden Signale voneinander trennen. Da beide Signalanteile gleichermaßen dopplerverschoben sind, kann das nicht datenmodulierte Spreizsignal zur Dopplerkompensation benutzt werden. Die Leistungsfähigkeit dieses Verfahrens steigt und fällt mit der Stärke der Polarisationsdrehung des Kanals und der Orthogonalität der Codes.

[VA91] zeigt Möglichkeiten der Dopplerkompensation bei Punkt zu Punkt Verbindungen. Leider lassen sich diese Ideen nicht auf satellitenbasierte Mobilfunksysteme übertragen, da die Kompensationsverfahren nur für ein

Sender/-Empfängerpaar gelten. Bei mehreren gleichzeitigen Signalen treten zwangsläufig Frequenzüberschneidungen auf.

Die Untersuchungen zeigen, daß es ein überall einsetzbares Verfahren nicht gibt. Vielversprechende Demodulatoren sind der EDPSK bzw. Demodulatoren mit einer Trägerfrequenzrückgewinnung. Durch die großen Dopplerverschiebungen ist allerdings eine Vorkompensation erforderlich, die das Signal frequenzmäßig in den Fangbereich der Regelungen bringt. Jedes mobile Terminal benötigt Rechenkapazität, um aus der Uhrzeit, aus welcher sich die aktuelle Satellitenkonstellation ergibt, und der Position des Teilnehmers die zu erwartende Dopplerverschiebung des Satelliten zu berechnen. Da die meisten Satellitenkommunikationssysteme ein Navigationssystem enthalten werden, ist eine Positionsbestimmung auf mindestens einen Kilometer genau erreichbar, sofern das Problem der Anfangssynchronisation gelöst ist. Zudem kann durch die Verwendung von Spot Beams eine grobe zusätzliche Vorkompensation für den ausgeleuchteten Bereich im Satellitentransponder stattfinden.

4.2 Störszenarien

Die Nachrichtenübertragung über Satelliten mit transparentem Transponder unterliegt deutlich anderen Störgefahren als konventionelle terrestrische Verbindungen [KJ96b]. Dies liegt an dem einfachen Aufbau des Transponders, der das Signal nur verstärkt und auf der Downlinkfrequenz zur Erde zurückstrahlt. Dies bedeutet, daß der Transponder Signale aus seinem gesamten Spot Beam Bereich empfängt und zur Erde zurückstrahlt, sofern diese im richtigen Frequenzbereich liegen. Zudem können starke Signale, trotz höherer Dämpfung, über die Nebenzipfel der Empfangsantenne in den Transponder gelangen. Prinzipiell würden diese Effekte die Nutzsignale des Transponders nur frequenzselektiv stören. Ungünstigerweise sind die verwendeten Verstärker nichtlinear. Dies bedeutet einerseits eine Leistungsbegrenzung, andererseits die Erzeugung von Intermodulationsprodukten, die zusätzlich als Störungen innerhalb des Transponderbandes auftreten. Leistungsbegrenzung bedeutet vorwiegend, daß alle Rauschkomponenten, jedes Störsignal und die Intermodulationsprodukte Verstärkerleistung für sich beanspruchen und somit den Nutzsignalen entziehen. Starke Störungen können sogar dazu führen, daß das Nutzsignal fast keine Leistung erhält und nicht mehr übertragen werden kann. Diese Probleme sollen anhand von einigen Simulationsbeispielen näher beleuchtet werden. Speziell wird auch die Verwendung von Bandpreizsignalen zur Vermeidung solcher Störungen untersucht.

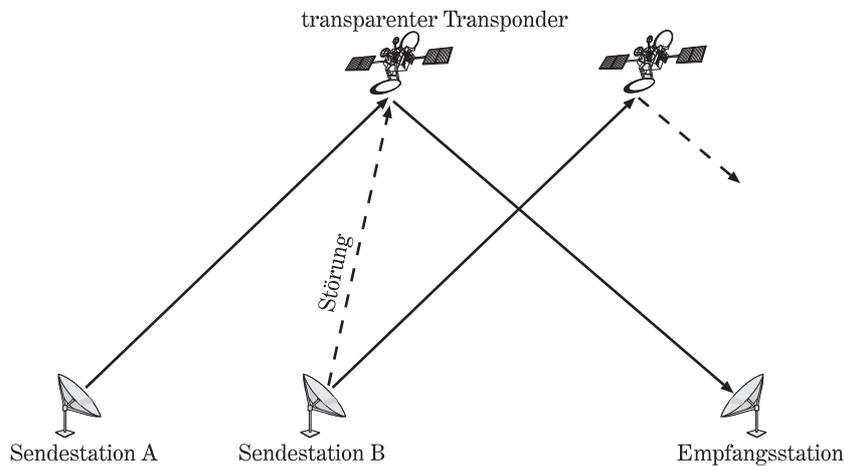


Bild 4.11: *Störszenario.*

Das generelle Simulationsszenario zeigt Bild 4.11. Ein Nutzsignal wird zwischen Sendestation A und einer Empfangsstation über einen transparenten Transponder übertragen. Dieser befindet sich in einem geostationären Orbit. Als High Power Amplifier (HPA) wird eine nichtlineare Verstärkerröhre benutzt. Ein zweites Datensignal der Sendestation B wird für eine zweite Übertragungstrecke genutzt. Gleichzeitig soll sich dieses Signal im transparenten Transponder der ersten Übertragungstrecke als additive Störkomponente dem Nutzsignal überlagern. Das Nutzsignal sei PSK4 moduliert mit einer Trägerfrequenz von 28 GHz auf dem Uplink. Die Downlinkfrequenz ist 18 GHz, die Symbolrate $1/T_S$ beträgt 10 MBaud bei einem Rolloff-Faktor von 0,5. Auf dem Übertragungskanal herrscht klarer Himmel, so daß im wesentlichen die Freiraumdämpfung und das Rauschen die Übertragungseigenschaften bestimmen.

Als Störsignale (Sendestation B) werden unterschiedlich modulierte Signale verwendet. Der einfachste Fall ist ein unmodulierter Träger, der in der Leistung variiert werden kann. Weiterhin werden mehrere digitale Modulationsarten eingesetzt. Im einzelnen sind dies ASK, PSK und QAM, alle mit einer unterschiedlichen Anzahl an Zuständen. Im Vergleich dazu kommen noch zwei analoge Modulationsarten zum Einsatz und zwar OOK oder Morseübertragung, sowie AM.

Neben den Störern selbst werden auch die folgenden Parameter verändert:

- das Signal zu Störverhältnis SJR (Signal to Jammer Ratio),
- die Trägerfrequenzdifferenz zwischen Nutzsignal und Störsignal und

- die Datenrate, d.h. die Bandbreite des Störers relativ zur Nutzsignalbandbreite (Ausnahme: unmodulierter Träger).

Die Rauschleistung wird für alle Simulationen mit $E_b/N_0 = 8,15$ dB konstant gehalten. Bei PSK4 im AWGN Kanal erreicht man eine BER von $1,5 \cdot 10^{-4}$. Dieser Wert ist in allen Diagrammen als untere Grenze des Darstellungsbereichs gewählt, so daß jederzeit ein einfacher Vergleich möglich ist. Für jede Parameterkombination wird die BER simulativ bestimmt, wobei jeweils 100 Bitfehler erzeugt werden, bevor die Simulation beendet wird. Dadurch wird laut Tabelle 3.3 ein Konfidenzniveau von 0,95 bei einer relativen Unsicherheit von 21,6 % erreicht.

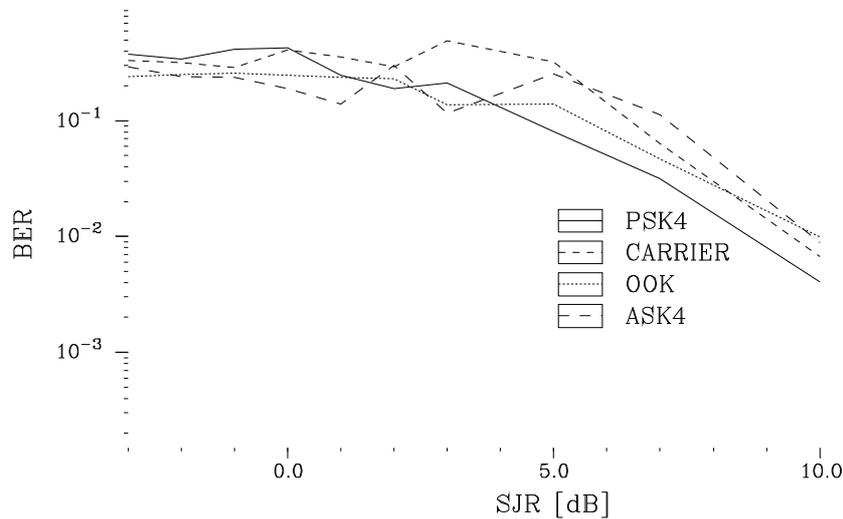


Bild 4.12: *Bitfehlerraten, verursacht durch verschiedene Störer, über SJR bei einem Trägeroffset von 0 Hz zwischen Nutzsignal und Störsignal.*

Die Simulationen zeigen sehr schnell, daß die verschiedenen Modulationsarten der Störer und die Anzahl der verwendeten Symbole kaum unterschiedliche Auswirkungen auf das Nutzsignal haben. Daher sind die Ergebnisse anhand der Modulationsarten ASK4, PSK4 und OOK sowie einem unmodulierten Träger beispielhaft dargestellt. Genauso wie die anderen Modulationsarten unterscheiden sich diese nur wenig, wie Bild 4.12 bis Bild 4.16 für verschiedene Frequenzdifferenzen zeigen. Eine kleine, aber nicht widersprüchliche Ausnahme, zeigt Bild 4.13 für eine Trägerfrequenzdifferenz von $0,75/T_S$. Dort stören OOK und unmodulierter Träger

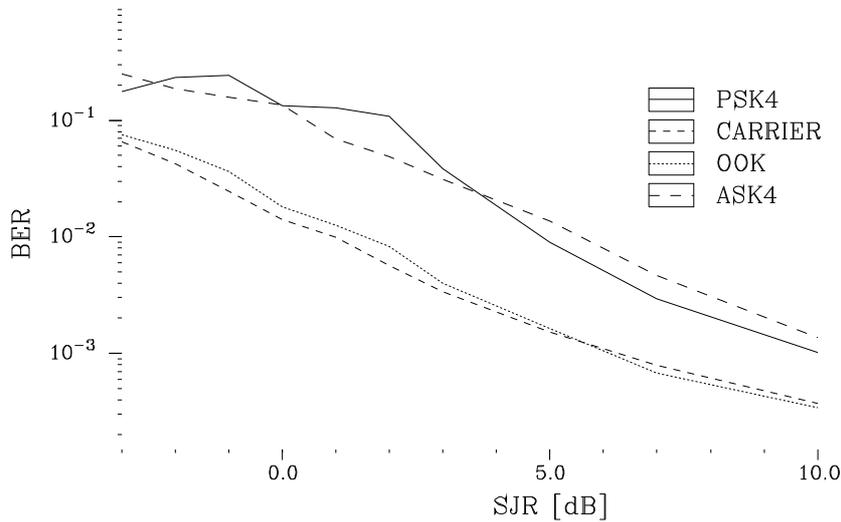


Bild 4.13: Bitfehlerraten, verursacht durch verschiedene Störer, über SJR bei einem Trägeroffset von $0.75/T_S$ zwischen Nutzsignal und Störsignal.

deutlich weniger als PSK4 und ASK4. Dies liegt am unterschiedlichen Leistungsdichteverlauf der verschiedenen Modulationsarten (Bild 4.14). Der unmodulierte Träger hat fast keine spektrale Breite. Somit stört dieser, abgesehen von den Intermodulationsprodukten, nur in der Flanke des Nutzsignals, ein Bereich, der für die Datenübertragung nicht mehr ganz so wichtig ist. Ähnlich stellt sich die Situation für OOK dar, da die deutlich größte Leistungsdichte im Bereich der Trägerfrequenz erreicht wird. Die Bandbreite des OOK Signals entspricht zwar der des Nutzsignals, die Leistungsdichte ist aber außerhalb des Trägerfrequenzbereichs geringer, so daß OOK auch hauptsächlich in der Flanke des Nutzsignals stört. Die beiden anderen Modulationsarten, ASK4 und PSK4, haben eine gleichförmigere Leistungsdichte, die auch noch im Kernbereich des Nutzsignalpektrums durch Überlagerung eine erhebliche Störung verursachen.

Befinden sich die Mittenfrequenzen der Störsignale am Rand des Nutzsignalbereichs (Bild 4.15) oder ganz außerhalb (Bild 4.16), ist die Beeinflussung der Übertragung deutlich geringer. Tendenziell zeigen in diesen Bildern OOK und unmodulierter Träger eine stärkere Verschlechterung des Nutzsignals. Dies liegt an der punktuell höheren spektralen Leistungsdichte, so daß auch Intermodulationsprodukte mit höherer Leistungsdichte entstehen, die die BER erhöhen. Liegen die Störungen in

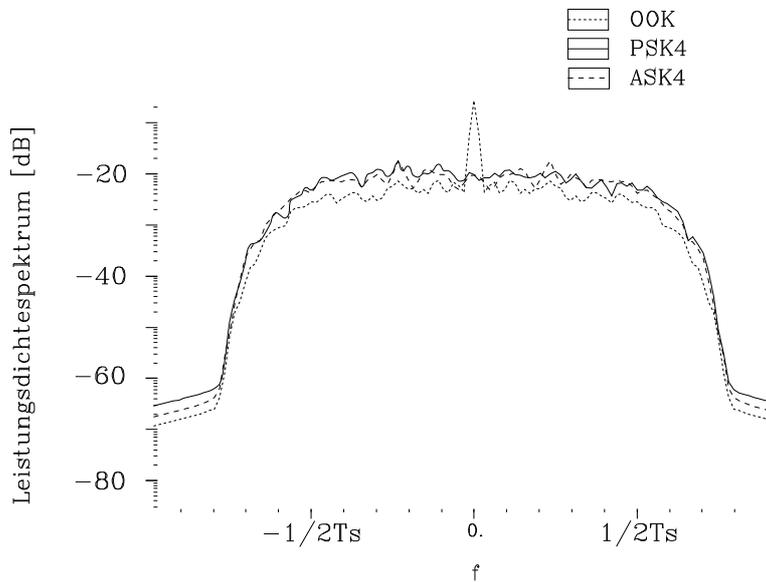


Bild 4.14: Leistungsdichtespektren der Störsignale für $r = 0.5$ mit $B_j/B_s = 1$.

der Mitte des Nutzsinalbandes (Bild 4.12) ist bis zu einem Signal zu Störverhältnis von 5 dB keine Übertragung möglich. Danach sinkt die BER mit steigendem SJR. Einen Überblick über die Frequenzabhängigkeit anhand der Störmodulationsart PSK4 gibt Bild 4.17. Solange sich der Störer innerhalb des Nutzsinalbandes befindet, ist die Degradation abhängig vom SJR relativ stark. Liegt der Störer außerhalb des Nutzsinalbandes, reduziert sich die Degradation sehr stark. Sie bleibt jedoch auch für wachsende Frequenzdifferenzen nahezu gleich. Dies ist auf den Einfluß der Intermodulationsprodukte zurückzuführen, die auch bei größerem Frequenzabstand bestehen bleiben (Tabelle 3.2).

Der Einfluß des SJR auf die Qualität der Übertragungsstrecke ist als Übersicht für PSK4 modulierte Störsignale für verschiedene Frequenzdifferenzen in Bild 4.18 wiedergegeben. Man erkennt die Verkleinerung der BER mit wachsendem SJR in Abhängigkeit von der Frequenzdifferenz. Für Frequenzdifferenzen von $1,25/T_S$ und darüber sind kaum noch Unterschiede feststellbar.

Aus Bild 4.19 ist der Einfluß der Bandbreite bei PSK4 modulierten Störsignalen in verschiedenen Frequenzabständen erkennbar. Dort ist die Bitfehlerrate für unterschiedliche Bandbreitenverhältnisse zwischen Störer

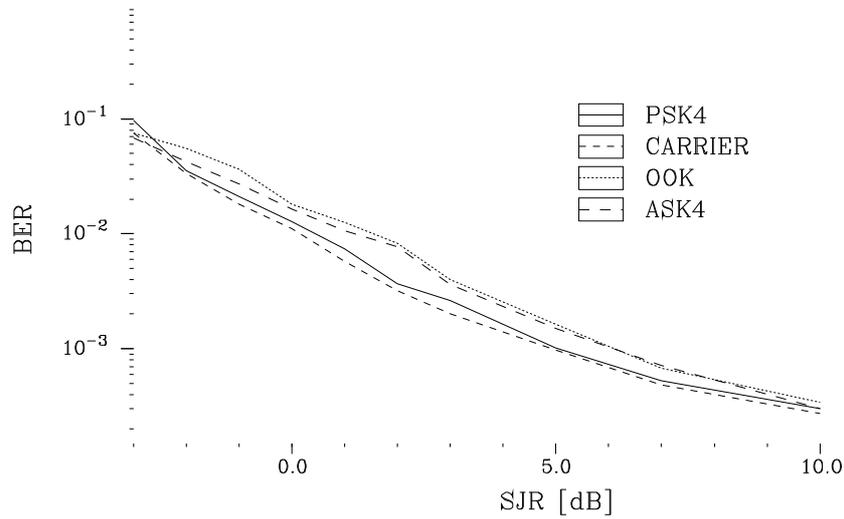


Bild 4.15: Bitfehlerraten, verursacht durch verschiedene Störer, über SJR bei einem Trägeroffset von $1.25/T_S$ zwischen Nutzsignal und Störsignal.

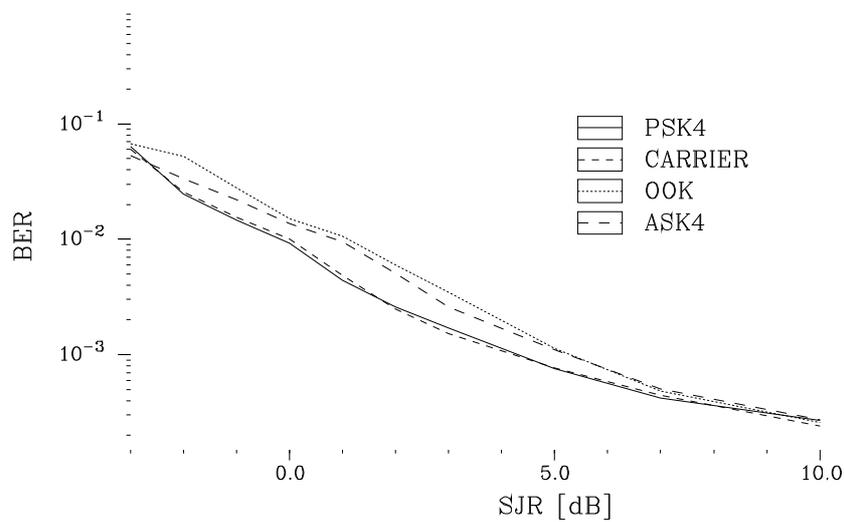


Bild 4.16: Bitfehlerraten, verursacht durch verschiedene Störer, über SJR bei einem Trägeroffset von $2/T_S$ (keine Überlappung) zwischen Nutzsignal und Störsignal.

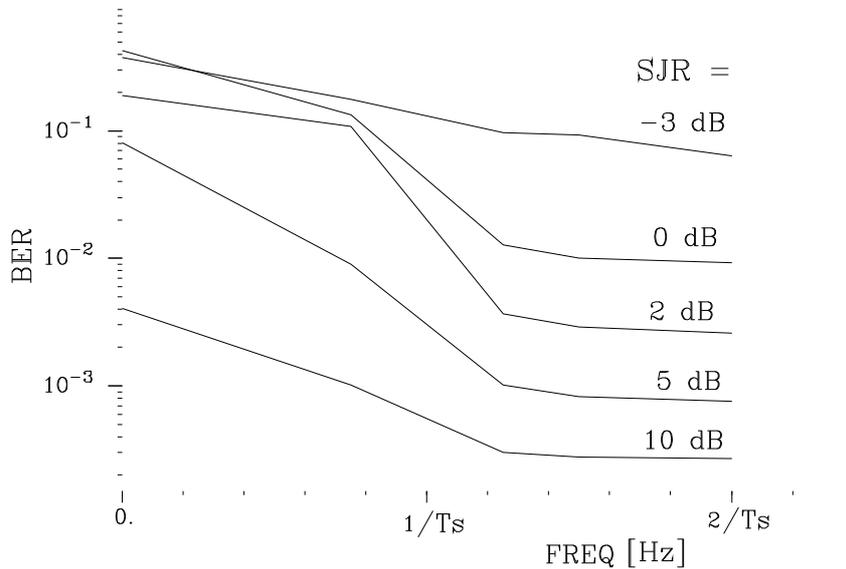


Bild 4.17: Bitfehlerraten, verursacht durch einen PSK₄ Störer, über der Frequenzdifferenz zwischen Nutzsinal und Störsignal.

und Nutzsinal bei gleichbleibender Signalenergie dargestellt. Befindet sich das Störsignal außerhalb des Nutzsinalbandes im Abstand $3/T_S$, ist keine Veränderung erkennbar. Störer innerhalb des Nutzsinals zeigen mit kleiner werdender Bandbreite eine leicht steigende Tendenz bezüglich dessen Degradation, da die Leistungsdichte ansteigt und damit die Intermodulationsprodukte größer werden.

Betrachtet man die über 30 Symbole gemittelte Amplitude eines OOK Signals am Eingang der TWT für verschiedene SJRs über der Zeit anhand von Bild 4.20, so stellt man fest, daß das Input Back Off (IBO) der TWT mit größer werdender Störenergie (SJR wird kleiner) steigt. Bei einem SJR von -3 dB resultiert eine verbleibende Amplitudenschwankungsbreite von 2,6 dB. Bei größerem SJR wird die Schwankungsbreite immer geringer, da der Einfluß des OOK Signals immer geringer wird und das Nutzsinal eine konstante Einhüllende besitzt. Diese Schwankungen des IBO haben über die AM/PM-Verstärkerkennlinie aus Bild 3.24 eine Phasenschwankung zur Folge. Diese beträgt hier ungefähr 6° . Dieselbe Phasenänderung muß die Trägerregelung im Empfänger ausregeln, wenn der Regelkreis ebenfalls über 30 Symbole mittelt. Längere Mittelungsdauern

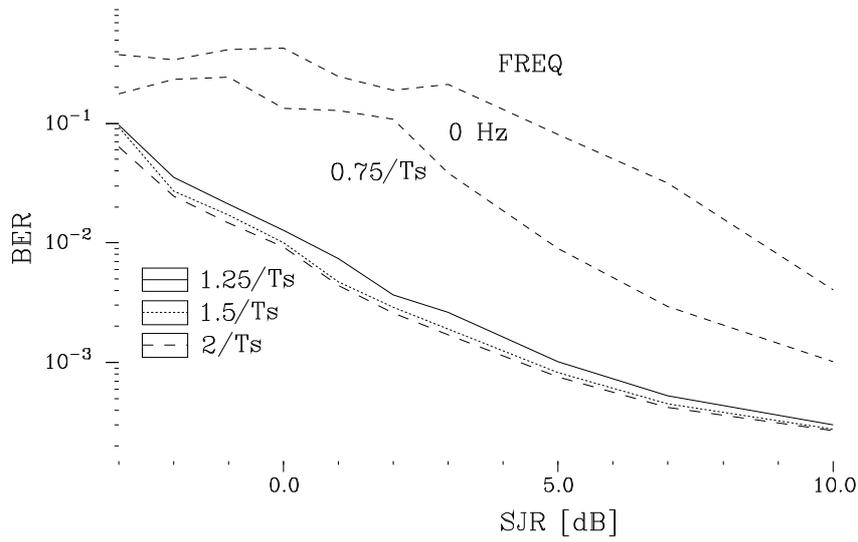


Bild 4.18: Bitfehlerraten, verursacht durch einen PSK4 Störer, mit verschiedenen Frequenzoffsets über SJR.

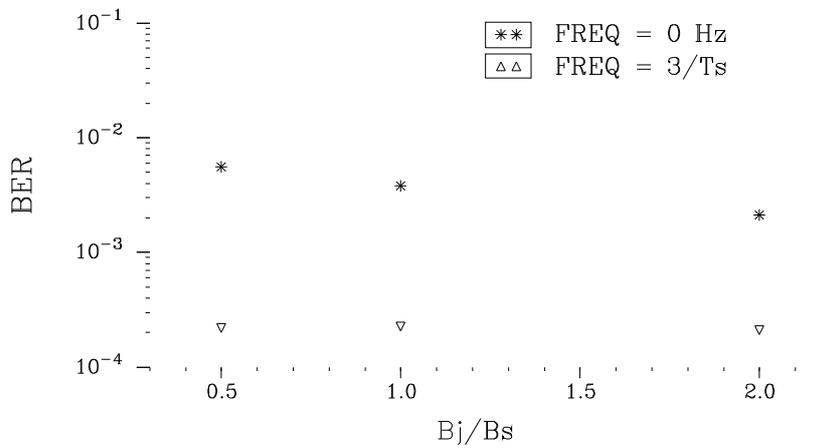


Bild 4.19: Bitfehlerraten, verursacht durch einen PSK4 Störer, über dem Bandbreitenverhältnis B_j/B_s , ($SJR=10 \text{ dB}$).

verringern die Phasenschwankungsbreite. Aufgrund der geringen Phasenschwankungen reduziert die Phasenkenlinie des nichtlinearen Verstärkers die Übertragungsqualität auf der SATCOM Strecke nur unwesentlich. Der Haupteinfluss stammt aus den Intermodulationsprodukten.

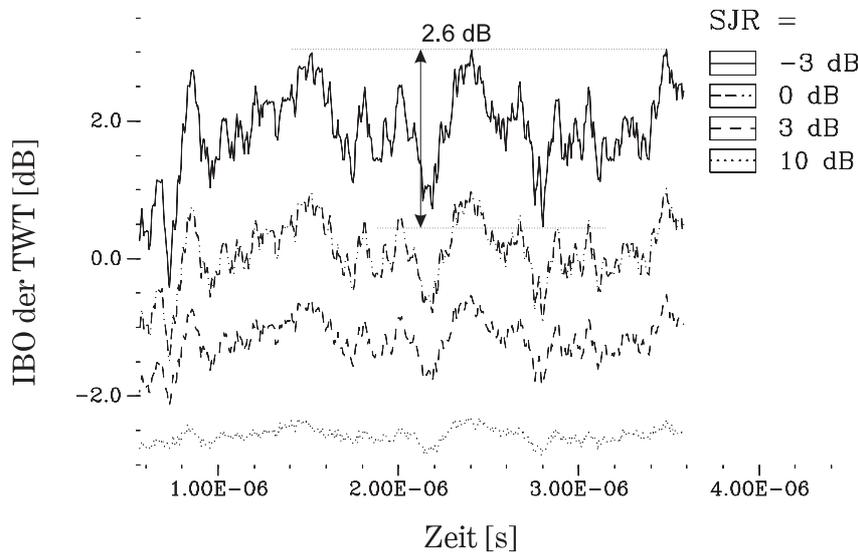


Bild 4.20: IBO der TWT bei einem OOK Störer über der Zeit.

Die Frage, die nun beantwortet werden soll, ist, ob andere Modulationsarten des Nutzsignals, insbesondere Bandspreizverfahren, geringere Bitfehlerraten bei solchen Störungen aufweisen.

Zunächst wird das Nutzsignal (PSK4) durch die Modulation mit einer Frequenzsprungfolge bandgespreizt. Pro Hop werden 32 Symbole übertragen. Es wird davon ausgegangen, daß der Transponder den gesamten Frequenzbereich des Hoppers überträgt. Allerdings erfolgt die Simulation mit einer deutlich geringeren Bandbreite (siehe Abschnitt 3.2.2.1), so daß die Simulationszeiten erträglich bleiben. Als Störer werden PSK4, OOK und ein unmodulierter Träger verwendet. Die Störer befinden sich im Zentrum des Hopbereichs. Da der Hopfolge eine Pseudozufallsfolge zugrunde liegt, wird jede Frequenz gleich häufig benutzt, so daß prinzipiell der Störer an jeder beliebigen Stelle des Hopbereichs plaziert werden könnte, ohne den Einfluß merklich zu ändern. Befindet sich der Störer außerhalb des Hopbereichs aber trotzdem noch innerhalb des Transponders, ergeben sich ähnliche Verläufe wie in Bild 4.16 für ein ungespreiztes Nutzsignal. Da in diesem Bild der BER Verlauf eines PSK4 Störers in etwa die minimal erreichbare BER einer FH Strecke darstellt, solange das Störsignal innerhalb des Transponderbandes verbleibt, wird dieser Verlauf in Bild 4.21 und den folgenden als beste Referenz (`nch(best)`) mit einer punktierten Linie dargestellt. Der schlechteste Fall entspricht einem

Störer in der Mitte des ungespreizten Nutzsinalbandes gemäß Bild 4.12, dessen Verlauf für einen PSK4 Störer ebenfalls als punktierte Referenzlinie (nch(worst)) in den folgenden Ergebnisbildern dargestellt wird. Im allgemeinen sollten die Bitfehlerraten der gespreizten Signale zwischen diesen beiden Grenzen liegen. Das IBO am Eingang der TWT beträgt -3 dB ohne Störeinfluß, d.h. ein auftretender Störer vergrößert diesen Wert.

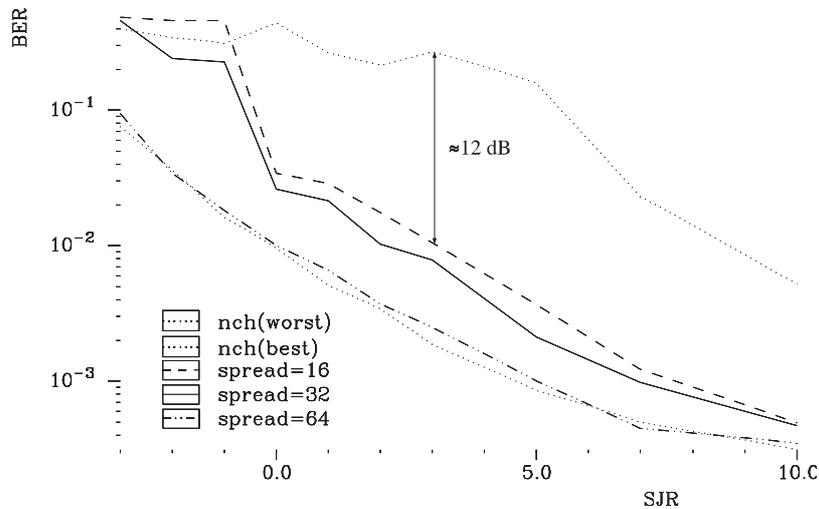


Bild 4.21: Bitfehlerraten für FH, verursacht durch einen PSK4 Störer, über SJR für verschiedene Spreizfaktoren.

In Bild 4.21 ist die BER für eine FH SATCOM Strecke bei einem PSK4 Störsignal für unterschiedliche Spreizfaktoren gezeigt. Bei einem kleinen Spreizfaktor wird der Störer häufiger getroffen als bei hohen Spreizfaktoren. Dies bedeutet für kleiner werdende Spreizfaktoren eine höhere Bitfehlerrate. Ein beliebig hoher Spreizfaktor macht allerdings auch keinen Sinn, da durch die Spreizung im wesentlichen nur der direkte Einfluß der Störung unterdrückt werden kann, nicht jedoch die Intermodulationsprodukte der TWT. Daher fällt schon bei einem Spreizfaktor von 64 die Bitfehlerkurve mit der besten Referenzkurve zusammen. Generell können drei Kurvenabschnitte unterschieden werden:

1. Im Bereich von -3 dB bis 0 dB SJR ist der Einfluß des Störers sehr stark. Die Spreizung des Nutzsinalbandes mit den Faktoren 16 und 32 ist nicht ausreichend, um die BER zu reduzieren. Auch beim Spreizfaktor von 64 ist die Bitfehlerrate sehr groß. Ein Grund ist die schlechte Rahmensynchronisation in diesem SJR Bereich und das kleine IBO.

2. Der normale Betriebsbereich erstreckt sich zwischen 0 dB und 5 dB SJR. Dort wird der Spreizgewinn, der z.B. bei einem Spreizfaktor von 16 etwa 12 dB beträgt, vollständig ausgenutzt. Erst bei Spreizfaktoren >64 reduziert sich die Effektivität, da die punktierte Referenzlinie nicht unterschritten werden kann.
3. Im Bereich $\text{SJR} > 5$ dB wird eine deutliche Verminderung des Störeinflusses sichtbar. Dadurch verringert sich der durch Spreizung erreichbare Gewinn gegenüber der Störung. Die Verwendung großer Spreizfaktoren wird daher zusehends ineffektiver. Zudem laufen alle Kurven asymptotisch auf die minimal erreichbare Bitfehlerrate von $1,5 \cdot 10^{-4}$ zu. Es handelt sich dabei um die BER der ungestörten Übertragungsstrecke mit einem linearen Verstärker im Transponder.

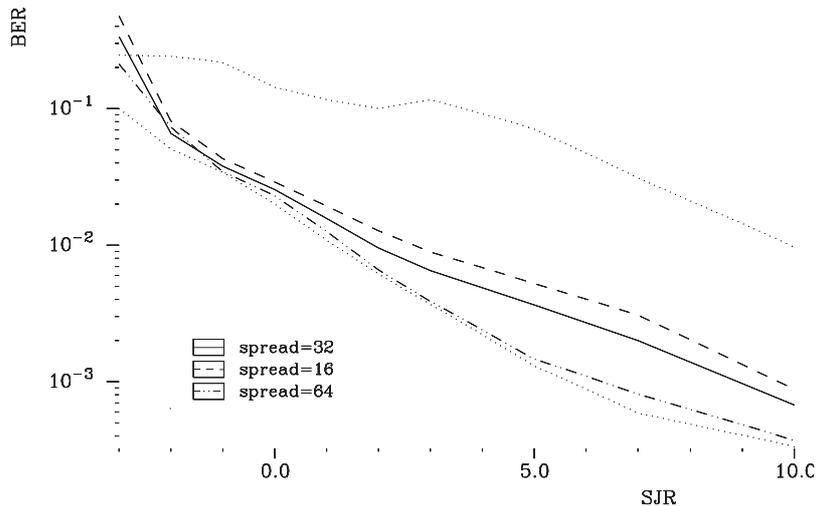


Bild 4.22: Bitfehlerraten für FH, verursacht durch einen OOK Störer, über SJR für verschiedene Spreizfaktoren.

Man erkennt, daß die Bandspreizung nur in einem kleinen SJR Bereich den investierten Aufwand rechtfertigt. Bei starken Störungen ist auch das FH Verfahren machtlos. Bei einem OOK Störer (Bild 4.22) zeigt sich ein ähnliches Verhalten. Ein Unterschied ergibt sich für kleines SJR um -1 dB. Hier genügt schon ein Spreizfaktor von 16, um die beste Referenz zu erreichen, so daß eine stärkere Spreizung in diesem Bereich unnötig ist.

Bei Verwendung eines unmodulierten Trägers als Störung (Bild 4.23) zeigt sich im wesentlichen ebenfalls das zuvor beschriebene Verhalten. Im nor-

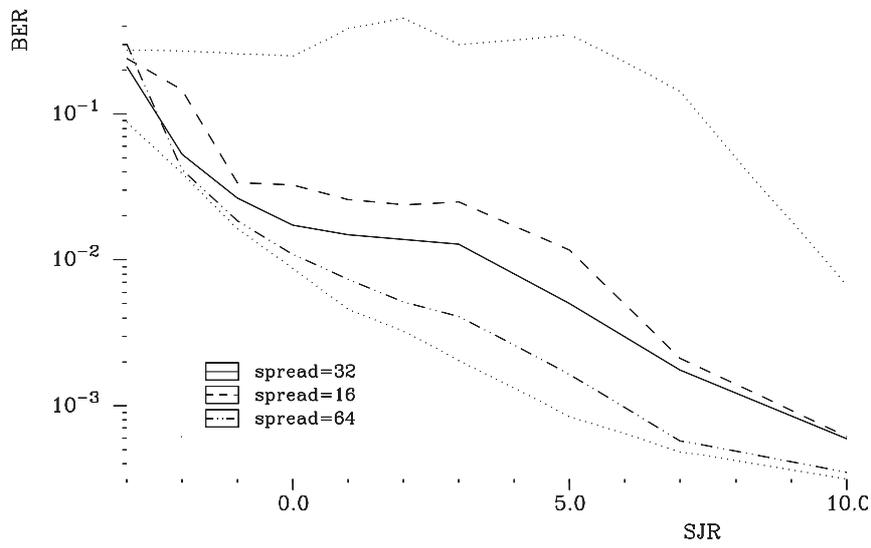


Bild 4.23: Bitfehlerraten für FH, verursacht durch einen unmodulierten Träger als Störer, über SJR für verschiedene Spreizfaktoren.

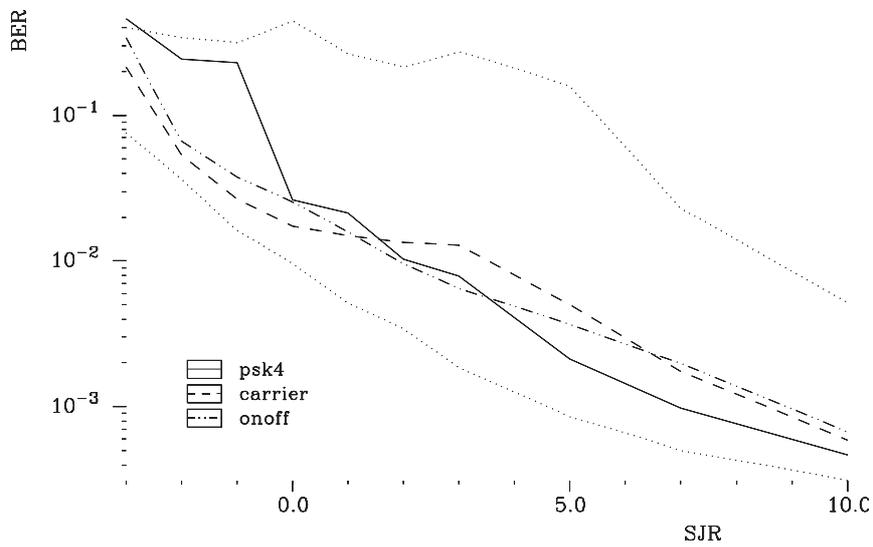


Bild 4.24: Vergleich der Bitfehlerraten für FH bei unterschiedlichen Störungen über SJR.

malen Betriebsbereich (0–5 dB) wird ein sehr hoher Spreizgewinn gegenüber der ungespreizten Strecke erzielt, da dort der Störer durch seine hohe Leistungsdichte eine sehr starke Störwirkung erzielt.

Einen Performancevergleich der Übertragungsstrecke unter Einwirkung der verschiedenen Störer zeigt Bild 4.24, wobei das Nutzsignal mit einem Spreizfaktor von 32 übertragen wird. Im Bereich $SJR < 0$ dB verursacht PSK4 die größten Störungen, da der Störer die gleiche Modulationsart wie das Nutzsignal benutzt. Der Einfluß nimmt allerdings mit schwächer werdendem Störer ab. Im übrigen Bereich unterscheiden sich die Einflüsse der Störer nur geringfügig.

Die Untersuchung hat gezeigt, daß FH bei Störsignalen, deren Energien kleiner sind als die des Nutzsignals, eine deutliche Reduzierung der Einflüsse erreichen kann. Diese Ergebnisse sind auch auf ein FH Netz anwendbar, da dann das IBO der TWT so eingestellt wird, daß die ungestörte Übertragungsstrecke ohne wesentliche Intermodulationseinflüsse funktioniert. Wird in dieser Situation ein zusätzliches Störsignal empfangen, verringert sich das IBO in den nichtlinearen Bereich hinein. Die Bitfehlerraten verschlechtern sich gemäß den aufgeführten Ergebnissen für ein FH Signal.

Ein weiteres Bandspreizverfahren ist DSSS, dessen Störunterdrückungsfähigkeiten auf SATCOM Strecken im folgenden untersucht wird. Aus Aufwandsgründen werden nur die Spreizfaktoren 16 und 32 verwendet. Zum Vergleich sind wie bei den Untersuchungen über FH die BER Referenz Verläufe der ungespreizten Strecke als punktierte Linien in die Ergebnisse eingezeichnet. Das geringste erreichbare BER Niveau liegt bei der ungestörten Strecke mit linearem Transponder ($1,5 \cdot 10^{-4}$), so daß DSSS Signale aufgrund ihrer Störunterdrückungseigenschaften die untere BER Referenzkurve unterschreiten können.

Bild 4.25 zeigt die Ergebnisse bei einem PSK4 Störer für die beiden untersuchten Spreizfaktoren, 16 und 32, über SJR. Bei einem Spreizfaktor von 16 ergeben sich ähnliche Verhältnisse wie bei FH. Bei kleinem SJR dominiert die Störwirkung, die mit zunehmenden SJR abnimmt. Erhöht man den Spreizfaktor auf 32, steigt der Prozeßgewinn stark an, so daß sogar bei kleinem SJR gute Bitfehlerraten zustande kommen. Dies liegt daran, daß starke schmalbandige Störer beim DSSS Verfahren besonders gut unterdrückt werden. Der Einfluß der Störung (hohe Leistungsdichte des Störers) überwiegt vor den Intermodulationsprodukten, obwohl die TWT um die Sättigung herum betrieben wird. Mit steigendem SJR nimmt der Einfluß der Störung ab.

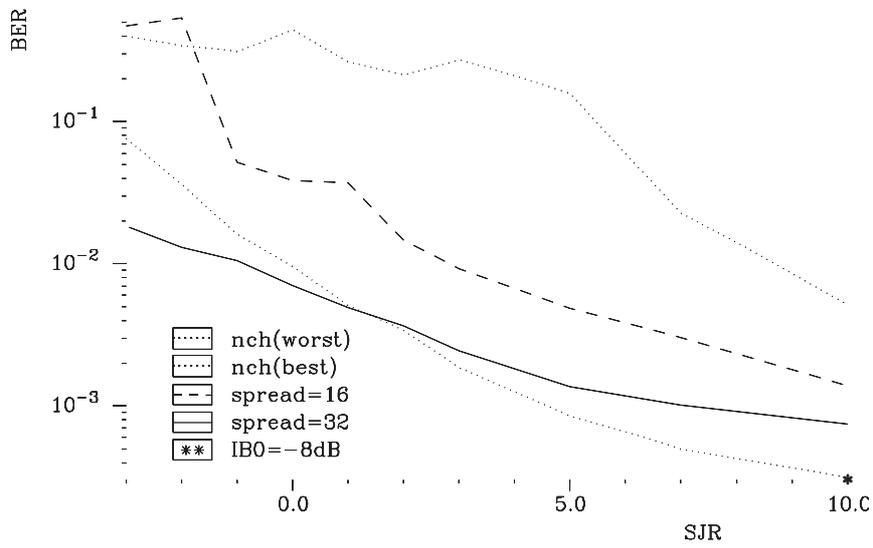


Bild 4.25: Bitfehlerraten für DSSS, verursacht durch einen PSK4 Störer, über SJR für verschiedene Spreizfaktoren.

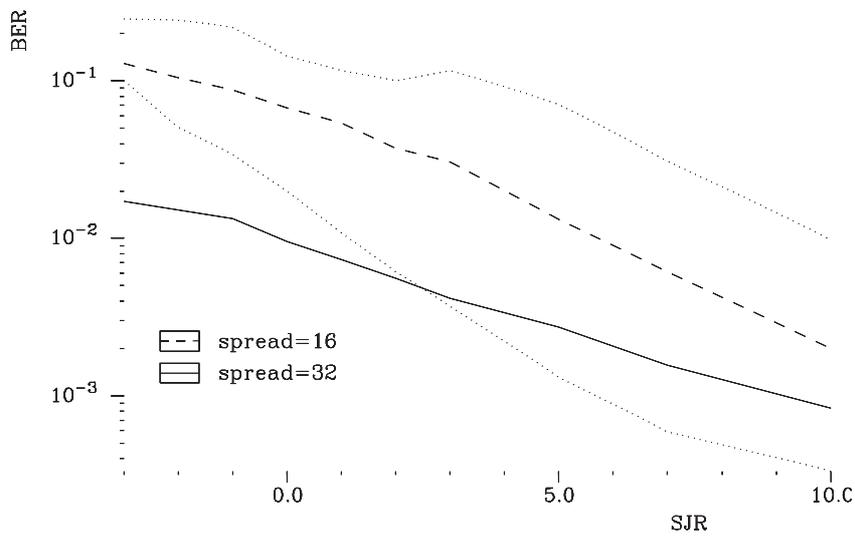


Bild 4.26: Bitfehlerraten für DSSS, verursacht durch einen OOK Störer, über SJR für verschiedene Spreizfaktoren.

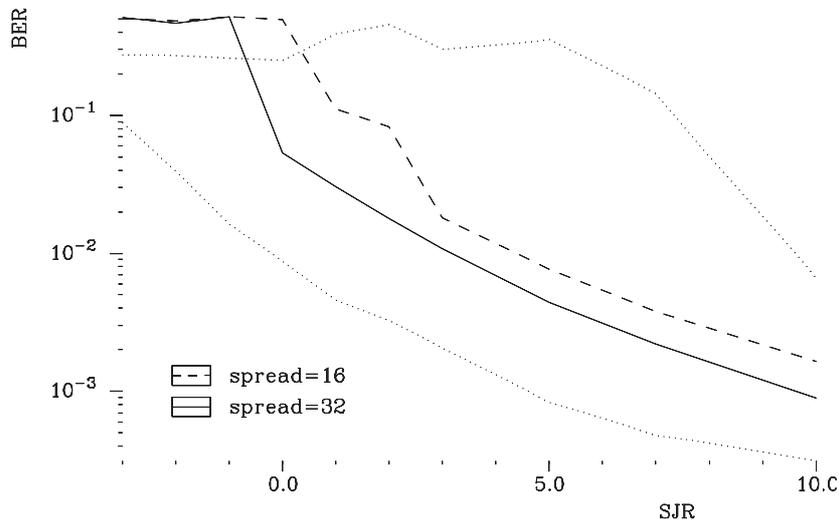


Bild 4.27: Bitfehlerraten für DSSS, verursacht durch einen unmodulierten Träger als Störer, über SJR für verschiedene Spreizfaktoren.

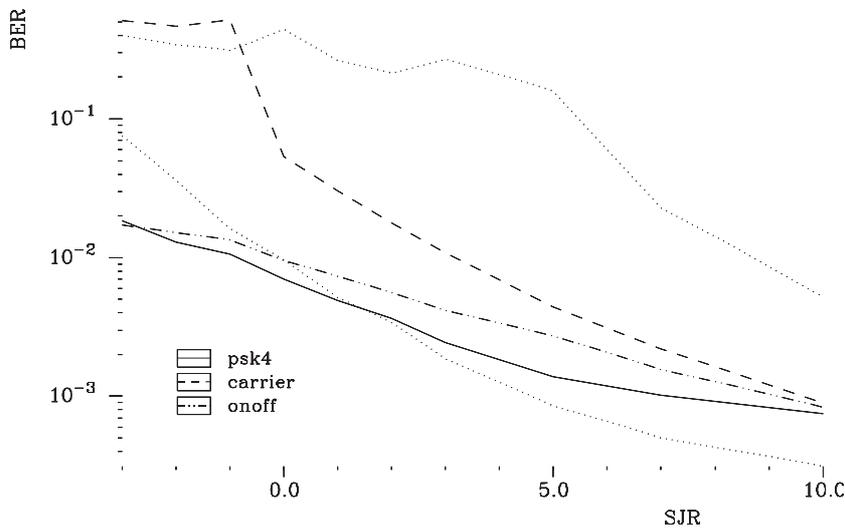


Bild 4.28: Vergleich der Bitfehlerraten für DSSS bei unterschiedlichen Störungen über SJR.

Die ungestörte Strecke wird mit einem IBO von -3 dB betrieben. Trotzdem treten Intermodulationsprodukte auf, die das bandgespreizte Signal selbst erzeugt. Daher wird für großes SJR die beste Referenzkurve weit verfehlt. Wird das IBO auf -8 dB eingestellt, arbeitet die TWT im linearen Bereich und die Intermodulationsprodukte verschwinden. Die BER verringert sich auf den minimalen Wert. Für ein SJR von 10 dB, also ohne Störung, wurde eine Simulation durchgeführt. Das Ergebnis, welches in Bild 4.25 durch einen Stern gekennzeichnet ist, fällt mit der minimalen BER zusammen.

Beim OOK Störer (Bild 4.26) ergeben sich sehr gleichmäßige Kurven über dem gesamten SJR Bereich. Das generelle für den PSK4 Störer beschriebene Verhalten ist auch hier wiederzuentdecken. Eine sehr starke Verschlechterung der Übertragungsqualität zeigt der Fall eines unmodulierten Trägers als Störer (Bild 4.27). Dies liegt an der Frequenzwahl genau in der Mitte des gespreizten Nutzsignals. Verschiebt man den Störer aus der Mitte hinaus, werden nach der Entspreizung größere Teile des dann gespreizten Störsignals weggefiltert. Der Einfluß nimmt durch die geringen spektralen Überlappungsbereiche ab. Mit steigendem SJR zeigt sich ein ähnliches Verhalten wie in den zuvor beschriebenen Fällen.

Einen Vergleich des BER Verlaufs der verschiedenen Störer beim Spreizfaktor 32 zeigt Bild 4.28. Insbesondere der unmodulierte Träger verursacht stärkere Beeinträchtigungen als die anderen Modulationsarten. Eine Reduzierung des Störeinflusses ist durch Verschieben der Mittenfrequenz möglich.

Bandspreizverfahren als Einzelmaßnahme zur Reduktion von Störungen anderer unerwünschter Signale auf dem Uplink sind nicht geeignet, da sie große Transponderbandbreiten und damit verbunden große Sendeenergien benötigen. Diese werden durch die Verstärkung der unweigerlich auftretenden Rauschkomponenten verbraucht, die das gesamte Transponderband mit geringer Rauschleistungsdichte belegen. Erst bei der Einführung eines koordinierten Bandspreiznetzes relativiert sich der Energiebedarf, allerdings auf Kosten der gegenseitigen Störungen der verschiedenen bandgespreizten Nutzkanäle.

5 Anhang

5.1 Empfangsfrequenzdichte bei Dopplereinfluß (2D)

Für die Empfangsfrequenz eines dopplerbehafteten Signals gilt

$$f(\alpha_M) = f_0 + f_m \cos \alpha_M. \quad (5.1)$$

Darin ist α_M eine im Intervall $[-\pi, \pi]$ gleichverteilte Zufallsvariable mit der Dichte

$$p(\alpha_M) = \begin{cases} 1/2\pi & -\pi \leq \alpha_M < \pi \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (5.2)$$

Zunächst wird die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion $p(y)$ für $y = \cos \alpha_M$ berechnet. Für die Umkehrfunktion gilt

$$\alpha_M = \begin{cases} \arccos y & 0 \leq \alpha_M < \pi \\ -\arccos y & -\pi \leq \alpha_M < 0. \end{cases} \quad (5.3)$$

Daraus folgt

$$\begin{aligned} p(y) &= \frac{p_{\alpha_M}(\arccos y)}{|-\sin(\arccos y)|} + \frac{p_{\alpha_M}(-\arccos y)}{|-\sin(-\arccos y)|} \\ &= \frac{1}{\pi \sqrt{1-y^2}}; \quad y \in [-1, 1]. \end{aligned} \quad (5.4)$$

Die gleiche Vorgehensweise wird für die Funktion

$$f(\alpha_M) = f_0 + f_m y(\alpha_M) \quad (5.5)$$

gewählt. Die Umkehrfunktion ist

$$y(\alpha_M) = \frac{f(\alpha_M) - f_0}{f_m}. \quad (5.6)$$

Somit folgt für die Dichtefunktion

$$p(f(\alpha_M)) = \frac{p_Y\left(\frac{f(\alpha_M) - f_0}{f_m}\right)}{|f_m|} = \frac{1}{\pi \sqrt{f_m^2 - (f(\alpha_M) - f_0)^2}} \quad (5.7)$$

mit $f(\alpha_M) \in [f_0 - f_m, f_0 + f_m]$.

5.2 Dopplerleistungsdichtespektrum

Die in (2.74) durchgeführte Herleitung des Leistungsdichtespektrums kann auch über die Besselfunktion gezeigt werden. Ausgehend von (2.74) ergibt sich

$$\varphi_{zz}(\tau) = \frac{A^2}{2} E \left\{ e^{j2\pi f(\alpha_M)\tau} \right\} = \frac{A^2}{2} e^{j2\pi f_0\tau} E \left\{ e^{j2\pi f_m\tau \cos \alpha_M} \right\}. \quad (5.8)$$

Unter Berücksichtigung eines gleichverteilten Azimutwinkels α_M erhält man

$$\varphi_{zz}(\tau) = \frac{A^2}{2} e^{j2\pi f_0\tau} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j2\pi f_m\tau \cos \alpha_M} \frac{1}{2\pi} d\alpha_M. \quad (5.9)$$

Da über eine volle Periode des Cosinus integriert wird, kann stattdessen auch die Sinusfunktion verwendet werden:

$$\varphi_{zz}(\tau) = \frac{A^2}{4\pi} e^{j2\pi f_0\tau} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j2\pi f_m\tau \sin \alpha_M} d\alpha_M. \quad (5.10)$$

Die Aufspaltung der komplexen Exponentialfunktion in einen geraden Cosinus und einen ungeraden Sinusterm, läßt bei der Integration den Imaginärteil verschwinden. Man erhält

$$\begin{aligned}
\varphi_{zz}(\tau) &= \frac{A^2}{4\pi} e^{j2\pi f_0 \tau} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(2\pi f_m \tau \sin \alpha_M) d\alpha_M \\
&= \frac{A^2}{2\pi} e^{j2\pi f_0 \tau} \int_0^{\pi} \cos(2\pi f_m \tau \sin \alpha_M) d\alpha_M \quad (5.11) \\
&= \frac{A^2}{2\pi} e^{j2\pi f_0 \tau} J_0(2\pi f_m \tau),
\end{aligned}$$

wobei $J_0(\cdot)$ die Besselfunktion 0-ter Ordnung darstellt. Die Fouriertransformation dieser Gleichung bzgl. τ führt auf (2.75)

$$\Phi_{zz}(f(\alpha_M)) = \frac{A^2}{2\pi \sqrt{f_m^2 - (f(\alpha_M) - f_0)^2}}; |f(\alpha_M) - f_0| < f_m. \quad (5.12)$$

Die Fouriertransformierte der Besselfunktion findet man in [GR81, 4.45].

5.3 Empfangsfrequenzdichte bei Dopplereinfluß (3D)

Für die Empfangsfrequenz eines dopplerverhaltenen Signals ohne Berücksichtigung der deterministischen Dopplerverschiebung des Satelliten gilt

$$f(\alpha_M, \varepsilon_M) = f_0 + f_m \cos \alpha_M \cos \varepsilon_M \quad (5.13)$$

mit

$$p(\alpha_M) = \begin{cases} 1/2\pi & -\pi \leq \alpha_M < \pi \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (5.14)$$

Weiterhin ist ε_M eine von α_M stochastisch unabhängige Zufallsvariable mit der Dichte

$$p(\varepsilon_M) = \frac{1}{\Delta\varepsilon} \operatorname{rect} \frac{\varepsilon_M - \varepsilon_0}{\Delta\varepsilon}. \quad (5.15)$$

Analog zu Abschnitt 5.2 gilt

$$\begin{aligned}
\varphi_{zz}(\tau) &= \frac{A^2}{2} e^{j2\pi f_0 \tau} E \left\{ e^{j2\pi f_m \tau \cos \alpha_M \cos \varepsilon_M} \right\} \\
&= \frac{A^2}{2} e^{j2\pi f_0 \tau} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{\varepsilon_0 - \frac{\Delta\varepsilon}{2}}^{\varepsilon_0 + \frac{\Delta\varepsilon}{2}} e^{j2\pi f_m \tau \cos \alpha_M \cos \varepsilon_M} \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\Delta\varepsilon} d\alpha_M d\varepsilon_M.
\end{aligned} \tag{5.16}$$

Durch dieselbe Vorgehensweise wie in (5.8)–(5.11) ergibt sich

$$\varphi_{zz}(\tau) = \frac{A^2}{2\pi\Delta\varepsilon} e^{j2\pi f_0 \tau} \int_{\varepsilon_0 - \frac{\Delta\varepsilon}{2}}^{\varepsilon_0 + \frac{\Delta\varepsilon}{2}} J_0(2\pi f_m \tau \cos \varepsilon_M) d\varepsilon_M. \tag{5.17}$$

Die Fouriertransformation dieser Gleichung bezüglich τ führt auf das Leistungsdichtespektrum

$$\Phi_{zz}(f(\alpha_M, \varepsilon_M)) = \int_{\varepsilon_0 - \frac{\Delta\varepsilon}{2}}^{\varepsilon_0 + \frac{\Delta\varepsilon}{2}} \frac{A^2 \cdot \text{rect} \left[\frac{f-f_0}{2f_m \cos w} \right]}{2\pi\Delta\varepsilon \sqrt{(f_m \cos w)^2 - (f(\alpha_M, \varepsilon_M) - f_0)^2}} dw. \tag{5.18}$$

(5.18) hat Ähnlichkeit mit einem elliptischen Integral [GR81]. Allerdings gelten dort andere Integrationsgrenzen. Somit läßt sich dieser Ausdruck nicht weiter vereinfachen. Eine numerische Auswertung ist erforderlich.

5.4 Formelzeichen

| | |
|---------------|--|
| A | Amplitude |
| $A(t)$ | reelle Amplitudenfunktion |
| a_c | Ausbreitungskomponente in der ursprünglichen Polarisationssebene |
| a_k | Koeffizienten der Taylorreihenentwicklung |
| A_p | Regendämpfung während p % des Jahres |
| a_x | Ausbreitungskomponente in der orthogonalen Polarisationssebene |
| A_{eff} | wirksame Antennenfläche |
| A_{Regen} | Dämpfung durch Regen |
| A_{Wolken} | Dämpfung durch Wolken |
| B | Bandbreite |
| B_c | Kohärenzbandbreite bzgl. eines Niveaus c |
| B_D | Dopplerspreizung |
| C | Kanalkapazität |
| c | Lichtgeschwindigkeit ($2,9979246 \cdot 10^8$ m/s) |
| c | Niveau |
| $c(t, \xi)$ | zeitvariante Kanalimpulsantwort |
| c_i | Ausleuchtkoeffizient |
| D | Antennendurchmesser |
| $d(t_k)$ | Ordinatenwert der Diskriminatorkehlennlinie |
| $e(kT_S)$ | Fehlersignal |
| $E\{X\}$ | Erwartungswert der Zufallsvariablen X |
| E_b | Energie pro Bit |
| f | Frequenz |
| $f[A(t)]$ | AM/AM Konversion |
| f_0 | Trägerfrequenz |
| f_1 | Trägerfrequenz |
| f_A | Abtastfrequenz |
| f_g | Grenzfrequenz |
| f_m | maximale Dopplerfrequenz durch den Mobilteilnehmer |
| f_M | Mittenfrequenz des Hopbereichs |
| f_{diff} | Frequenzabstand der zu mischenden Komponenten |
| $f_{D_{max}}$ | maximale Dopplerfrequenz durch den Satelliten |

| | |
|--------------------|---|
| Δf | Hopkanalbreite |
| $\Delta f_0(kT_A)$ | Frequenzverschiebung des Mixers |
| G | Antennengewinn |
| G | universelle Gravitationskonstante ($6,672 \cdot 10^{-14} \text{ m}^3/(\text{g s}^2)$) |
| G | Gewichtungsfaktor |
| $g(kT_A)$ | DSSS Spreizfunktion |
| $g[A(t)]$ | AM/PM Konversion |
| G_R | Gewinn der Empfangsantenne |
| G_T | Gewinn der Sendeantenne |
| G_{BS} | Gewinn am Empfängereingang der Bodenstation |
| G_{max} | maximaler Antennengewinn |
| G_{SAT} | Gewinn am Satelliteneingang |
| $H(f, t)$ | zeitvariante Übertragungsfunktion ($h(t, \xi) \xrightarrow[\bullet]{\xi} H(f, t)$) |
| $h(t, \xi)$ | äquivalentes Tiefpaßsystem zu $c(t, \xi)$ |
| $H(X)$ | Entropie der Zufallsvariablen X |
| $H(x)$ | Bitfehlerrate bzgl. einer Realisierung des Zufallsprozesses $X(t, \xi)$ |
| $\hat{H}(x)$ | Schätzwert der Bitfehlerrate des Zufallsprozesses $X(t, \xi)$ |
| h_R | effektive Regenhöhe |
| h_S | Höhe der Bodenstation über Meeresniveau |
| $I_0(x)$ | modifizierte Besselfunktion 1-ter Gattung 0-ter Ordnung |
| $J_0(x)$ | Besselfunktion 1-ter Gattung 0-ter Ordnung |
| k | Boltzmannkonstante ($1,380662 \cdot 10^{-23} \text{ W}/(\text{Hz K})$) |
| k | Koeffizient zur Berechnung von γ_R |
| k | Laufvariable |
| K | Stichprobenumfang |
| l | Frequenz |
| l | Laufvariable |
| L | Periodenlänge der Pseudozufallsfolge |
| l_a | Breitengrad |
| L_e | effektive Weglänge durch das Regengebiet |
| L_s | tatsächliche Weglänge durch das Regengebiet |
| L_α | Fehlausrichtungsämpfung |
| L_{FS} | Freiraumdämpfung |
| $M(kT_A)$ | abschnittsweise konstante Funktion |

| | |
|-------------------|--|
| M_E | Masse der Erde ($5,977 \cdot 10^{27}$ g) |
| n | Mittelungsdauer (Anzahl der Chips) bei der Akquisition |
| N | Rauschleistung |
| N_0 | Rauschleistungsdichte |
| $\text{PN}(kT_A)$ | Pseudozufallsfolge |
| P | Leistung |
| \tilde{P} | wahre Bitfehlerwahrscheinlichkeit des Kanals |
| p | prozentualer Anteil des Jahres |
| P_R | Empfangsleistung |
| P_T | Sendeleistung |
| P_U | Bitfehlerwahrscheinlichkeit des Uplinks |
| P_D | Bitfehlerwahrscheinlichkeit des Downlinks |
| P_{Ges} | resultierende Bitfehlerwahrscheinlichkeit |
| $p_R(r)$ | Dichtefunktion der Zufallsvariablen R |
| $p_X(x)$ | Dichtefunktion der Zufallsvariablen X |
| $p_Y(y)$ | Dichtefunktion der Zufallsvariablen Y |
| $P(x)$ | Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von x |
| $Q(f)$ | Fouriertransformierte zu $q(t)$ |
| $q(t)$ | Impulsform |
| R | Abstand zwischen Sende- und Empfangsantenne |
| r | Rolloff-Faktor |
| $r(t)$ | äquivalentes Tiefpaßsignal zu $z(t)$ |
| $r_I(kT_A)$ | Realteil zu $r(kT_A)$ |
| $r_Q(kT_A)$ | Imaginärteil zu $r(kT_A)$ |
| $r_{0,01}$ | Reduktionsfaktor während 0,01 % des Jahres |
| $R_{0,01}$ | Regenintensität in mm/h während 0,01 % des Jahres |
| \vec{r} | Vektor zwischen Bodenstation und Satellit |
| $\text{rect}(x)$ | normierte Rechteckfunktion |
| S | Nutzsignalleistung |
| $S(f)$ | Fouriertransformierte zu $s(t)$ |
| $S(\xi)$ | Verzögerungsleistungsdichtespektrum |
| $S(\xi, \nu)$ | Scatterfunktion |
| $S(\xi_l)$ | Dämpfung des l -ten Pfades |
| $S_l(\nu)$ | Dopplerspektrum bei der Verzögerungszeit ξ_l |
| SPS | Abtastwerte pro Symbol |
| SR | Symbolrate |

| | |
|--------------------|---|
| s | Beobachtungszeitpunkt |
| $s(t)$ | reelles Sendesignal |
| $\underline{s}(t)$ | analytisches Signal zu $s(t)$ |
| $s_I(t)$ | Realteil zu $\underline{s}(t)$ |
| $s_Q(t)$ | Imaginärteil zu $\underline{s}(t)$ |
| $\text{si}(x)$ | $\sin x/x$ |
| t | Beobachtungszeitpunkt |
| t_k | diskrete Zeitpunkte |
| Δt_k | Synchronisationszeitversatz (DSSS) |
| Δt_A | Abtastintervall |
| T_A | Antennenrauschtemperatur |
| T_{ASAT} | Antennenrauschtemperatur der Satellitenempfangs- antenne |
| T_{ABS} | Antennenrauschtemperatur der Bodenempfangs- antenne |
| T_{Akq} | Akquisitionsdauer |
| $T_{AMP_{SAT}}$ | Rauschtemperatur des Vorverstärkers im Transponder |
| $T_{AMP_{BS}}$ | Rauschtemperatur des Vorverstärkers im Empfänger |
| T_{BS} | Rauschtemperatur am Empfängereingang |
| T_b | Strahlungstemperatur |
| T_{SAT} | Rauschtemperatur am Satelliteneingang |
| T_{SKY} | Rauschtemperatur des Himmels |
| $T_{Zuleitung}$ | Rauschtemperatur der Zuleitung |
| T_c | Chipdauer |
| T_c | Kohärenzdauer bzgl. eines Niveaus c |
| T_m | Mehrwegespreizung (Delay Spread) |
| T_S | Symbolintervall |
| $U(\xi, \nu)$ | dopplervariante Impulsantwort ($h(t, \xi) \stackrel{t}{\circ} \longrightarrow \bullet U(\xi, \nu)$) |
| $V(f)$ | Fouriertransformierte zu $v(t)$ |
| $v(t)$ | äquivalentes Tiefpaßsignal zu $s(t)$ |
| \vec{v} | Geschwindigkeitsvektor des Satelliten |
| \vec{v}_M | Geschwindigkeitsvektor des Mobilteilnehmers |
| $w(x)$ | Gewichtungsfunktion |
| $X(t, \xi)$ | Zufallsprozeß |

| | |
|------------------|---|
| XPD | Kreuzpolarisationsunterdrückung |
| $Y(t, \xi)$ | Zufallsprozeß |
| \hat{y} | geschätzte Bitfehlerrate des Kanals |
| $z(t)$ | reelles Empfangssignal/Ausgangssignal |
| α | Azimutwinkel bzgl. \vec{v} |
| α | Fehlausrichtungswinkel |
| α | Koeffizient zur Berechnung von γ_R |
| α | Unsicherheitsniveau |
| α_M | Azimutwinkel bzgl. \vec{v}_M |
| ε | Elevationswinkel |
| ϵ | relative Unsicherheit |
| ε_M | Elevationswinkel beim Mobilteilnehmer |
| η | Antennenwirkungsgrad (Effizienz) |
| η | Verzögerungszeit |
| $\Gamma(m)$ | Gammafunktion |
| γ_R | spezifische Dämpfung in dB/km |
| λ | Freiraumwellenlänge |
| ν | Dopplerfrequenzverschiebung |
| ω | Dopplerfrequenzverschiebung |
| Ω | Frequenzdifferenz |
| Φ | Raumwinkel |
| $\Phi_{rr}(f)$ | Empfangsleistungsdichtespektrum |
| $\Phi_{xx}(f)$ | Leistungsdichtespektrum zu $\varphi_{xx}(\tau)$ |
| $\Phi_{yy}(f)$ | Leistungsdichtespektrum zu $\varphi_{yy}(\tau)$ |
| $\Phi_{zz}(f)$ | Leistungsdichtespektrum zu $\varphi_{zz}(\tau)$ |
| $\Phi_{zz}^G(f)$ | gewichtetes Leistungsdichtespektrum |
| σ_{IS} | Standardabweichung bei Importance Sampling |
| σ_{MC} | Standardabweichung bei Monte-Carlo Simulation |
| τ | Polarisationswinkel der Welle zur Horizontalen |
| τ | Zeitdifferenz |

| | |
|-----------------------------------|---|
| Θ | Raumwinkel |
| Θ_{3dB} | 3 dB Öffnungswinkel |
| $\varphi(t)$ | Phasenfunktion |
| $\varphi_{HH}(f, l; t, s)$ | Autokorrelationsfunktion zu $H(f, t)$ |
| $\varphi_{hh}(t, s; \xi, \eta)$ | Autokorrelationsfunktion zu $h(t, \xi)$ |
| $\varphi_{UU}(\xi, \eta; \nu\mu)$ | Autokorrelationsfunktion zu $U(\xi, \nu)$ |
| $\varphi_{xx}(\tau)$ | Autokorrelationsfunktion des Zufallsprozesses X |
| $\varphi_{yy}(\tau)$ | Autokorrelationsfunktion des Zufallsprozesses Y |
| $\varphi_{zz}(\tau)$ | Autokorrelationsfunktion des Zufallsprozesses Z |
| $\Delta\hat{\varphi}$ | Schätzwert von $\Delta\varphi$ |
| $\Delta\varphi$ | Phasendifferenz |
| ξ | Verzögerungszeit |

5.5 Abkürzungen

| | |
|--------|--|
| AMSS | American Mobile Satellite Services |
| AOR | Atlantic Ocean Region |
| ATDMA | Asynchronous Time Division Multiple Access |
| ATM | Asynchronous Transfer Mode |
| ATS | Applications Technology Satellite |
| AWGN | Additive White Gaussian Noise |
| BER | Bit Error Rate |
| CDMA | Code Division Multiple Access |
| CONUS | CONTinental United States |
| COSSAP | COmmunication System Simulation and Analysis Package |
| COST | COoperation européenne dans le domaine de la recherche Scientifique et Technique |
| CRC | Cyclic Redundancy Check |
| DLL | Delay Locked Loop |
| DSSS | Direct Sequence Spread Spectrum |
| ESA | European Space Agency |
| ESTEC | European Space Research and Technology Centre |
| ETSI | European Telecommunications Standards Institute |

| | |
|----------|---|
| FDMA | F requency D ivision M ultiple A ccess |
| FH | F requency H opping |
| FIR | F inite I mpulse R esponse |
| GEO | G eosynchronous E arth O rbital |
| GLONASS | G LObal'naya N AVigatsionnaya S putnikovaya S istema |
| GNSS | G lobal N avigation S atellite S ystem |
| GPS | G lobal P ositioning S ystem |
| HDLC | H igh level D ata L ink C ontrol |
| HEO | H ighly inclined E lliptic O rbital |
| HF | H igh F requency |
| HPA | H igh P ower A mplifier |
| IBO | I nput B ack O ff |
| IIS | I mproved I mportance S ampling |
| IM | I nter M odulation |
| INMARSAT | I Nternational M ARitime S ATellite Organization |
| IS | I mportance S ampling |
| ISDN | I ntegrated S ervices D igital N etwork |
| ISI | I nter S ymbol I nterference |
| ISL | I nter S atellite L ink |
| ITU-R | I nternational T elecommunication U nion - R adio C ommunication S ector |
| JOCOS | J uggler O rbital C Onstellation |
| LEO | L ow E arth O rbital |
| LNA | L ow N oise A mplifier |
| LOOPUS | quasi-geostationary L oops in O rbital O ccupied P ermanently by U nstationary S atellites |
| LOS | L ine-of- S ight |
| MAGSS | M edium A ltitude G lobal S atellite S ystem |
| MC | M onte C arlo S imulation |
| MEO | M edium E arth O rbital |
| MLSE | M aximum L ikelihood S equences E stimation |
| NAVSTAR | N avigation S ystem for T iming A nd R anging |
| NCO | N umber- C ontrolled O scillator |

| | |
|--------|---|
| PCN | P ersonal C ommunications Network |
| PLL | P hase L ocked L oop |
| PSTN | P ublic S witched T elephone Network |
| RACE | R esearch and Development in A dvanced C ommunication in E urope |
| SATCOM | S ATellite C OMmunications |
| SHF | S uper H igh F requency (3 GHz–30 GHz) |
| SJR | S ignal to J ammer R atio |
| SNR | S ignal to N oise R atio |
| TACS | T otal A ccess C ommunication S ystem |
| TCM | T rellis C oded M odulation |
| TDMA | T ime D ivision M ultiple A ccess |
| TDRSS | T racking and D ata R elay S atellite S ystem |
| TED | T iming E rror D etector |
| TWT | T ravelling W ave T ube |
| TWTA | T ravelling W ave T ube A mplifier |
| UHF | U ltra H igh F requency (300 MHz–3 GHz) |
| UMTS | U niversal M obile T elecommunication S ystem |
| US | U ncorrelated S cattered |
| UTC | U niversal T ime C oordinated |
| WARC | W orld A ministrative R adio C onference |
| WSS | W ide S ense S tationary |
| WSSUS | W ide S ense S tationary U ncorrelated S cattered |
| XPD | C ross P olarization D epolarization |

6 Literaturverzeichnis

- [Ach85] ACHILLES, D.: *Die Fourier-Transformation in der Signalverarbeitung: Kontinuierliche und diskrete Verfahren der Praxis*. Springer, Heidelberg, 2. Aufl. 1985.
- [Ald82] ALDINGER, M.: *Die Simulation des Mobilfunk-Kanals auf einem Digitalrechner*. Frequenz, 36(4/5):145–152, 1982.
- [Ana95] ANANASSO, F.: *System, Market and Regulatory Aspects for Satellite Personal Communications*. In: ANANASSO, F. und F. VATALARO (Herausgeber): *Mobile and Personal Satellite Communications (EMPS'94)*, Rome, London, Berlin, Heidelberg, 1995. Springer.
- [AS96] ABRISHAMKAR, F. und Z. SIVESKI: *PCS Global Mobile Satellites*. IEEE Communications Magazine, 34(9):132–136, September 1996.
- [Aul79] AULIN, T.: *A Modified Model for the Fading Signal at a Mobile Radio Channel*. IEEE Trans. on VT, 28(3):182–203, August 1979.
- [BD91] BRAUN, W.R. und U. DERSCH: *A Physical Mobile Radio Channel Model*. IEEE Trans. on VT, 40(2):472–482, Mai 1991.
- [Bel63] BELLO, P.A.: *Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels*. IEEE Trans. on COM, 11(4):360–393, Dezember 1963.
- [BEP95a] BUTT, G., B.G. EVANS und M.A.N. PARKS: *Channel Models for Mobile/Personal Satellite Communication Systems*. In: ANANASSO, F. und F. VATALARO (Herausgeber): *Mobile and Personal Satellite Communications (EMPS'94)*, Rome, London, Berlin, Heidelberg, 1995. Springer.
- [BEP95b] BUTT, G., B.G. EVANS und M. PARKS: *Modelling the Mobile Satellite Channel for Communication System Design*. In: *Ninth International Conference on Antennas and Propagation (ICAP'95)*, Eindhoven, The Netherlands, Band 2, Seiten 387–394. IEE, 4–7April 1995.
- [Bis94] BISCHOFF, M.: *Simulation kohärent-optischer Übertragungssysteme am Beispiel eines CPFSK-Heterodynsystems*. Nummer 281 in 10. VDI-Verlag, Düsseldorf, 1994. Dissertation, Universität Karlsruhe.

- [BS84] BRONŠTEIN, I.N. und K.A. SEMENDJAEV: *Taschenbuch der Mathematik*. Harri Deutsch, Thun, 21. Aufl. 1984.
- [BW94] BERKE, J. und S. WICHMANN: *Globale Nummer*. Wirtschaftswoche, 30:76–82, 1994.
- [BW95] BRUSSAARD, G. und P.A. WATSON: *Atmospheric Modelling and Millimetre Wave Propagation*. Chapman & Hall, London, 1995.
- [CA82] COX, D.C. und H.W. ARNOLD: *Results from the 19- and 28-GHz COMSTAR Satellite Propagation Experiments at Crawford Hill*. Proc. of the IEEE, 70(5):458–488, Mai 1982.
- [Cas92] CASTRO, P.C.: *Statistical Observations of Data Transmissions Over Land Mobile Satellite Channels*. IEEE Jou. on SAC, 10(8):1227–1235, Oktober 1992.
- [CJLV95] CORAZZA, G.E., A. JAHN, E. LUTZ und F. VATALARO: *Channel Characterization for Mobile Satellite Communications*. In: ANANASSO, F. und F. VATALARO (Herausgeber): *Mobile and Personal Satellite Communications (EMPS'94)*, Rome, Seiten 225–250, London, Berlin, Heidelberg, 1995. Springer.
- [Cla45] CLARKE, A.C.: *Extra-Terrestrial Relays*. Wireless World, 51:305–308, Oktober 1945.
- [CLSY93] CHEN, J.-C., D. LU, J.S. SADOWSKY und K. YAO: *On Importance Sampling in Digital Communications — Part I: Fundamentals*. IEEE Jou. on SAC, 11(3):289–299, April 1993.
- [CV94] CORAZZA, G.E. und F. VATALARO: *A Statistical Model for Land Mobile Satellite Channels and Its Application to Non-geostationary Orbit Systems*. IEEE Trans. on VT, 43(3):738–741, August 1994.
- [Dav94] DAVARIAN, F.: *Earth-Satellite Propagation Research*. IEEE Communications Magazine, Seiten 74–79, April 1994.
- [DGGL96] DE GAUDENZI, R., F. GIANETTI und M. LUISE: *Advances in Satellite CDMA Transmission for Mobile and Personal Communications*. Proc. of the IEEE, 84(1):18–39, Januar 1996.
- [Dix94] DIXON, R.: *Spread Spectrum Systems*. John Wiley & Sons, Inc., New York, 3rd ed. 1994.

- [DORJ93] DINTELMANN, F., G. ORTGIES, F. RÜCKER und R. JAKOBY: *Results from 12- to 30-GHz German Propagation Experiments carried out with Radiometers and the OLYMPUS Satellite*. Proc. of the IEEE, 81(6):876–884, Juni 1993.
- [DRFP94] DEL RE, E., R. FANTACCI und A. PAZZAGLIA: *Code Division Multiple Access Schemes for Terrestrial and Satellite Mobile Communication Networks: Modeling and Performance Evaluation*. ETT, 5(6):725–737, November–Dezember 1994.
- [EGH93] ERUP, L., F.M. GARDNER und R.A. HARRIS: *Interpolation in Digital Modems - Part II: Implementation and Performance*. IEEE Trans. on COM, 41(6):998–1008, Juni 1993.
- [Eur95] EUROPEAN COMMISSION, Bruxelles: *COST 227 (Final Report): Integrated Space/Terrestrial Mobile Networks*, 1995.
- [Feh95] FEHER, K.: *Wireless Digital Communications: Modulation and Spread Spectrum Applications*. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1995.
- [Fet90] FETTWEIS, A.: *Elemente Nachrichtentechnischer Systeme*. Teubner, Stuttgart, 1990.
- [Fis89] FISZ, M.: *Wahrscheinlichkeitsrechnung und mathematische Statistik*. VEB, Berlin, 11. Auflage 1989.
- [Fre94] FREEMAN, R.L.: *Reference Manual for Telecommunications Engineering*. John Wiley & Sons, Inc., New York, 2nd ed. 1994.
- [Fri95] FRIEDRICHS, B.: *Kanalcodierung: Grundlagen und Anwendungen in modernen Kommunikationssystemen*. Springer, Heidelberg, 1995.
- [FS84] FLOCK, W.L. und E.K. SMITH: *Natural Radio Noise — A Mini Review*. IEEE Trans. on AP, 32(7):762–767, Juli 1984.
- [Gan72] GANS, M.J.: *A Power-Spectral Theory of Propagation in the Mobile-Radio Environment*. IEEE Trans. on VT, 21(1):27–38, Februar 1972.
- [Gar86] GARDNER, F.M.: *A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers*. IEEE Trans. on COM, 34(5):423–429, Mai 1986.

- [Gar93] GARDNER, F.M.: *Interpolation in Digital Modems - Part I: Fundamentals*. IEEE Trans. on COM, 41(3):501–507, März 1993.
- [Gol82] GOLOMB, S.W.: *Shift Register Sequences*. Aegean Park Press, 1982.
- [GR81] GRADSTEIN, I.S. und I.M. RYSHIK: *Summen, Produkt- und Integraltafeln*. Harri Deutsch, Thun, 1981.
- [Ha90] HA, T.T.: *Digital Satellite Communications*. McGraw-Hill, New York, 2nd ed. 1990.
- [HC93] HATLELID, J.E. und L. CASEY: *The Iridium System: Personal Communications Anytime, Anyplace*. In: CASSINGHAM, R. (Herausgeber): *International Mobile Satellite Conference IMSC'93: Proceedings*, Seiten 285–290, Pasadena, 16–18 Juni 1993. JPL publication 93-009.
- [HJ87] HAHN, P.M. und M.C. JERUCHIM: *Developments in the Theory and Application of Importance Sampling*. IEEE Trans. on COM, 35(7):706–714, Juli 1987.
- [HKLS97] HONCHARENKO, W., J.P. KRUYSS, D.Y. LEE und N.J. SHAH: *Broadband Wireless Access*. IEEE Communications Magazine, 35(1):20–26, Januar 1997.
- [HL94] HERTER, E. und W. LÖRCHER: *Nachrichtentechnik: Übertragung, Vermittlung und Verarbeitung*. Hanser, München, 7. Auflage 1994.
- [Hoe92] HOEHER, P.: *A Statistical Discrete-Time Model for the WSSUS Multipath Channel*. IEEE Trans. on VT, 41(4):461–468, November 1992.
- [HS95] HORNBOSTEL, A. und A. SCHROTH: *Determination of Propagation Parameters by Olympus Beacon, Rain Rate, Radiometer and Radar Measurements*. Frequenz, 49(9/10):224–231, 1995.
- [ITU90a] ITU-R (CCIR): *Attenuation by Hydrometeors, in Particular Precipitation, and Other Atmospheric Particles, Report 721-3*. Technischer Bericht ITU, Geneva, 1990.
- [ITU90b] ITU-R (CCIR): *Cross-Polarization due to the Atmosphere, Report 722-3*. Technischer Bericht ITU, Geneva, 1990.

- [ITU90c] ITU-R (CCIR): *Propagation Data and Prediction Methods Required for Earth-Space Telecommunication Systems, Report 564-4*. Technischer Bericht ITU, Geneva, 1990.
- [ITU90d] ITU-R (CCIR): *Radiometeorological Data, Report 563-4*. Technischer Bericht ITU, Geneva, 1990.
- [JBS94] JERUCHIM, M.C., P. BALABAN und K.S. SHANMUGAN: *Simulation of Communication Systems*. Plenum Press, New York, 1994.
- [Jer84] JERUCHIM, M.C.: *Techniques for Estimating the Bit Error Rate in the Simulation of Digital Communication Systems*. IEEE Jou. on SAC, 2(1):153–170, Januar 1984.
- [JJ74] JAKES JR., W.C.: *Microwave Mobile Communications*, Kapitel 1, Seiten 11–78. John Wiley & Sons, Inc., 1974.
- [JKH96] JONDRAL, F., M. KOHL und C. HARTMANN: *Dopplerprofile für Kommunikationssatelliten*. Frequenz, 50(5-6):111–116, 1996.
- [JL95] JAHN, A. und E. LUTZ: *Wideband Channel Characterization for LMS Systems: Experimental Results and Modeling*. In: *Mobile Kommunikation: ITG-Fachtagung 26. bis 28. September 1995 in Neu-Ulm*, ITG-Fachbericht 135, Seiten 313–321. VDE-Verlag, 1995.
- [Jon91] JONDRAL, F.: *Funksignalanalyse*. Teubner Stuttgart, 1991.
- [Jon95] JONDRAL, F.: *Nachrichtenübertragung in LEO SATCOM Systemen*. telekom praxis, (8):17–25, 1995.
- [JR93a] JAKOBY, R. und F. RÜCKER: *An overall Investigation of the Propagation Characteristics at 12.5, 20 and 30 GHz for three Specific Events*. Bericht des Forschungszentrums der Deutschen Bundespost Telekom, 1993.
- [JR93b] JAKOBY, R. und F. RÜCKER: *Three Years of Crosspolar Measurements at 12.5, 20 and 30 GHz with the OLYMPUS Satellite*. In: *OLYMPUS utilisation Conference*, Seiten 567–572, Seville, Spain, April 1993.
- [Kaj93] KAJIWARA, A.: *Mobile Satellite CDMA System Robust to Doppler Shift*. In: *International Conference on Communications ICC'93*, Band 1. IEEE, Geneva, Mai 1993.

- [Kaj95] KAJIWARA, A.: *Mobile Satellite CDMA System Robust to Doppler Shift*. IEEE Trans. on VT, 1995.
- [Kam92] KAMMEYER, K.D.: *Nachrichtenübertragung*. Teubner Stuttgart, 1992.
- [KD88] KNOWLES, M.D. und A.I. DRUKAREV: *Bit Error Rate Estimation for Channels with Memory*. IEEE Trans. on COM, 36(6):767–769, Juni 1988.
- [KD96] KOHL, M. und M. DUKEK: *Satellitenübertragung bei 20/30 GHz*. Technischer Bericht (Studie) für die Daimler Benz AG, Bereich Forschung und Technik, Januar 1996.
- [KJ95a] KOHL, M. und F. JONDRAL: *Die Simulation von 20/30 GHz SATCOM Systemen*. In: *MIOP 95, Mikrowellen und Optrotechnik, 8. Kongreßmesse für Hochfrequenztechnik*, Seiten 544–548, Sindelfingen, 30. Mai–1. Juni 1995.
- [KJ95b] KOHL, M. und F. JONDRAL: *A Simulation Model for Upcoming 20/30 GHz SATCOM Links*. In: *International Symposium on Precision Approach and Automatic Landing*, Seiten 231–237, Braunschweig, 21–24 Februar 1995.
- [KJ96a] KOHL, M. und F. JONDRAL: *Channel Simulation of FH-SATCOM Links in the 20/30 GHz Frequency Range*. In: *Proceedings IEEE ISSSTA'96 International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications*, Band 3, Seiten 1239–1243, Mainz, Germany, 22–25 September 1996.
- [KJ96b] KOHL, M. und F. JONDRAL: *The Impact of In-Band and Adjacent Channel Interferers on SATCOM Links*. In: *GLOBECOM 96 IEEE Global Telecommunications Conference*, Band 2, Seiten 990–994, London, UK, 18–22 November 1996.
- [KJ96c] KOHL, M. und F. JONDRAL: *Simulation of Land Mobile SATCOM Links using Different Orbits and Modulation Modes*. In: *Proceedings of EUSIPCO-96 Eighth European Signal Processing Conference*, Band III, Seiten 1985–1988, Trieste, Italy, 10–13 September 1996. Eurasip.
- [KOM92] KATAYAMA, M., A. OGAWA und N. MORINAGA: *Carrier Synchronization under Doppler Shift of the Nongeostationary Satellite Communication Systems*. In: *Communications on the Move, ICCS/ISITA'92, Singapore*, Band 2, Seiten 466–470. IEEE, 16–20 November 1992.

- [KOM93] KATAYAMA, M., A. OGAWA und N. MORINAGA: *Satellite Communication Systems with Low-Earth Orbits and the Effects of Doppler Shift*. Denshi-joho-tsushin-gakkai-ronbunshi/J/B2: Transactions of the Institute of Electronics Information and Communication Engineers, J76-B-II(5):382–390, 1993.
- [KRM95] KOHNO, R., M. REUVEN und L. MILSTEIN: *Spread Spectrum Access Methods for Wireless Communications*. IEEE Communications Magazine, Seiten 58–67, Januar 1995.
- [Kuc82] KUCHENBECKER, H.-P.: *Statistische Eigenschaften von Schwund- und Verbindungsdauer beim Mobilfunk-Kanal*. Frequenz, 36(4/5):138–144, 1982.
- [LCD⁺91] LUTZ, E., D. CYGAN, M. DIPPOLD, F. DOLAINSKY und W. PAPKE: *The Land Mobile Satellite Communication Channel – Recording, Statistics, and Channel Model*. IEEE Trans. on VT, 40(2):375–386, Mai 1991.
- [Loo85] LOO, C.: *A Statistical Model for a Land Mobile Satellite Link*. IEEE Trans. on VT, 34(3):122–127, August 1985.
- [LS91] LOO, C. und N. SECORD: *Computer Models for Fading Channels with Application to Digital Transmission*. IEEE Trans. on VT, 40(4):700–707, November 1991.
- [Lüc80] LÜCKER, R.: *Grundlagen digitaler Filter*. Springer, Heidelberg, 1980.
- [Lük95] LÜKE, H.D.: *Signalübertragung: Grundlagen der digitalen und analogen Nachrichtenübertragungssysteme*. Springer, Heidelberg, 6. Auflage 1995.
- [Lut95] LUTZ, E.: *Neue Satellitensysteme für die weltweite personenbezogene Mobilkommunikation*. In: *DGLR-Jahrbuch 1995*, Seiten 75–84. Deutsche Gesellschaft für Luft- und Raumfahrt, 1995.
- [MA90] MEYR, H. und G. ASCHEID: *Synchronisation in Digital Communications*, Band 1. John Wiley & Sons, New York, 1990.
- [MB93] MARAL, G. und M. BOUSQUET: *Satellite Communications Systems*. Teubner, 2nd ed. 1993.
- [Mey94] MEYER, E.: *Gates und McCaw vernetzen die Welt*. Funkschau, 14:70–71, 1994.

- [MG92] MEINKE, H. und F.-W. GUNDLACH: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik: Grundlagen, Komponenten, Systeme*. Springer, Heidelberg, 5. Auflage 1992.
- [Mil94] MILLER, A.: *From here to ATM*. IEEE Spectrum, Seiten 20–24, Juni 1994.
- [MNE94] MAGILL, D.T., F.D. NATALI und G.P. EDWARDS: *Spread-Spectrum Technology for Commercial Applications*. Proc. of the IEEE, 82(4):572–584, April 1994.
- [MV82] MOULSLEY, T.I. und E. VILAR: *Experimental and Theoretical Statistics of Microwave Amplitude Scintillations on Satellite Down-Links*. IEEE Trans. on AP, 30(6):1099–1106, November 1982.
- [MVB93] MILLER, M.J., B. VUCETIC und L. BERRY: *Satellite Communications: Mobile and Fixed Services*. Kluwer Academic Publishers, Dordrecht (The Netherlands), 1993.
- [Nak60] NAKAGAMI, M.: *The m -Distribution—A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading*. In: HOFFMANN, W.C. (Herausgeber): *Statistical Methods in Radio Wave Propagation, Proc. of a Symposium held at UCLA, June 18–20, 1958*. Pergamon Press, London, 1960.
- [NS85] NJOKU, E.G. und E.K. SMITH: *Microwave Antenna Temperature of the Earth from Geostationary Orbit*. Radio Science, 20(3):591–599, Mai/Juni 1985.
- [OMN95] OTUNG, I.E., M.S. MAHMOUD und J.R. NORBURY: *Differential Amplitude Scintillation in a Ka-Band Satellite Link*. In: *Ninth International Conference on Antennas and Propagation (ICAP'95), Eindhoven, The Netherlands*, Band 2, Seiten 169–173. IEE, 4–7 April 1995.
- [OPR79] OKUNEV, Y.B., V.A. PISAREV und V.K. RESHEMKIN: *The Design and Noise-Immunity of Multiphase Autocorrelation Demodulators of Second-Order DPSK Signals*. telecommunications & radio engineering, 33/34(6):60–63, Juni 1979.
- [Ort93] ORTGIES, G.: *Slant-Path Frequency Scaling of Amplitude Scintillations During Clear-Sky Conditions and Rain*. AEU, 47(4):203–208, 1993.
- [OS75] OPPENHEIM, A.V. und R.W. SCHAFER: *Digital Signal Processing*. Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1975.

- [Pap91] PAPOULIS, A.: *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, New York, 1991.
- [Par92] PARSONS, D.: *The Mobile Radio Propagation Channel*. Pentech Press Ltd, London, 1992.
- [PB86] PRATT, T. und C.W. BOSTIAN: *Satellite Communications*. John Wiley & Sons, New York, 1986.
- [PBD94] POIARES BAPTISTA, J.P.V. und P.G. DAVIES (Herausgeber): *OPEX Second Workshop of the OLYMPUS Propagation Experimenters*, Band 1: Attenuation Measurement and Prediction, Noordwijk, The Netherlands, November 1994. ESA ESTEC.
- [Pen94] PENNONI, G.: *JOCOS: 6+1 Satellites for Global Mobile Communications*. In: *IEEE GLOBECOM 94*, Band 3, Seiten 1369–1374, San Francisco, 28.11–2.12. 1994. IEEE Communications Society.
- [PKL95] PÄTZOLD, M., U. KILLAT und F. LAUE: *A New Deterministic Simulation Model for WSSUS Multipath Fading Channels*. In: *Mobile Kommunikation: ITG-Fachtagung 26. bis 28. September 1995 in Neu-Ulm*, ITG-Fachbericht 135, Seiten 301–312. VDE-Verlag, 1995.
- [PKL96] PÄTZOLD, M., U. KILLAT und F. LAUE: *A Deterministic Method for the Derivation of a Discrete WSSUS Multipath Fading Channel Model*. ETT, 7(2):165–175, 1996.
- [PM94] PROAKIS, J.G. und S. MASOUD: *Communication Systems Engineering*. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, NJ, 1994.
- [PRD95] PETERSON, R.L., E.Z. RODGER und E.B. DAVID: *Introduction to Spread-Spectrum Communications*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1995.
- [Pro95] PROAKIS, J.G.: *Digital Communications*. McGraw-Hill, New York, 3rd ed. 1995.
- [QUA92] QUALCOMM: *Proposed EIA/TIA Wideband Spread Spectrum Standard*, 1992.
- [R2196] *SAINT: R2117 Integration of Satellites in the Future Mobile Network*. RACE Project, 1996.

- [Rap92] RAPP, C.: *Analyse der nichtlinearen Verzerrungen modulierter Digitalsignale – Vergleich codierter und uncodierter Modulationsverfahren und Methoden der Kompensation durch Vorverzerrung*. VDI, Reihe 10 Nr. 195, 1992. 92A969.
- [Rou93] ROUFFET, D.: *GLOBALSTAR: ein transparentes System*. Elektrisches Nachrichtenwesen, Seiten 84–90, 1. Quartal 1993.
- [Rüc91] RÜCKER, F.: *Radiometermessungen bei 12, 20 und 30 GHz zur Vorbereitung von Ausbreitungsmessungen mit dem OLYMPUS-Satelliten*. Technischer Bericht FTZ, FI455 TB 87, 1991.
- [Sal81] SALEH, A.A.M.: *Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers*. IEEE Trans. on COM, 29(11):1715–1720, November 1981.
- [SB80] SHANMUGAM, K.S. und P. BALABAN: *A Modified Monte-Carlo Simulation Technique for Evaluation of Error Rate in Digital Communication Systems*. IEEE Trans. on COM, 28(11):1916–1924, November 1980.
- [Sch93] SCHOENENBERGER, J.G.: *Satellite Personal Communications Networks*. In: *3rd European Conference on Satellite Communications*, Seiten 128–132, Manchester, November 1993. Institution of Electrical Engineers.
- [SD89] SIMON, M.K. und D. DIVSALAR: *Doppler-Corrected Differential Detection of MPSK*. IEEE Trans. on COM, 37(2):99–109, Februar 1989.
- [SD92] SIMON, M.K. und D. DIVSALAR: *On the Implementation and Performance of Single and Double Differential Detection Schemes*. IEEE Trans. on COM, 40(2):278–291, Februar 1992.
- [Skl88] SKLAR, B.: *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, NJ, 1988.
- [SOSL94] SIMON, M.K., J.K. OMURA, R.A. SCHOLTZ und B.K. LEVITT: *Spread Spectrum Communications Handbook*. McGraw-Hill, New York, 1994.
- [Tor92] TORRIERI, D.J.: *Principles of Secure Communication Systems*. Artech House, Norwood, MA, 2nd ed. 1992.
- [TW94] TRAUB, J.F. und H. WOŹNIAKOWSKI: *Wege aus der Unberechenbarkeit*. Spektrum der Wissenschaft, Seiten 64–69, April 1994.

- [VA91] VILAR, E. und J. AUSTIN: *Analysis and Correction Techniques of Doppler Shift for Nongeosynchronous Communication Satellites*. International Journal of Satellite Communications, 9:123–136, 1991.
- [VD92] VUCETIC, B. und J. DU: *Channel Modeling and Simulation in Satellite Mobile Communication Systems*. IEEE Jou. on SAC, 10(8):1209–1218, Oktober 1992.
- [Wes63] WESTPHAL, W.H.: *Physik*. Springer, Berlin, 1963.
- [WMPP94] WU, W.W., E.F. MILLER, W.L. PRITCHARD und R.L. PICKHOLTZ: *Mobile Satellite Communications*. Proc. of the IEEE, 82(9):1431–1448, September 1994.
- [Zol93] ZOLLINGER, E.: *Eigenschaften von Funkübertragungstrecken in Gebäuden*. Dissertation, ETH, Zürich, 1993. No. 10064.

6.1 Diplom- und Studienarbeiten

GLÖCKNER, Lars: Grundlegendes Kanalmodell für den Satellitenfunk bei 20/30 GHz – Downlink – Mai 1994.

GLÄSER, Uwe: Grundlegendes Kanalmodell für den Satellitenfunk bei 20/30 GHz – Uplink – Mai 1994.

MAURATH, Andreas: Simulation eines DSSS-Empfängers für den Satellitenfunk, Juli 1994.

KUNZ, Dietmar: Positionsbestimmung von Satelliten, August 1994.

WELTER, Thomas: Bestimmung der Relativgeschwindigkeit von Satelliten zu Bodenstationen, August 1994.

RIFFELT, Uwe: Simulation eines FH-Empfängers für den Satellitenfunk, August 1994.

STROHRMANN, Claudia: Trägerrückgewinnung in einem Satellitenfunkempfänger, Dezember 1994.

HERKEL, Thomas: Taktrückgewinnung in einem Satellitenfunkempfänger, Mai 1995.

HARTMANN, Christian: Berechnung der Dopplerverschiebung bei LEO Satelliten, Dezember 1995.

REHPENNING, Stefan: Verhalten einer PSK Trägersynchronisation für Satellitenstrecken bei Störmodulation, Januar 1996.

MORGAN, Dyfrig: Der Mehrwegeausbreitungskanal für einen LEO Satelliten, Mai 1996.

STEFFEN, Marco: Verhalten von DSSS und FH Synchronisationsverfahren auf Satellitenstrecken, Mai 1996.

SMYTH, Antony: Kompensation der Dopplerverschiebung auf Satellitenstrecken, Juni 1996.

MECKING, Michael: Modelle zur stochastischen Charakterisierung von Satelliten-Mobilfunkkanälen, März 1997.

7 Lebenslauf

Persönliche Daten

| | |
|---------------------|--------------------|
| Name | Marcel Kohl |
| Geburtsdatum/-ort | 27.10.1963 in Wien |
| Staatsangehörigkeit | österreichisch |

Schulbildung

| | |
|-----------|--------------------------------|
| 1969–1973 | Grundschule in Pirmasens |
| 1973–1982 | Gymnasium, Abitur in Pirmasens |

Hochschulausbildung

| | |
|-----------|--|
| 1982–1988 | Studium an der Universität Kaiserslautern Abschluß als Diplom Ingenieur der Fachrichtung Elektrotechnik/Nachrichtentechnik |
|-----------|--|

Berufspraxis

| | |
|-----------|---|
| 1988–1993 | Entwicklungsingenieur in der Systementwicklung des Fachgebiets Funkaufklärung bei DASA in Ulm |
| 1993–1997 | wissenschaftlicher Angestellter am Lehrstuhl für Nachrichtensysteme der Universität Karlsruhe |