Simulation von Navigationssystemen

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor Ingenieur
vorgelegt an der
Universität GH Essen
im Fachbereich Maschinenwesen

von

Alexander Steingaß

geboren in Mettmann

Tag der mündlichen Prüfung: 3. Mai 2002

Vorsitzender der Prüfungskommission:	Prof. Dr.-Ing. Rudolf Tracht
Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. A.J. Han Vinck
	Prof. Dr.-Ing. Jürgen Lindner

Klug ist, wer andere durchschaut.
Weise ist, wer sich selbst durchschaut.
Kraft beweist, wer andere zwingt.
Wahre Macht der, der sich selbst bezwingt.
Starken Willen zeigt, wer andere lenkt.
Wahren Reichtum aber findet nur, wer Zufriedenheit kennt.
Wer seine eigene Mitte lebt, wird überdauern
Und damit selbst den Tod besiegen.

Lao-Tse, Vers 33 des Tao Te King

Inhaltsverzeichnis

KAPITEL

1

Einleitung

Seit Jahren steigt die Bedeutung von Satellitennavigationssystemen merklich an. Vor allem in Verkehrstelematikanwendungen, in der Luftfahrt, im Freizeitbereich oder in der hochgenauen Zeitübertragung ist der Betrieb ohne das „Global Positioning System“ (GPS) inzwischen nicht mehr vorstellbar. Diese zentrale, ja schon strategische Bedeutung ist so wichtig geworden, daß die Europäische Union (EU) ein solches System nicht allein in den Händen der amerikanischen Militärs lassen möchte. Daher hat die EU mit der Planung und Entwicklung eines eigenen Satellitennavigationssystems begonnen, das den Namen Galileo trägt.

Im Zuge dieser Entwicklung war es notwendig, die theoretischen Analysen durch Simulationen zu untermauern. Da der überwiegende Teil des „Know-Hows“ zur GPS-Simulation in US-amerikanischen Händen liegt, ist es ein wesentliches Ziel der EU, einen möglichst hohen Kenntnisstand über die Simulation von Navigationssystemen zu erlangen und einen solchen Simulator zur Definition von Galileo zu verwenden.

Diese Arbeit führt in Kapitel 2 in die Grundlagen der Satellitennavigation, der Kanalmodellierung und der Empfängertechnologie ein. In diesem Zuge wird ein neuartiges Verfahren zur Erzeugung von Fading-Signalen vorgestellt (Anhang A). Ebenso werden in Abschnitt 2.2.2 Musterkanäle für Mehrwegeempfang abgeleitet, die zuerst in der Signal-Design-Studie [1] der European Space Agency (ESA) Verwendung fanden, in der Zwischenzeit aber auch vielfach andere Verwendung finden, wie beispielsweise in der GALA-Studie der EU.

Kapitel 3 beschreibt den Aufbau des hier vorgestellten Simulationssystems. Dabei werden alle wesentlichen Aspekte des Entwurfs und der Realisierung eines solchen Systems betrachtet. Insbesondere wird an dieser Stelle ein neuer Ansatz in der Simulationstechnik vorgestellt und beschrieben. Im Fortlauf dieses Kapitels wird auf die Probleme bei der Implementierung von Satellitennavigationssimulatoren auf Digitalrechnern eingegangen. Das Kapitel endet mit dem Softwareentwurf für das Simulationssystem.

Um die einwandfreie Funktion des Simulationssystems sicherzustellen, wird in Kapitel 4 eine Fehleranalyse des Simulators durchgeführt. Das Ergebnis dieser theoretischen Analyse wird durch die erste Anwendung, die Konzeptverifikation (Abschnitt 5.1), untermauert.

Sodann behandelt Kapitel 5 die Anwendung des Simulators auf relevante und bislang ungelöste Forschungsfragen: Insbesondere steht hier die Definition des Sendesignals für das neue europäische Satellitennavigationssystem „GALILEO“ im Vordergrund. Bei dem in Kapitel 5.2 vorgestellten Entwurf werden erstmals die starken Einschränkungen durch die harte Begrenzung des Übertragungsspektrums beim Signalentwurfs in Betracht gezogen. Das Ergebnis dieses Signalentwurf ist das „Galileo-Baseline-Signal“ für den „Additive-White-Gaussian-Noise-Kanal“.
Um die Folgen der Mehrwegeausbreitung auf das so definierte Galileo-Signal zu betrachten, wurden zu diesem Themenkomplex Untersuchungen in Kapitel 5.3 durchgeführt. Hierbei bestätigt sich,

daß der Signalentwurf für den AWGN-Kanal auch hervorragend für den Mehrwegefall geeignet ist. Der Einfluß von Nichtlinearitäten der Leistungssendeverstärker wird in Kapitel 5.4 untersucht. Das Kapitel wird abgeschlossen durch die Vorstellung eines neuartigen Verfahrens zur genauen Bestimmung der Trägerphase für die Hochpräzisionsnavigation.

KAPITEL

2

Grundlagen der Satelliten-navigation

Dieses Kapitel stellt die Grundlagen der Satellitennavigation vor. Der erste Abschnitt dieses Kapitels stellt zunächst in das Arbeitsprinzip von Satellitennavigationssystemen am Beispiel von GPS vor. Hierbei wird der Hauptaugenmerk auf die systemtechnische Betrachtung gelegt. Des weiteren wird das GPS-Sendesignal beschrieben.

Der zweite Abschnitt erläutert die Vorgänge bei der Übertragung des Sendesignals über den Übertragungskanal. In diesem Abschnitt wird zum einen in das Prinzip der Modellierung von Mehrwegekanälen eingeführt, und zum anderen Musterkanäle für verschiedene Anwendungen in der Satellitennavigation definiert.

Der letzte Abschnitt dieses Kapitels beschäftigt sich mit Stand der Technik bei Navigationsempfängern. Wiederum dient hier GPS als Anwendungsbeispiel.

2.1 Systemaspekte

2.1.1 Funktionsprinzip globaler Satellitennavigationssysteme

Seit einigen Jahren gehören Satellitennavigationssysteme zum Stand der Technik. Der folgende Abschnitt soll in deren Funktionsprinzipen einführen, um die dann folgende Erläuterung der Technologie der GPS-Empfänger leichter verständlich zu machen.

Positionsbestimmung durch Laufzeitmessung

Globale Satellitennavigationssysteme (Global Navigation Satellite Systems - GNSS) basieren auf der Messung der Entfernungen des Empfängers zu mehreren Satelliten (siehe Abbildung 2.1). Die Satelliten senden Signale im Broadcastbetrieb aus. Es ist nicht nötig, daß der Empfänger mit dem Satelliten Kontakt aufnimmt. Den Satellitensignalen ist der Sendezeitpunkt bezüglich der Systemzeit aufgeprägt.

Für eine dreidimensionale Positionsbestimmung benötigt der Empfänger die Entfernung zu drei Satelliten. Da eine konstante (gemessene) Entfernung zum Satelliten eine Kugel beschreibt, muß der Empfänger mindestens drei Kugeln zum Schnitt bringen, um eine dreidimensionale Position bestimmen zu können.

Diese drei Entfernungen wären jedoch nur dann mit hinreichender Genauigkeit bestimmbar, wenn der Empfänger mit einer Atomuhr ausgestattet wäre, die auf die Systemzeit synchronisiert sein müßte. In diesem Fall könnte der Empfänger die Laufzeit bestimmen, indem er die Sendezeit von der Empfangszeit subtrahiert. Aus Kostengründen ist eine solche Lösung nicht akzeptabel. Daher muß sich der Empfänger die Systemzeit selbst errechnen. Laut [2] wird hierfür ein weiterer Satellit benötigt. Daher werden zur Bestimmung einer dreidimensionalen Positionslösung vier Satelliten benötigt. Neben der aktuellen Position fällt somit auch stets die hochgenaue Systemzeit an.

Die Bestimmung der Position geschieht mit Hilfe der Navigationsgleichung [2], in der der Pseudorange in Beziehung zur Empfänger- und Satellitenposition gesetzt wird:

$$R_i = |\vec{x}_i - \vec{x}_B| + C \cdot \Delta\tau_u = C \cdot \tau_i \ . \tag{2.1}$$

Hierbei bedeuten

R_i den Pseudorange, also die geschätzte Entfernung des Satelliten i zum Empfänger,

$\vec{x}_i$ den Ortsvektor des Satelliten i mit den Koordinaten X_i,Y_i,Z_i,

$\vec{x}_B$ den Ortsvektor der Empfangsantenne B mit den Koordinaten X_B,Y_B,Z_B,

C die mittlere Signalausbreitungsgeschwindigkeit, die von der Vakuumlichtgeschwindigkeit C_O verschieden ist,

$\Delta\tau_u$ den Uhrensynchronisationsfehler zwischen GPS-Systemzeit und Empfängeruhr,

τ_i die gemessene Signallaufzeit zwischen dem Satelliten i und der Empfangsantenne.

Setzt man vier beobachtete Signallaufzeiten $\tau_1 \dots \tau_4$ in Gleichung (2.1) ein, so ergibt sich ein Gleichungssystem, daß numerisch gelöst werden kann. Es ergeben sich die Position der Antenne X_B,Y_B,Z_B und der Offset zur Systemzeit τ_i. Das exakte Vorgehen zur Lösung dieses Gleichungssystems wird in [2, 3] beschrieben und soll hier nicht weiter behandelt werden.

Neben der Bestimmung der Laufzeit zu den Satelliten müssen dem Empfänger noch andere Daten zur Verfügung stehen:

Orbitmodelle: Um die Position der Satelliten vorausberechnen zu können, strahlt der Satellit die Parameter seiner Satellitenbahn ab. Diese Orbitmodelle sind die bestmögliche Näherung zu der Satellitenbahn, die die Master-Control-Station bestimmt hat. In diesen Modellen sind Bahnabweichungen z.B. durch Sonnenwind ebenso enthalten wie Kurskorrekturen oder Störungen durch Schwankungen des Gravitationsfeldes der Erde.

Almanach: Die Aquisition der Satelliten ist sehr aufwendig. Daher wird ein sogenannter Almanach übertragen, der die Grobpositionen der Satelliten enthält. Hat der Nutzer einen Satelliten aquiriert, kann er die anderen Satelliten mit Hilfe des Almanachs schneller finden. Dieser Almanach wird in regelmäßigen Abständen von der Master-Control-Station bestimmt und an die Satelliten übertragen.

Uhrenmodelle: Aus technischer Sicht ist es nicht möglich, zwei Uhren herzustellen, die synchron laufen. Man behilft sich damit, den Unterschied der jeweiligen Satellitenuhr zur Systemzeit zu bestimmen und diesen Unterschied an den Empfänger zu übermitteln. Hierzu gehört neben dem absoluten Unterschied (Zeit-Offset) auch der Frequenzfehler (Frequenz-Bias) sowie die Änderung des Frequenzfehlers (Frequenz-Drift). Diese Kenngrößen werden von der Master-Control-Station bestimmt und in Form eines Uhrenmodells übertragen.

UTC-Offset: Für viele Anwendungen ist es hilfreich, die Ablage der Systemzeit zur globalen Weltzeit (Universal Time Coordinated - UTC) zu kennen. Da der Empfänger stets die Systemzeit bestimmen kann, ist er damit implizit auch in der Lage, UTC zu bestimmen. Auf diese Weise kann z.B. die deutsche Normalzeit mit der amerikanischen oder japanischen verglichen werden.

Mit Hilfe der vier Messungen und der Zusatzinformationen ist der Empfänger in der Lage, seine Position zu bestimmen.

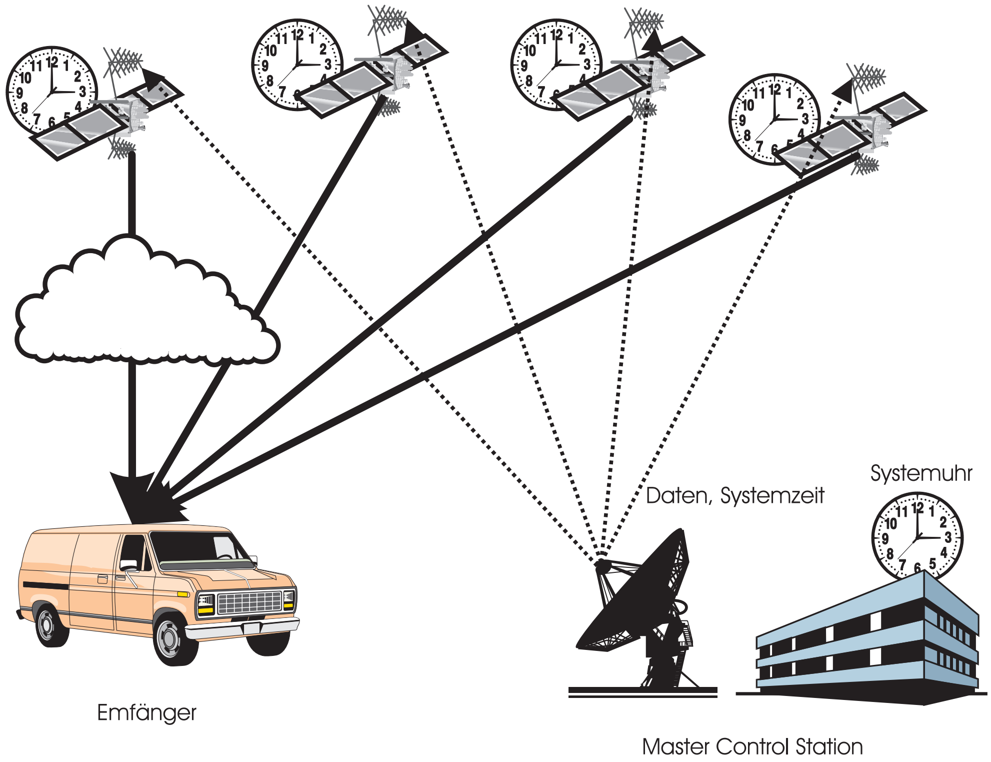

Abbildung 2.1: „Global-Navigation-Satellite-System (GNSS)“.

Atmosphärische Störungen

Bei einem Satellitennavigationssystem erfolgt die Entfernungsmessung durch die Messung der Signallaufzeit. Um aus dieser Signallaufzeit die Entfernung bestimmen zu können, ist die Kenntnis der Signalausbreitungsgeschwindigkeit essentiell. Bezüglich dieses Punktes wird die Atmosphäre in zwei unterschiedliche Bereiche eingeteilt, die Ionosphäre und die Troposphäre. Beide Teile dämpfen das Signal und beeinflussen die Signalausbreitungsgeschwindigkeit.

Troposphäre Von der Troposphäre spricht man im Bereich von der Erdoberfäche bis in eine Höhe von 70 km. Abhängig von der Zusammensetzung wird beispielsweise das GPS-Signal diesem Bereich um etwa 0,1-0,3 dB gedämpft und um etwa 8,3 ns verzögert, was einem Signallaufweg von 2,5 m entspricht. Der Empfänger verwendet in der Regel ein Standardmodell der Troposphäre, um diesen Fehler zu korrigieren. Der dann noch verbleibende Restfehler liegt im Bereich von 0,5 m.

Ionosphäre Die Ionosphäre reicht von etwa 100 km bis etwa 2000 km Höhe über dem Erdboden. Hier erreichen die Signaldämpfungen Werte um 0,5 dB. Die zusätzliche Verzögerung liegt im Bereich von 3,3-100 ns, was wiederum 1-30 m entspricht. Das GPS-System strahlt sein Signal auf zwei Frequenzen ab. Die L_1-Frequenz reicht von 1563-1587 MHz, die L_2-Frequenz von 1215-1237 MHz. Der zivile Standardempfänger verarbeitet nur das auf L_1abgestrahlte Signal; er kann diese zusätzliche Verzögerung ebenfalls nur mittels eines Standardmodells korrigieren. Der dann verbleibende Restfehler liegt im Bereich von etwa 20 m. Zivile Zweifrequenzempfänger oder militärische Empfänger nutzen die Tatsache, daß die Signalausbreitungsgeschwindigkeit der Ionospäre stark frequenzabhängig ist. Hierzu wird das militärische Signal auf zwei Frequenzen (L_1und L_2) abgestrahlt. Aus deren Laufzeitdifferenz kann eine verbesserte Ionosphärenkorrektur durchgeführt werden. Der Restfehler in diesem Fall liegt bei etwa 0.5 m.

Satellitenkonstellation

Um eine weltweite Verfügbarkeit zu erreichen, muß eine Satellitenkonstellation so gewählt werden, daß möglichst an jedem Ort mindestens vier Satelliten sichtbar sind. Das amerikanische „Global Positioning System“ (GPS) verwendet eine „Medium-Earth-Orbit“ (MEO)-Satellitenkonstellation. Hierbei umkreisen 24 Satelliten die Erde in 6 Ebenen. Die Bahnhöhe beträgt 20200 km, die Umlaufszeit etwa 12 h. Hierdurch ist gewährleistet, daß zu jedem Zeitpunkt mindestens vier Satelliten sichtbar sind.

2.1.2 Master-Control-Station

Die Master-Control-Station des GPS-Systems befindet sich in Colorado Springs. Sie hat die Aufgabe alle Satelliten zu positionieren, zu überwachen und diese mit den benötigten Daten zu versorgen. Hierzu steht sie in Kontakt zu anderen Bodenstationen in Hawaii, Kwajalein, Ascencion und Diego Garcia, die wiederum den Kontakt zu den Satelliten halten. Die wichtigste Aufgabe der Master-Control-Station ist es, die Systemzeit zu erzeugen. Hierzu werden mehrere Atomuhren verwendet, die entspechend gewichtet, die Systemzeit ergeben. Weiterhin müssen die Position der Satelliten und deren Uhrenfehler bestimmt werden.

Positionsbestimmung der Satelliten

Zur Bestimmung der Satellitenposition verwendet die Master-Control-Station die Bodenstationen. Wenn vier Bodenstationen denselben Satelliten zur selben Zeit empfangen würden, so könnten sie quasi durch Umkehrung von Gleichung 2.1 die Position des Satelliten bestimmen. Tatsächlich geschieht diese Messung jedoch sequentiell, was insofern unproblematisch ist, als sich die Satellitenbahn nicht schnell ändert [2]. Hierbei fällt natürlich wiederum die Zeit der Satellitenuhr an. Für weitere Details sei an dieser Stelle auf [2, 3] verwiesen.

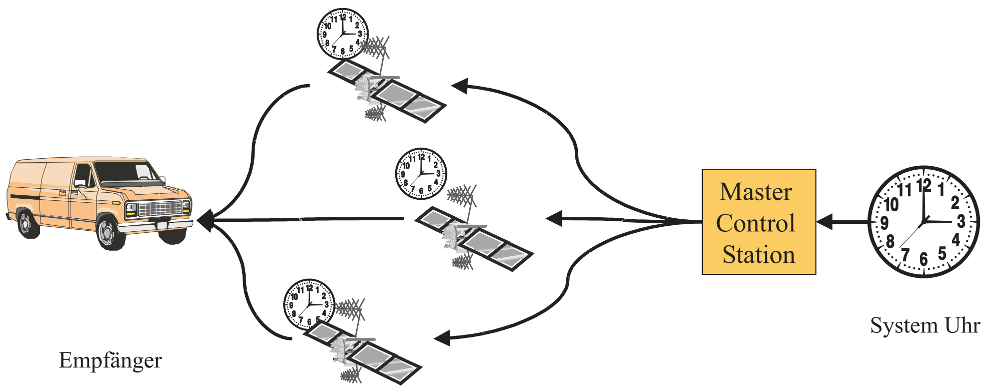

Abbildung 2.2: GPS-Systemzeit und deren Verteilung.

Zeitbasis der Satelliten

Jeder Satellit besitzt eine Atomuhr, die ein hochgenaues Zeitsignal erzeugt. Dieses Zeitsignal wird für die Erzeugung sowohl von Sende- und Datensignal als auch der Trägerfrequenz verwendet. Daten-, Sendesignal und Trägersignal eines Satelliten sind somit kohärent. Der Uhrenfehler jedes einzelnen Satelliten wird von der Master-Control-Station bestimmt und an den jeweiligen Satelliten zur Übertragung weitergeleitet (siehe Abbildung 2.2). Es sind diese Daten, die der jeweilige Satellit in Form von Uhrenmodellen aussendet.

2.1.3 Navigieren heißt Synchronisieren!

Um die Laufzeit des Signals zu schätzen, muß der Empfänger das Satellitensendesignal nachbilden. Er erhält bei bestmöglicher Nachbildung die geschätzte Laufzeit $\hat{\tau}$ und kann so die Entfernung bestimmen. Diese Aufgabe ist in der Nachrichtentechnik als Synchronisation bekannt. Sie bekommt jedoch bei der Navigation eine wesentlich höhere Bedeutung.

Bei der Datenübertragung muß nur so genau synchronisiert werden, bis sich die Bitfehlerrate nicht mehr wesentlich verringert. Dieses ist typischerweise bei ca. 1/20 der Bitdauer der Fall. So ist es beispielsweise bei einer Datenrate von 1 Mbit/s ausreichend, mit einer Genauigkeit von 50 ns zu synchronisieren. In der Navigation geht die Synchronisationsgenauigkeit direkt in die Positionsgenauigkeit ein. Synchronisationsgenauigkeiten im Nanosekunden-Bereich sind daher gängig, da eine Fehlsynchronisation um eine Nanosekunde (entsprechend $\frac{1}{1000}$ Chip) bereits einem Entfernungsfehler von 30 cm verursacht. Durch die dann fehlerhafte Auswertung der Navigationsgleichung entsteht schnell ein Positionsfehler von bis zu 2 m.

Der Empfänger synchronisiert alle Satelliten unabhängig. Erst zur tatsächlichen Positionsbestimmung werden die Meßdaten zusammengeführt. Für die Untersuchung der Leistungsfähigkeit in Abhängigkeit von den Signalparametern genügt es daher, sich auf eine Übertragungsstrecke zu beschränken und die anderen Übertragungsstecken als äquivalent zu betrachten.

2.1.4 Kriterien zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit

Bei der Bestimmung der Leistungsfähigkeit von Satellitennavigationssystemen sind die Varianz und der Mittelwert des Entfernungsfehlers die entscheidenden Größen, um verschiedene Verfahren oder Systemteile vergleichen zu können.

2.1.5 Signalstruktur des „Global-Positioning-Systems“

Das GPS-Signal besteht aus zwei Teilen, einem militärischem und einem zivilen Teil. Im folgenden soll stets nur der zivile betrachtet werden.

Aus Nachrichtentechnischer Sicht ist GPS ein CDMA[1]-Verfahren, dessen Strukturparameter für die Navigation optimiert sind. Bei diesem Verfahren wird ein Datensignal mittels einer Spreizfolge $c(t)$ spektral gespreizt und auf ein Trägersignal $t(t)$ aufmoduliert (siehe auch [4]). Die Verwendung unterschiedlicher Spreizcodes mit möglichst guten Kreuzkorrelationseigenschaften erlaubt dem Empfänger die unterschiedlichen Satelliten zu unterscheiden und einzeln zu empfangen.

Ausgehend von der Satellitenuhr werden drei kohärente Systemfrequenzen erzeugt, um das Datensignal, die Spreizfolge und den Träger kohärent erzeugen zu können (siehe Abbildung 2.3). Es werden erzeugt:

1. $1,023$ MHz zur Erzeugung des Spreizcodes $c(t)$,
2. 50 Hz zur Erzeugung des Datensignals $d(t)$,
3. $1.575,42$ MHz zur Erzeugung des Trägers $t(t)$.

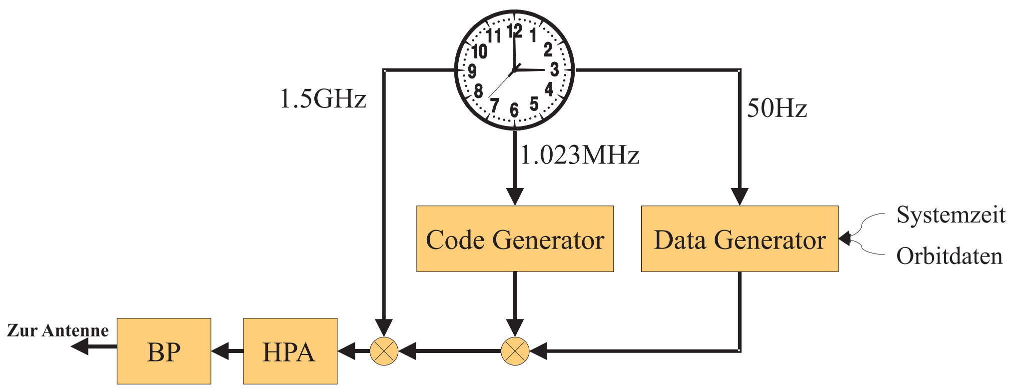

Abbildung 2.3: Schematische Erzeugung des GPS-Sendesignals.

Das Sendesignal s_{sat} ergibt sich somit zu:

$$s_{sat}(t) = c(t) \cdot d(t) \cdot t(t) \tag{2.2}$$

2.1.6 Signaltechnischer Hintergrund des GPS-Systems

Aus signaltechnischer Sicht ist GPS ein CDMA-System[2]. Wie in Abbildung 2.4 zu sehen ist, wird eine Datensequenz mittels eines Spreizcodes gespreizt und auf die Trägerfrequenz umgesetzt. Dennoch gibt es Unterschiede zu Kommunikationssystemen, die nach dem CDMA-Verfahren arbeiten:

- Die verwendeten Oszillatoren weisen eine sehr hohe zeitliche Konstanz auf.
- Das Verhältnis aus Datenrate und Chiprate des Spreizcodes ist extrem gering: $\frac{50 Bit/s}{1 MChip/s}$.
- Die hieraus resultierende Bandbreite ist, gemessen an der Datenrate, extrem groß: 20 MHz Sendebandbreite[3] für eine Datenübertragung von 50 Bit/s.

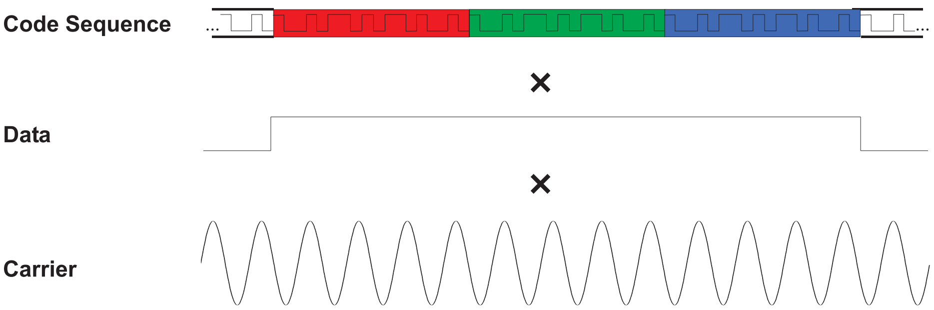

Abbildung 2.4: GPS-Signalerzeugungsprinzip (nicht maßstäblich).

Die Parameter des GPS-Systems sind so gewählt, daß sie bestmöglich für die Synchronisation geeignet sind. Die Datenübertragung ist eher ein Nebenaspekt. Die genauen Parameter des Systems sind:

- Codewortlänge L_{code}=1023 Chips, bei einer
- Chiprate $f_{\text{chip}} = 1{,}023$ MChip/s entspricht das einer
- Codewortdauer von $T_{code} = 1$ ms.
- Chipdauer T_c=1 μs,
- Dauer eines Datenbits $T_{Data} = 20$ ms,
- Trägerfrequenz L_1: 1563-1587 Mhz, L_2: 1215-1237 MHz,
- Prozeßgewinn [4] G $= \frac{T_{code}}{T_c} = \frac{1\ \mathrm{ms}}{1\ \mu\ \mathrm{s}} = 30$ dB,
- Bandbreite $B = 20$ MHz (siehe Abbildung 2.5),
- Elementarsymbol: Als Modulationspuls wurde ein Rechteckimpuls mit einer Bandbegrenzung auf 20 MHz verwendet.
- Datenübertragung: 50 bit/s (BPSK)

2.2 Kanal

2.2.1 Kanalmodellierung

Der Empfang eines Signals über mehrere Ausbreitungspfade (Mehrwegeempfang) beeinträchtigt die Bestimmung der Position. Dieser Punkt wird in Abschnitt 5.3 untersucht. Im folgenden sollen die Effekte des Mehrwegeempfangs näher beleuchtet werden. Ausgehend vom allgemeinsten Fall werden hier spezielle Mehrwegekanäle für Navigationssysteme entwickelt.

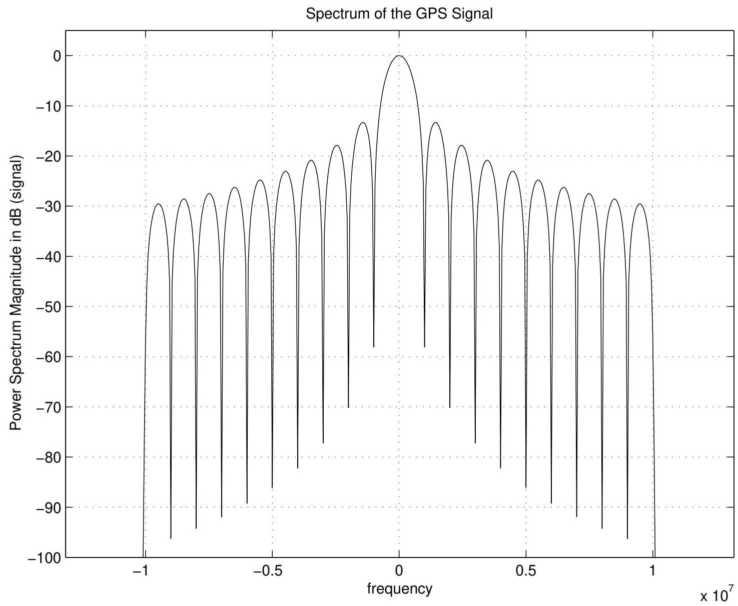

Abbildung 2.5: GPS-Signal im Frequenzbereich.

Grundlagen des Fadingkanals

Abbildung 2.6 zeigt eine klassische Mehrwegeempfangssituation. Ein mobiler Empfänger bewegt sich in einem Umfeld, in dem er zusätzlich zum direkten Pfad das Sendesignal über Reflexionen aus seiner Umgebung empfängt. Diese Reflexionen erreichen den Empfänger z.B. aus der direkten Umgebung der Antenne (Autodach usw.), von Häusern, Bäumen, Bergen oder über die Bodenreflexion.

Sei $h(t, \tau)$ die Übertragungsfunktion eines Mehrwegekanals so, daß das Empfangssignal

$$r(t) = h(t, \tau) * s(t) \tag{2.3}$$

durch Faltung mit dem Sendesignal $s(t)$ errechnet werden kann. Sei

$$\varphi_{hh}(\tau, \Delta t) = E[h(\tau, t)h^*(\tau, t + \Delta t)] \tag{2.4}$$

die Autokorrelationsfunktion der Übertragungsfunktion, so ergibt sich durch Fouriertransformation

$$S_h(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{hh}(\tau, \Delta t) e^{-j2\pi f_D \Delta t} \, d\Delta t. \tag{2.5}$$

die sogenannte scattering-Funktion, die den Mehrwegekanal klassifiziert.

[1] Code Division Multiple Access

[2] Die einzelnen Satelliten verwenden zur Separierung verschiedene Spreizcodes

[3] bei GPS werden 10 Nebenkeulen des Rechteckspektrums übertragen.

[4] Mit Prozeßgewinn ist hier der Gewinn bezüglich der Integration über ein Codewort gemeint. Dieser Wert steht in Abweichung zu einer CDMA-Datenübertragung, bei der die Integrationsdauer die Bitdauer ist.

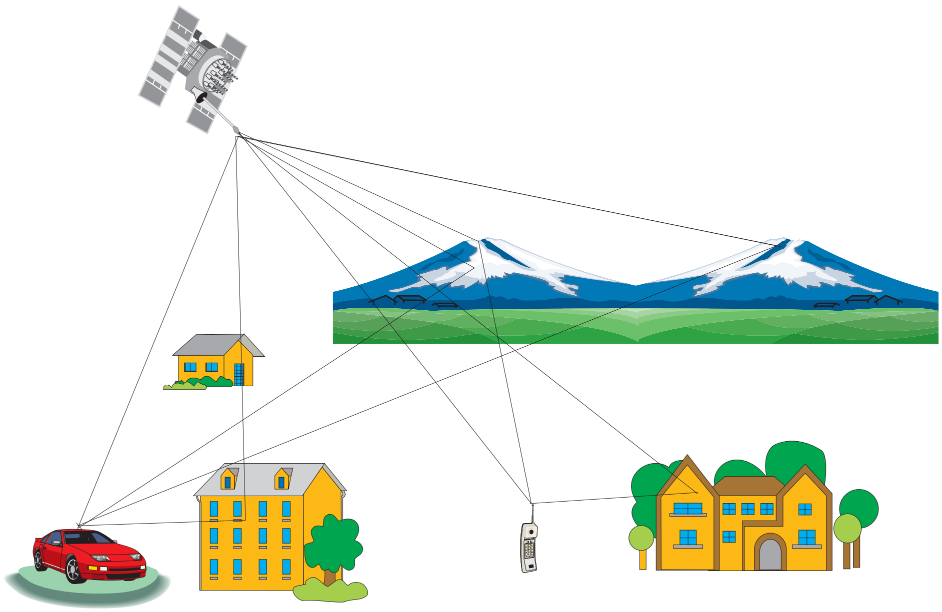

Abbildung 2.6: Mehrwegeempfang für einen mobilen Empfänger .

Diese Funktion gibt sowohl ein Dopplerspektrum für jede vorgegebene Verzögerung τ als auch ein Verzögerungsleistungsdichtespektrum

$$|S_h(\tau)|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\varphi_{hh}(\tau, \Delta t) e^{-j2\pi f_D \Delta t}\right)^2 \; d\Delta t \; df_D. \tag{2.6}$$

Abbildung 2.7 zeigt ein Beispiel für ein Verzögerungsleistungsdichtespektrum. Hierbei wird angegeben, wie wahrscheinlich es ist, daß ein Echo für eine bestimmte Verzögerung existiert.

Neben dem Verzögerungsleistungsdichtespektrum ist auch das Dopplerleistungsdichtespektrum von entscheidender Wichtigkeit. Das Dopplerleistungsdichtespektrum gibt die Wahrscheinlichkeit des Auftretens einer bestimmten Dopplerfrequenz an. Abbildung 2.8 zeigt die Situation des Empfängers: Der Empfänger bewegt sich in eine bestimmte Richtung. Ihn treffen Reflexionen von allen Seiten in unterschiedlicher Stärke und Wahrscheinlichkeit. Die Dopplerverschiebung eines einzelnen Pfades i mit dem Einfallsvektor $\vec{e_i}$, bei einer Geschwindigkeit $\vec{v}$ und einer Sendefrequenz f_s ist

$$f_i = \frac{\vec{v} \cdot \vec{e_i}}{c_0} \cdot f_s. \tag{2.7}$$

Der Bereich der auftretenden Dopplerverschiebungen ist begrenzt. Die kleinste vorkommende Dopplerverschiebung f_D erfährt ein Signal, das einen mobilen Empfänger in Bewegungsrichtung erreicht, mit $f_{min} = f_s(1 - \frac{|v|}{c_0})$. Die größtmögliche Verschiebung entsteht bei einem Einfall entgegen der Bewegungsrichtung: $f_{max} = f_s(1 + \frac{|v|}{c_0})$. Alle anderen Fälle ergeben durch das Skalarprodukt $\vec{v} \cdot \vec{e_i}$ Werte im Bereich zwischen den beiden Extremen. Die Dopplerbandbreite ΔB ist also $\Delta B = 2 \cdot \frac{|\vec{v}|}{c_0} \cdot f_s$.

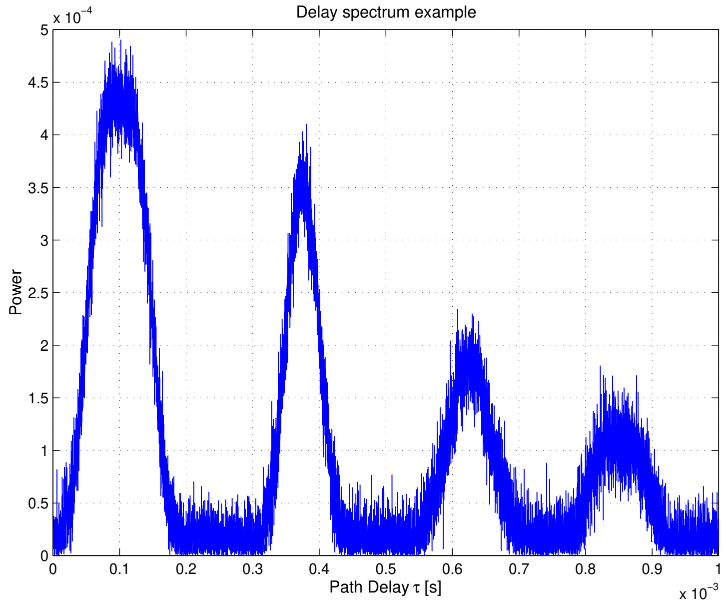

Abbildung 2.7: Beispielhaftes Verzögerungsleistungsdichtespektrum eines Modellkanals. Deutlich zu sehen sind diejenigen Bereiche, in denen ein relevanter Anteil an reflektierter Leistung vorliegt.

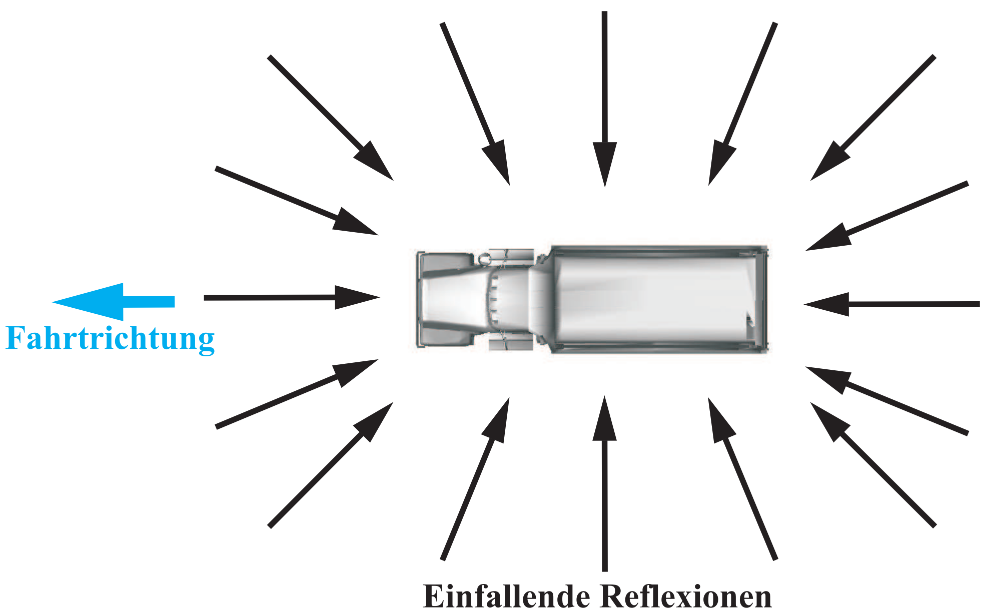

Abbildung 2.8: Einfallende Reflexionen auf ein sich bewegendes Fahrzeug.

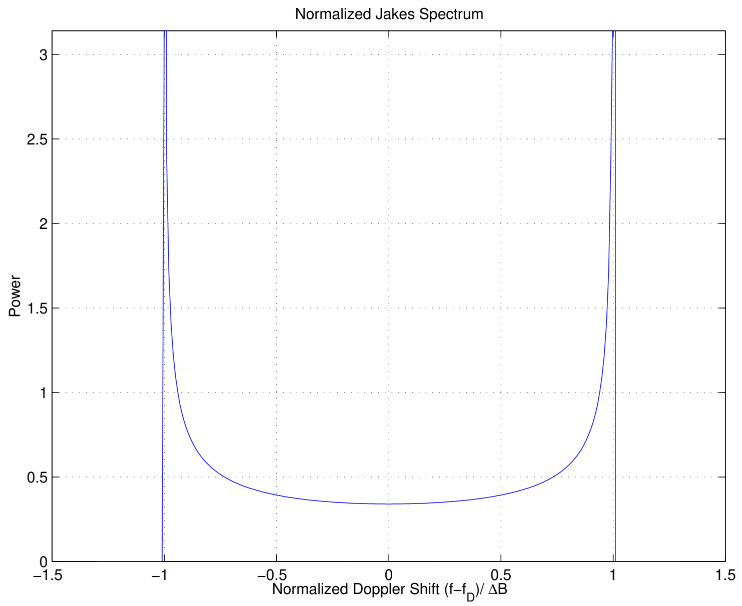

Abbildung 2.9: „Jakes"-Dopplerleistungsdichtespektrum.

Geht man von einer Gleichverteilung der einfallenden Reflexionen bezüglich des Einfallswinkels θ und einheitlicher Leistung ($P(\theta) = const$) aus, so ergibt sich gemäß [5] das sogenannte „Jakes-Spektrum":

$$P(f_D) = \begin{cases} \dfrac{\text{const}}{\sqrt{1-\left(\frac{f_D}{f_{D\,max}}\right)^2}} & \text{für alle } |f_D| < f_{D\,max} \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \tag{2.8}$$

Dieses Spektrum ist in Abbildung 2.9 normiert abgebildet.

Arten des Fadings

In Abbildung 2.10 ist eine beispielhafte Impulsantwort $h(t)$ für einen Fading-Kanal dargestellt. Korreliert der Empfänger mittels seines Matched-Filters das Empfangssignal $r(t)$, so ergibt sich am Ausgang des Matched-Filters:

$$\begin{aligned} s_{\mathrm{MF}}(t) &= \underbrace{(s(t) * h(t))}_{r(t)} * s(-t) \\ &= \underbrace{\varphi_{ss}(t)}_{\text{AKF}} * \underbrace{\Big(h(t) * s(-t)\Big)}_{\text{Mehrwege-Anteil}} \;. \end{aligned} \tag{2.9}$$

Das Sendesignal wird also durch den Kanal „verschmiert". Für den in Gleichung 2.9 erwähnten Mehrwegeanteil ist es aber nun von entscheidender Bedeutung, wie das Verhältnis der Symboldauer zur maximalen Echolaufzeit ist.

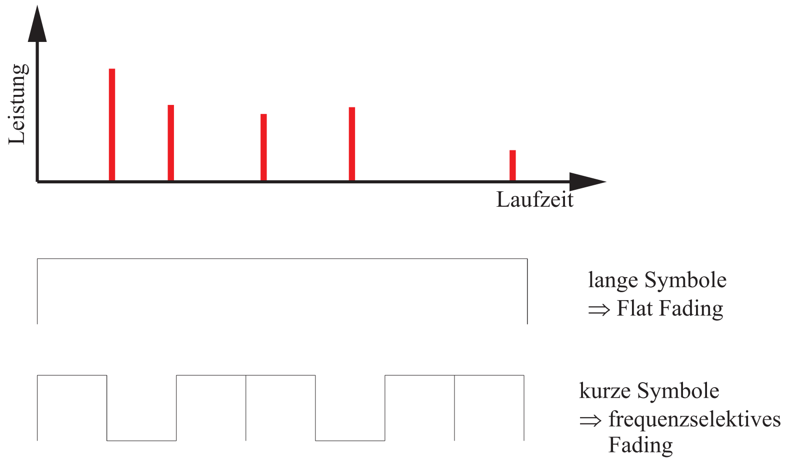

Abbildung 2.10: BPSK-Übertragung über einen Fading-Kanal - gezeigt wird das Verhältnis der Dauer eines Datenbits im Vergleich zur Dauer der Reflexionen.

Flat Fading Ist die Symboldauer sehr groß im Verhältnis zur Echodauer, so interferieren die Echos nur innerhalb eines Symboles miteinander. Es gibt nur eine Auswirkung auf die Empfangsamplitude bzw. Empfangsleistung und Phase. Eine Interferenz zwischen den einzelnen Symbolen besteht nicht. Man spricht hier von „Flat-Fading“ (siehe auch [4, 6]).

Diese Art von Fading kann leicht modelliert werden: Da es keine Inter-Symbol-Interferenz gibt, genügt es, den Einfluß auf die Amplitude und Phase nachzubilden. Abbildung 2.11 zeigt den nötigen Versuchsaufbau: Zunächst wird ein komplexes weißes Gaußsches Rauschen erzeugt. Dieser Prozeß

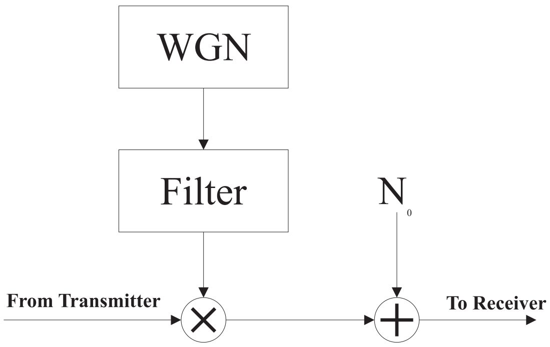

Abbildung 2.11: Modell des Flat-Fading-Kanals.

hat bereits die geforderte Gleichverteilung in der Phase und die Rayleighverteilung in der Amplitude. Durch Filterung wird diesem Signal ein Spektrum aufgeprägt. Dabei entsteht eine zeitliche Korrelation der Abtastwerte. Hierzu wird ein Filter verwendet, das das Dopplerleistungsdichtespektrum approximiert. Leistungsfähige Filter können in [7] gefunden werden.

Das so erzeugte Signal besitzt immer noch eine Rayleigh-verteilte Amplitude und eine gleichverteilte Phase; im Zeitbezug spiegelt sich nun aber das Dopplerleistungsdichtespektrum wieder. Die Abbildungen 2.12 und 2.13 zeigen die Verteilungsfunktionen eines multiplikativen Rauschprozesses. Die Abbildungen 2.14 und 2.15 zeigen dessen Phase und Leistung als Zeitverlauf. Deutlich sind in Abbildung 2.14 die großen Leistungseinbrüche zu sehen. Diese werden oft als „Fading-Löcher“ bezeichnet.

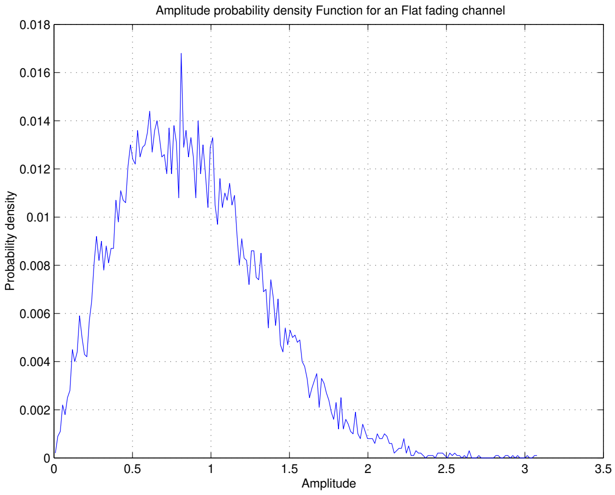

Abbildung 2.12: Typische Amplitudenverteilungsdichtefunktion eines gemessenen Fading-Prozesses ohne Rauschen.

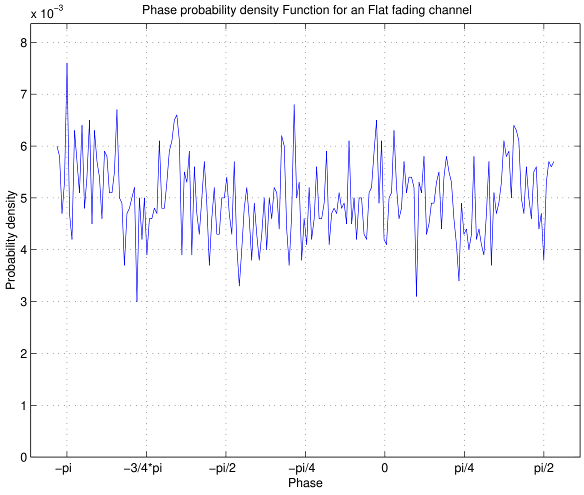

Abbildung 2.13: Typische Phasenverteilungsdichtefunktion eines gemessenen Fading-Prozesses ohne Rauschen.

Frequenzselektives Fading Ist die Echolaufzeit deutlich größer als die Symboldauer, so tritt Inter-Symbol-Interferenz auf. Hierbei überlagern sich die einzelnen Symbole. Der Empfang wird dadurch gestört. Diese Tatsache schlägt sich auch im Modell nieder:

Hierzu wird das Verzögerungsleistungsdichtespektrum in Abschnitte unterteilt, die in etwa der Symboldauer entsprechen. Innerhalb dieser Abschnitte entstehen so neue Unterkanäle, die sich als Flat-Fading-Kanäle modellieren lassen, da innerhalb dieses Bereiches keine Intersymbolinterferenz auftritt. Abbildung 2.16 zeigt das Verzögerungsleistungsdichtespektrum aus Abbildung 2.7, unterteilt in Abschnitte der Symboldauer. Deutlich ist zu sehen, daß nur die Abschnitte $N = 2, 3, 8, 13, 17$ und 18 einen relevanten Beitrag liefern. Alle anderen Abschnitte können unberücksichtigt bleiben.

Jeder dieser Abschnitte wird wiederum als Flat-Fading-Kanal modelliert. Um allerdings die mittlere Verzögerung des Abschnitts zu berücksichtigen, wird ein zusätzliches Delay-Glied eingeführt (siehe auch Abbildung 2.17).

Da sich alle dieser Unterkanäle ungestört überlagern, können sie in einem Kanalmodell zusammengefaßt werden. Dieses wird als „**Wide-Sense-Stationary-Uncorrelated-Scattering**“-Kanal (WSSUS-Kanal) approximiert [8].

In diesem Kanalmodell wird das eingehende Signal durch eine Kaskade von Delays („tapped delay line“) stufenweise verzögert (siehe Abbildung 2.18). Die jeweiligen verzögerten Signale werden als Flat-Fading behandelt und wie beschrieben realisiert. Am Ende wird das Ausgangssignal durch Summation gebildet. Neben dieser klassischen Realisierung ist es auch möglich, das multiplikative Rauschen durch effektive Verfahren, wie beispielsweise in Anhang A beschrieben, zu realisieren. Alle Simulationen, die in dieser Arbeit durchgeführt wurden, verwenden dieses effiziente Verfahren.

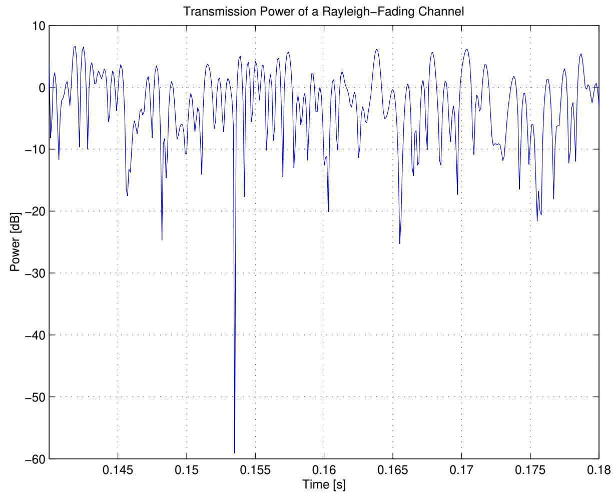

Abbildung 2.14: Typische zeitvariante Leistung eines gemessenen Fading-Prozesses ohne Rauschen.

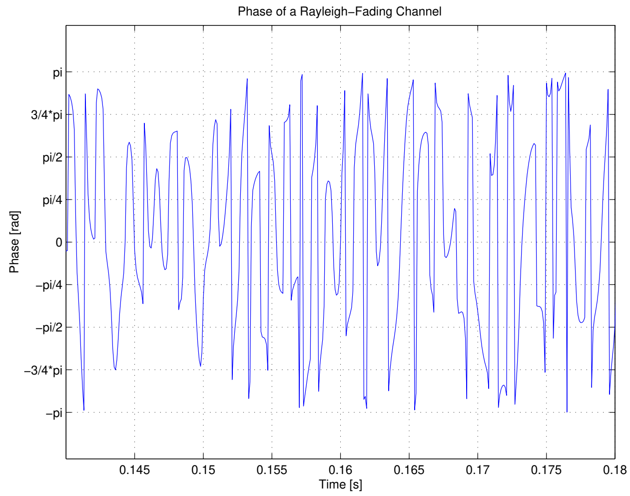

Abbildung 2.15: Zeitvariante Phase des Flat-Fading-Prozesses.

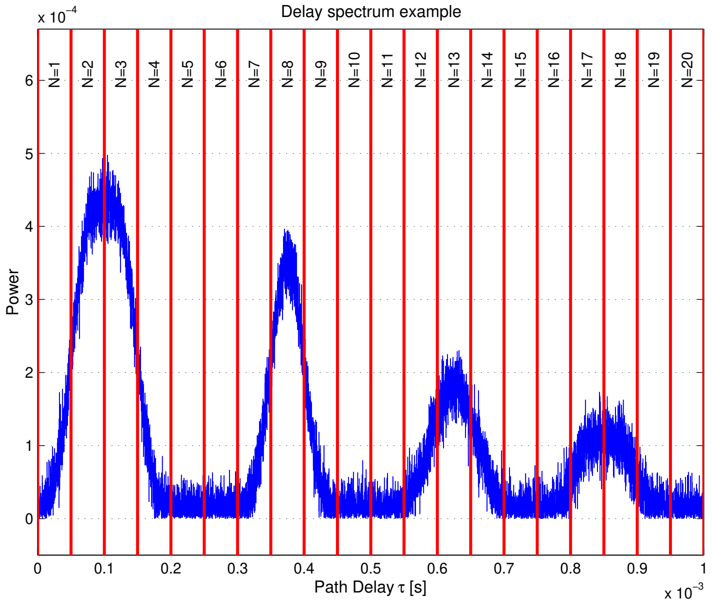

Abbildung 2.16: Unterteilung des Verzögerungsleistungsdichtespektrums aus Abbildung 2.7 in Abschnitte der Symboldauer.

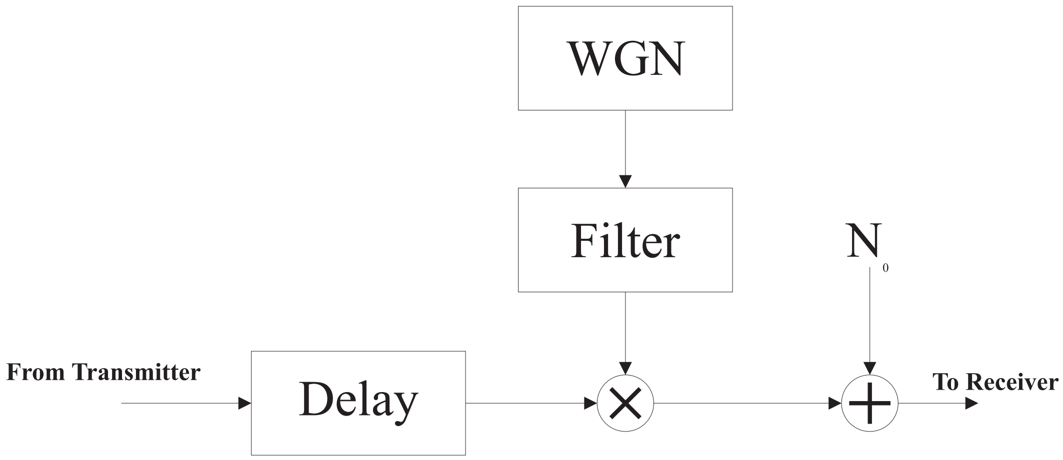

Abbildung 2.17: Realisierung eines zusammengefaßten Delaybereiches aus Abbildung 2.16.

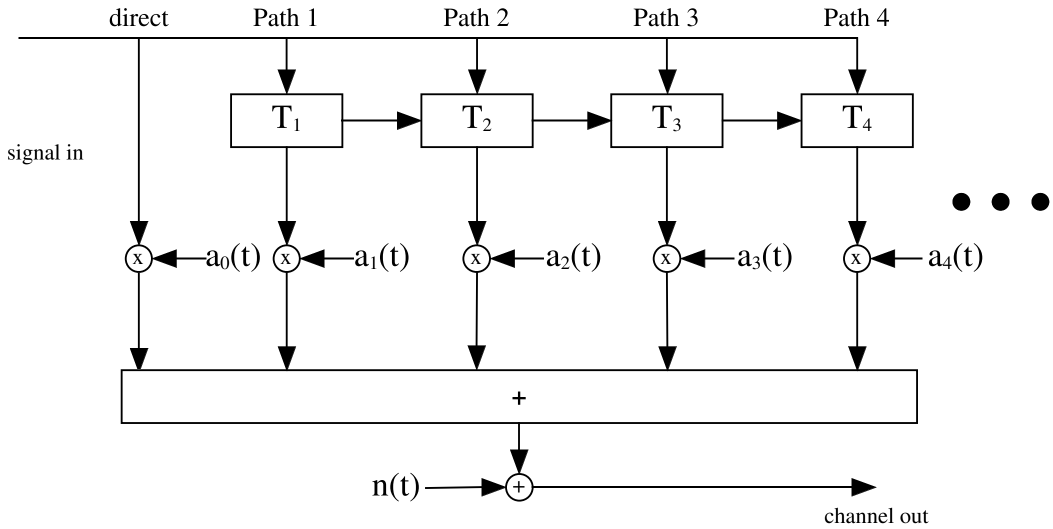

Abbildung 2.18: WSSUS-Kanalmodell.

2.2.2 Musterkanäle für Navigationssysteme

Da Navigationssysteme sehr breitbandige Signale verwenden, reicht eine Modellierung mittels Rayleigh- oder Rice-Kanals nicht mehr aus. Vielmehr muß der Kanal als frequenzselektiver Kanal angesehen werden. Eine Modellierung als WSSUS-Kanal wäre günstig. Hierzu stellt A. Jahn in [9] folgendes fest: „Die Stationarität im erweiterten Sinne (WSS) setzt voraus, daß die AKF des LMS[5]-Kanals nicht von den Zeitpunkten $t_{1,2}$ abhängt, sondern nur von der Zeitdifferenz $\Delta t = t_1 - t_2$. Im Frequenzbereich sind damit Echopfade mit unterschiedlicher Dopplerfrequenz $f_{D_{1,2}}$ unkorreliert. Die Annahme der unkorrelierten Streuung (US) besagt, daß Signalanteile mit unterschiedlichen Laufzeiten $\tau_{1,2}$ in Betrag und Phase unkorreliert sind. Somit ist nur der Frequenzunterschied $\Delta f = f_2 - f_1$ für die AKF bestimmend. Beide Annahmen erscheinen wegen den physikalischen Gegebenheiten (räumliche Entfernung der Streukörper und langsam veränderliche Umgebung) sinnvoll und wurden für LMS-Kanäle durch Messungen bestätigt [10, 11].“

Aufgrund dieser Messungen werden die folgenden Musterkanäle für die Navigation auch als WSSUS-Kanäle approximiert. Für die Anwendung zur Simulation von Navigationssystemen werden ähnlich wie bei [12] spezielle Musterkanäle definiert [13] und fanden auch in [14, 1] Anwendung. Im folgenden werden die relevanten Szenarien definiert:

- Übertragungskanal Satellit - Flugzeug, wobei zwischen
  - Flugzeug im Flug (En-Route-Kanalmodell),
  - Flugzeug im Landeanflug und (Final-Approach-Kanalmodell),
  - Flugzeug beim Rollen unterschieden wird.
- Übertragungskanal in städtischer Umgebung (Urban-Kanalmodell). Hierbei wird zwischen
  - Fußgänger und
  - Kfz bei mittlerer Geschwindigkeit unterschieden.
- Übertragungskanal in ländlicher Umgebung (Rural-Kanalmodell)
  - Kfz bei größerer Geschwindigkeit

Um die Anzahl der Kanalmodelle möglichst gering zu halten, wird auf die Definition eines „Taxi-Kanals“[6] verzichtet, da sich dieser ähnlich verhält wie ein Kanal im städtischen Bereich.

Im folgenden sollen die WSSUS-Parameter Pfad-Delay, Pfadleistung, Dopplerleistungsdichtespektrum und Bandbreite für die einzelnen Kanalmodelle festgelegt werden (vergleiche auch [13]).

Gemeinsamkeiten der Kanalmodelle Allen Kanalmodellen ist gemeinsam, daß die Leistung des direkten Pfades auf 0 dB normiert ist. Alle Dopplerleistungsdichtespektren sind durch Spektren modelliert, die im Frequenzbereich duch eine Rechteckfunktion repräsentiert werden. Sie unterscheiden sich nur in der Bandbreite. Da die Laufzeit der sehr nahen Reflexionen sehr klein gegenüber der Chipdauer ist, kann deren Verzögerung nicht mehr aufgelöst werden. Daher werden sie mit einer Verzögerung von 0 s gegenüber dem direkten Pfad modelliert.

[5] **L**and **M**obile **S**atellite

[6] Gemeint ist das Rollen eines Flugzeugs am Boden (engl. „to taxi“)

En-Route-Kanalmodell

Dieses Kanalmodell modelliert ein Flugzeug auf Reiseflughöhe (ca. 33000 ft=10km) und besteht aus folgenden Komponenten:

- Direkter Pfad,
- Reflexionen in der unmittelbaren Umgebung der Antenne,
- Reflexionen an der Flugzeuggeometrie und
- dem Bodenecho.

Für die Leistung der Reflexionen aus der unmittelbaren Umgebung der Antenne wird ein Wert von -15 dB, bezogen auf den direkten Pfad, angenommen.

Für die Reflexionen an der Flugzeuggeometrie wird eine Echolaufzeit gewählt, die einer Umweglänge von 15 m entspricht. Die Leistung wird als „Worst-Case-Abschätzung“ mit -3 dB angenommen. Zur Modellierung der Relativbewegung des Systems Flugzeug und Satellit wird die Dopplerbandbreite mit 1 Hz abgeschätzt.

Für die Modellierung des Bodenechos wird folgende Betrachtung angestellt: Die Laufzeit eines Signals eines in 10 km Höhe fliegenden Flugzeugs zum Boden und zurück beträgt $T = 20$ km$/c_0 = 6,67{\cdot}10^{-5}$ s. Die Dauer eines Code-Chips für das E-NAV-Band beträgt T=1/(3.069 MHz)=3,23$\cdot 10^{-7}$ s. Somit ist der Laufzeitunterschied deutlich größer als die Chipdauer. Laut [4] werden in einem CDMA-System diejenigen Echos eines Mehrwegekanals nahezu vollständig unterdrückt, die weiter als eine Chipdauer entfernt liegen. Daher braucht das Bodenecho nicht im Modell berücksichtigt zu werden.

Die Parameter für dieses Kanalmodell sind in Tabelle 2.1 und in Abbildung 2.19 dargestellt.

Pfadbezeichnung	Pfadleistung	Delay	Bandbreite
Direkter Pfad	0 dB	-	-
Antennenumgebungsecho	-15 dB	-	1 Hz
Flugzeugstrukturecho	-3 dB	50 ns	1 Hz

Tabelle 2.1: Parameter des En-Route-Kanalmodells.

Final-Approach-Kanalmodell

Verringert sich im Landeanflug der Abstand zwischen Boden und Flugzeug und erreicht einen kritischen Wert, so ist das Bodenecho ab dieser Höhe in die Kanalmodellierung miteinzubeziehen. Diese kritische Höhe ist erreicht, sobald das Delay der Bodenreflexion kleiner wird als die Chipdauer des Navigationssystems. Somit ist die kritische Höhe

$$h_{krit} = \frac{c_0}{2 \cdot f_{chip}} = \frac{2,998 \cdot 10^8 m/s}{2 \cdot 3,069 MHz} = 48 \text{ m.} \tag{2.10}$$

Das Final-Approach-Kanalmodell ist also für Höhen zwischen 0 und 48 m anzuwenden.

Das „Final-Approach-Kanalmodell“ besteht aus:

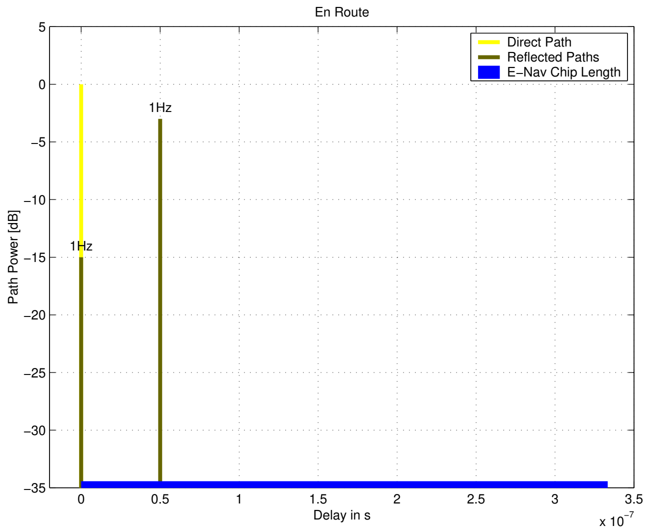

Abbildung 2.19: En-Route-Kanalmodell.

- Direkten Pfad,
- Reflexionen aus der unmittelbaren Umgebung der Antenne,
- Bodenecho und
- Reflexionen an Flughafengebäuden.

Um eine „Worst Case“-Abschätzung bezüglich der Flugzeugstrukturechos zu erhalten, wird die Leistung der Reflexionen aus der unmittelbaren Umgebung der Antenne mit -10 dB modelliert. Deren Dopplerbandbreite wird, wie beim En-Route-Kanalmodell (Abschnitt 2.2.2) mit 1Hz angenommen.

Für die Luftverkehrssicherheit ist die letzte Phase vor dem Aufsetzen besonders kritisch. Daher wird die modellierte Flughöhe mit 7 m angenommen. Der dann auftretende Umweg von 13 m entspricht einer Verzögerungszeit von 44 ns.

Abbildung 2.20 zeigt die prinzipielle Situation bei Reflexionen an Gebäuden auf dem Flughafengelände. Der Pfadumweg ergibt sich also bei einem Elevationswinkel von ε zu

$$\Delta L = D \cdot \cos(\varepsilon)\Big(1 + \cos(2\varepsilon)\Big), \qquad \text{mit } \varepsilon = \arctan\left(\frac{D}{h_\Delta}\right). \tag{2.11}$$

Über die Flugzeuggeometrie und die Bodenreflexion hinaus ist mit Echos von Gebäuden zu rechnen. Die Echolaufzeit entspräche somit dem doppelten Abstand zwischen Flugzeug und Gebäude. Abbildung 2.21 zeigt die in [15] veröffentlichten Bebauungshöchstgrenzen in der Umgebung von Landebahnen. Demnach dürfen sich bis 75 m neben der Landebahn keinerlei Objekte befinden. Von 75 m bis 390 m Entfernung steigt die zulässige Gebäudehöhe linear auf 45 m an. Daher ist der typische Abstand zwischen Flughafengebäude und der Landebahn größer als 100 m. Unter Zuhilfenahme von [15] kann dieser Wert bestätigt werden. Wie schon in Abschnitt 2.2.2 erwähnt, werden Echos mit Laufzeiten, die größer sind als die Chipdauer, von einem CDMA-System unterdrückt. Bei einer angenommenen Chiprate von 3,069 MHz ergibt sich eine Chipdauer $T_c = 1/3,069 \cdot 10^6$ Hz $= 3,2584 \cdot 10^{-7}$ s $\widehat{=}$ 97,6 m. Damit weist eine mögliche Reflexion an Gebäuden (Gleichung 2.11) auch für den Extremfall eine höhere Pfadlaufzeit auf als die Chipdauer.

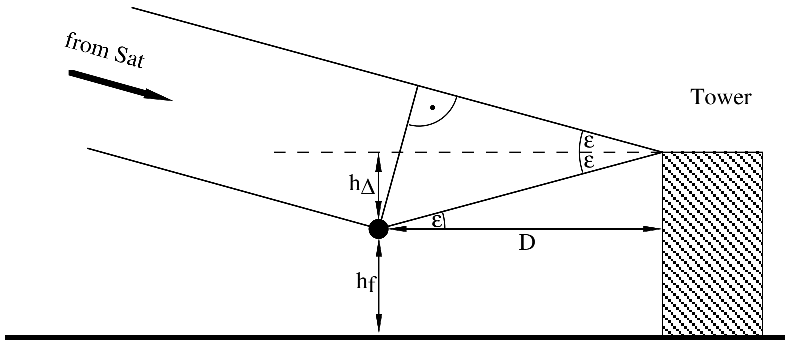

Abbildung 2.20: Schematische Darstellung einer Reflexion am Flughafen.

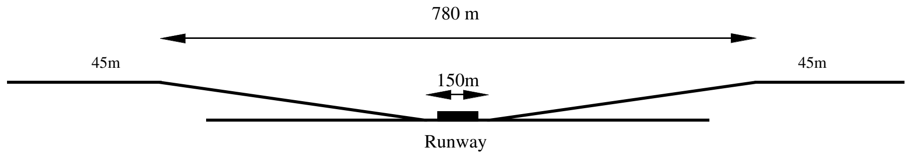

Abbildung 2.21: Bebauungsobergrenzen in der Umgebung von Flugplätzen.

Somit fallen Reflexionen an Gebäuden für einen Endanflug nicht ins Gewicht und müssen für das entsprechende Kanalmodell nicht berücksichtigt werden. Für die Dopplerbandbreite des Bodenechos ist die Geschwindigkeit des Flugzeuges maßgebend. Bei einer angenommenen Geschwindigkeit von 300 km/h und einer Trägerfrequenz von 1,5 GHz ergibt sich eine Dopplerbandbreite von 420 Hz. Das so definierte „Final-Approach-Kanalmodell“ ist in Tabelle 2.2 und in Abbildung 2.22 dargestellt.

Pfadbezeichnung	Pfadleistung	Delay	Bandbreite
direkter Pfad	0 dB	-	-
Antennenumgebungsecho	-10 dB	-	1 Hz
Bodenecho	-6 dB	44 ns	420 Hz

Tabelle 2.2: Parameter des Final-Approach-Kanalmodells.

Urban-Kanalmodell

Für die Modellierung der städtischen Kanäle kann auf eine ausreichende Anzahl von Messungen zurückgegriffen werden. In den Veröffentlichungen [16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23] wurde der Kanal breitbandig vermessen. Zum Zwecke der Simulation werden zwei Mustertypen definiert: Urban (Car) und Urban (Pedestrian).

Das Urban-(Car)-Kanalmodell geht von einem Fahrzeug aus, das sich mit 50 km/h durch eine Stadt bewegt. Beim Urban-(Pedestrian)-Kanalmodell wird von einem Fußgänger ausgegangen, der sich

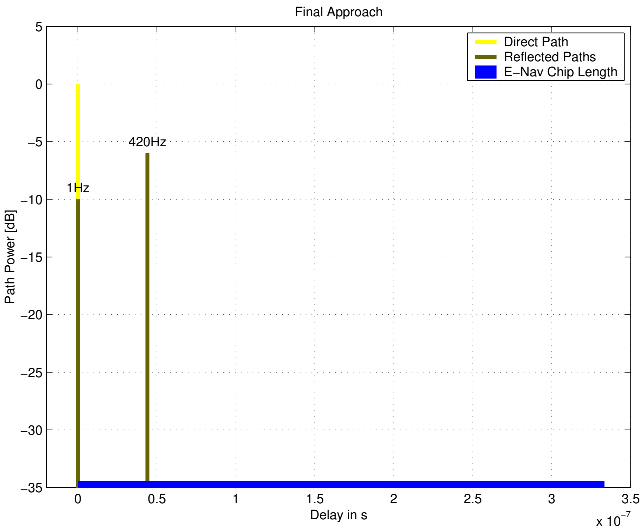

Abbildung 2.22: Final-Approach-Kanalmodell.

mit 2,8 km/h durch eine Stadt bewegt. Die entsprechenden Kanalparameter sind in den Tabellen 2.3 und 2.4 sowie in Abbildung 2.23 wiedergegeben.

Pfadbezeichnung	Pfadleistung	Delay	Bandbreite
direkter Pfad	0 dB	-	-
Antennenumgebungsecho	-7 dB	-	70 Hz
1. Umgebungsecho	-27 dB	60 ns	70 Hz
2. Umgebungsecho	-27 dB	100 ns	70 Hz
3. Umgebungsecho	-27 dB	130 ns	70 Hz
4. Umgebungsecho	-27 dB	250 ns	70 Hz

Tabelle 2.3: Parameter des Urban-(Car)-Kanalmodells.

Pfadbezeichnung	Pfadleistung	Delay	Bandbreite
direkter Pfad	0 dB	-	-
Antennenumgebungsecho	-7 dB	-	4 Hz
1. Umgebungsecho	-27 dB	60 ns	4 Hz
2. Umgebungsecho	-27 dB	100 ns	4 Hz
3. Umgebungsecho	-27 dB	130 ns	4 Hz
4. Umgebungsecho	-27 dB	250 ns	4 Hz

Tabelle 2.4: Parameter des Urban-(Pedestrian)-Kanalmodells.

Rural-Kanalmodell

Beim landmobilen Kanalmodell wird auf die auch schon beim Urban-Kanalmodell verwendeten Messungen zurückgegriffen. Hierbei wird von einer Autofahrt durch ein ländliches Gebiet mit 100 km/h ausgegangen. Die Kanalparameter des **Rural-Kanalmodells** sind in Tabelle 2.5 und Abbildung 2.24 wiedergegeben.

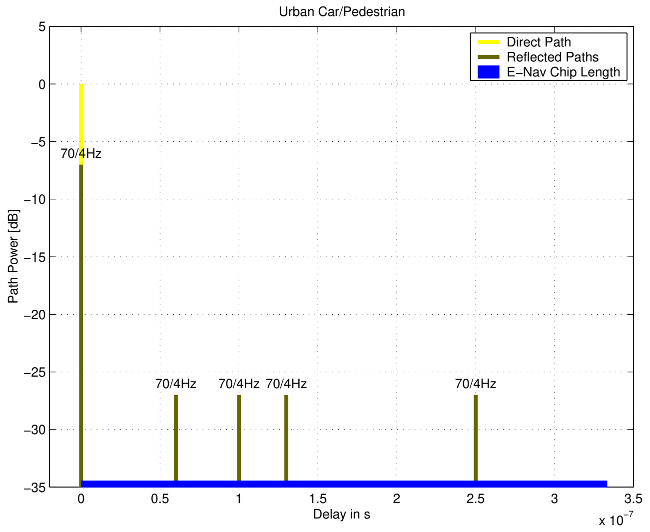

Abbildung 2.23: Urban-Kanalmodell.

Pfadbezeichnung	Pfadleistung	Delay	Bandbreite
direkter Pfad	0 dB	-	-
Antennenumgebungsecho	-6 dB	-	140 Hz
1. Umgebungsecho	-28 dB	100 ns	140 Hz
2. Umgebungsecho	-31 dB	250 ns	140 Hz

Tabelle 2.5: Parameter Rural-Kanalmodells.

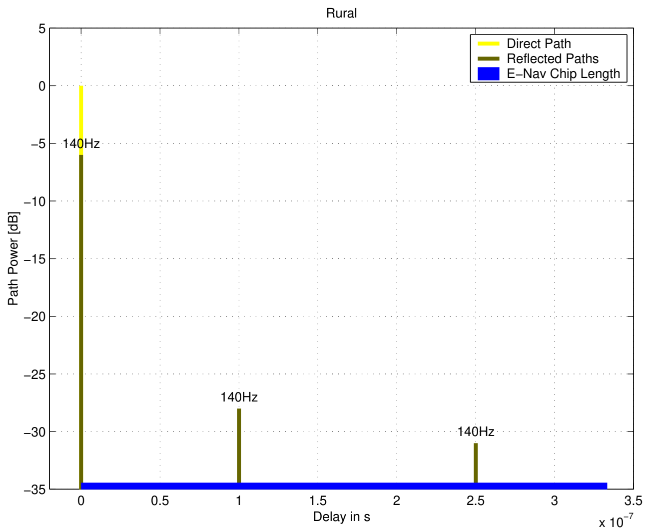

Abbildung 2.24: Rural-Kanalmodell.

2.3 Satellitennavigationsempfänger

2.3.1 Empfangstechnik eines GPS-Empfängers

Ein CDMA-System versendet periodisch Codeworte des Spreizcodes $c(t)$. Der bestmögliche Empfänger ist ein Matched-Filter-Empfänger, bei dem das Matched-Filter (MF) [4] das inverse conjungiert-komplexe Codewort $h_{\mathrm{MF}}(t)$ als Impulsantwort gespeichert hat (vergleiche Abbildung 2.25).

$$h_{\mathrm{MF}}(t) = c^*(-t) \tag{2.12}$$

Bei idealer Trägersynchronisation und Übertragung entsteht am Ausgang des MF die Autokorrelationsfunktion (AKF) des Sendesignals. Da die Autokorrelationseigenschaften des Spreizcodes (Gold-Code) sehr gut sind, besteht diese Funktion im wesentlichen aus einer Folge von „Deltaimpulsen",gefaltet mit der AKF des Elementarsymbols (bei GPS ein Rechteckimpuls). Die Aufgabe des Empfängers ist es, die Maxima des MF-Ausgangs zu finden. Das Ergebnis ist eine periodische Folge von Zeitmarken: Der Zeittakt des Satelliten.

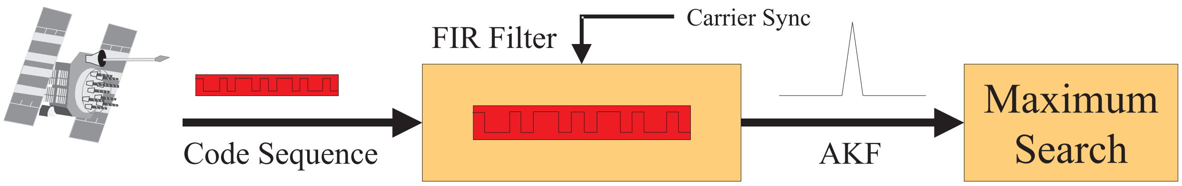

Abbildung 2.25: GPS-Empfänger mit Matched-Filter.

Da die Maximumsuche zu komplex ist, ist dieser Ansatz allerdings nicht realisierbar. Daher wird ein anderer Weg beschritten. Die Suche nach dem Maximum ist gleichbedeutend mit der Differenzierung des MF-Ausgangs und der Suche nach der Nullstelle. Da auch auch diese Operation mit erheblichem Rechenaufwand verbunden ist, wird die Differenzierung nur aproximiert. Sei $s(t)$ das Sendessignal und $\varphi_{\mathrm{SS}}(\tau)$ dessen Autokorrelationsfunktion, so kann deren Differenzierung folgendermaßen angenähert werden

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_{ss}(\tau)}{d\tau} &= \lim_{\Delta\to 0} \frac{\varphi_{ss}(\tau+\frac{\Delta}{2}) - \varphi_{\mathrm{ss}}(\tau-\frac{\Delta}{2})}{\Delta} \\ &\approx \frac{\varphi_{ss}(\tau+\frac{\Delta}{2}) - \varphi_{ss}(\tau-\frac{\Delta}{2})}{\Delta} = \frac{\Delta\varphi_{ss}(\tau)}{\Delta}. \end{aligned} \tag{2.13}$$

Die in Gleichung (2.13) angewandte Näherung wird auch als „Early-Late-Approximation" bezeichnet. Diese Approximation wird in Abbildung 2.26 illustriert. Dort ist zu sehen, wie durch die Wahl eines genügend kleinen Δ die Steigung $\frac{d\varphi_{ss}(\tau)}{d\tau}$ durch die Zweipunktnäherung immer besser approximiert wird.

Ein realer GPS-Empfänger wählt typischerweise das sogenannte „Early-Late-Spacing" in einem Bereich von $0,1 - 1$ Chip $\approx 0,1 - 1$ μs. Der Detektor eines Navigationsempfängers geht von einem „Test-Delay" $\hat{\tau}$ aus und errechnet mittels der in Gleichung (2.13) angegebenen Approximation den Wert des Detektorausgangs. Im folgenden versucht der Empfänger durch geeignete Variation des „Test-Delays" den Detektorausgang möglichst nahe bei 0 zu halten.

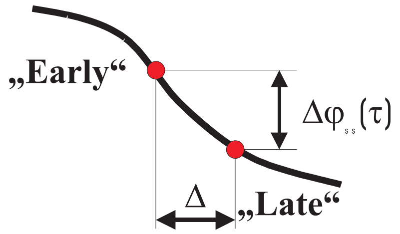

Abbildung 2.26: Early-Late-Approximation der Ableitung.

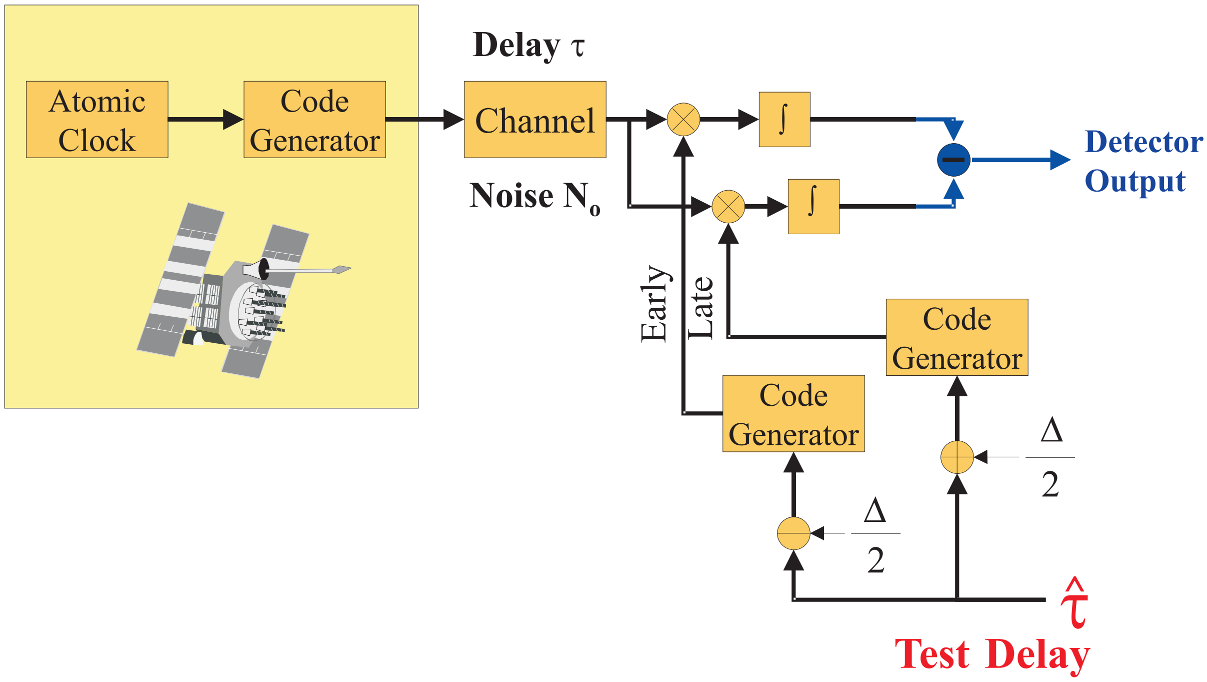

Abbildung 2.27: Emfänger, der die Early-Late-Approximation verwendet.

Nachdem der Detektorausgang nicht direkt berechnet werden kann, erzeugt der Empfänger drei Referenzsignale (vergleiche auch Abbildung 2.27. Das Inphase-Signal ist der besseren Verständlichkeit nicht abgebildet):

$$Inphase: \quad s_{\text{inphase}}(t) \quad = s_{ref}(t - \hat{\tau}) \tag{2.14}$$

$$Late: \quad s_{\text{late}}(t) \quad = s_{ref}(t - \frac{\Delta}{2} - \hat{\tau}) \tag{2.15}$$

$$Early: \quad s_{\text{early}}(t) \quad = s_{ref}(t + \frac{\Delta}{2} - \hat{\tau}) \tag{2.16}$$

Das vom Satelliten gesendete Signal $s(t)$ erreicht den Empfänger mit der Verzögerung τ. Das empfangene Signal kann also als $s(t - \tau)$ beschrieben werden.

Der Empfänger erzeugt durch Korrelieren einen Wert K an den Korrelatorausgängen:

$$\mathit{Inphase}: \quad K_{\text{inphase}}(\tau) = \int_0^{L_{code}\cdot T_c} s(t+\tau)\cdots_{inphase}(t)dt \tag{2.17}$$

$$\mathit{Late}: \quad K_{\text{late}}(\tau) = \int_0^{L_{code}\cdot T_c} s(t+\tau)\cdot s_{late}(t)dt \tag{2.18}$$

$$\mathit{Early}: \quad K_{\text{early}}(\tau) = \int_0^{L_{code}\cdot T_c} s(t+\tau)\cdot s_{early}(t)dt \tag{2.19}$$

Um Gleichung (2.13) zu approximieren, wird für den Detektorausgang D_{out} gebildet. Diese Bildung kann kohärent oder inkohärent erfolgen: Hierbei gilt: $\Delta\tau = \tau - \widehat{\tau}$.

Kohärente DLL:

$$\begin{aligned} D_{\text{out}}(\Delta\tau) &= re\Big(K_{late}(\Delta\tau) - K_{early}(\Delta\tau)\Big) \\ &= re\left(\int_0^{L_{code}\cdot T_c} s(t+\tau)\cdot s_{ref}\left(t-\frac{\Delta}{2}-\widehat{\tau}\right)dt - \int_0^{L_{code}\cdot T_c} s(t+\tau)\cdot s_{ref}\left(t+\frac{\Delta}{2}-\widehat{\tau}\right)dt\right) \\ &= re\left(\varphi_{ss}\left(\Delta\tau-\frac{\Delta}{2}\right) - \varphi_{ss}\left(\Delta\tau+\frac{\Delta}{2}\right)\right) \end{aligned} \tag{2.20}$$

Inkohärente DLL:

$$\begin{aligned} D_{\text{out}}(\Delta\tau) &= K_{late}(\Delta\tau)^2 - K_{early}(\Delta\tau)^2 \qquad (2.21) \\ &= \left(\int_0^{L_{code}\cdot T_c} s(t+\tau)\cdot s_{ref}\left(t-\frac{\Delta}{2}-\widehat{\tau}\right)dt\right)^2 - \left(\int_0^{L_{code}\cdot T_c} s(t+\tau)\cdot s_{ref}\left(t+\frac{\Delta}{2}-\widehat{\tau}\right)dt\right)^2 \end{aligned}$$

Abbildung 2.28 zeigt den Ausgang des Detektors $D_{\text{out}}(\Delta\tau)$ in Abhängigkeit der Verschiebung $\Delta\tau$. Diese Funktion wird oft auch als „Loop-S-Kurve“ bezeichnet. Hierbei ist zu beachten, daß hier nur ein Ausschnitt in der Größenordnung von Chips gezeigt ist. Die Funktion ist mit der Codelänge periodisch. Deutlich ist zu sehen, daß im Bereich von -1,5 Chip bis 1,5 Chip der Detektorausgang für jede positive Verschiebung $\Delta\tau$ positiv ist und für jede negative Verschiebung von $\Delta\tau$ negativ ist. Im Bereich von -0,5 Chip bis 0,5 Chip existiert für das GPS-Signal sogar ein fast linearer Zusammenhang:

$$D_{\text{out}}(\Delta\tau) = G_{\text{Detect}}\cdot\Delta\tau \tag{2.22}$$

Dabei bezeichnet G_{Detect} den „Detektor-Gain“; in Abbildung 2.28 ist dieser als Steigung von $D_{\text{out}}(\Delta\tau)$ im Ursprung zu erkennen.

Da zwischen dem Betrag der Fehlsynchronisierung und dem Detektorausgang ein fast linearer Zusammenhang besteht, kann der Empfänger für ein Test Delay $\widehat{\tau}$ den Synchronisationsfehler ermitteln, insofern der Synchronisationsfehler klein genug ist.

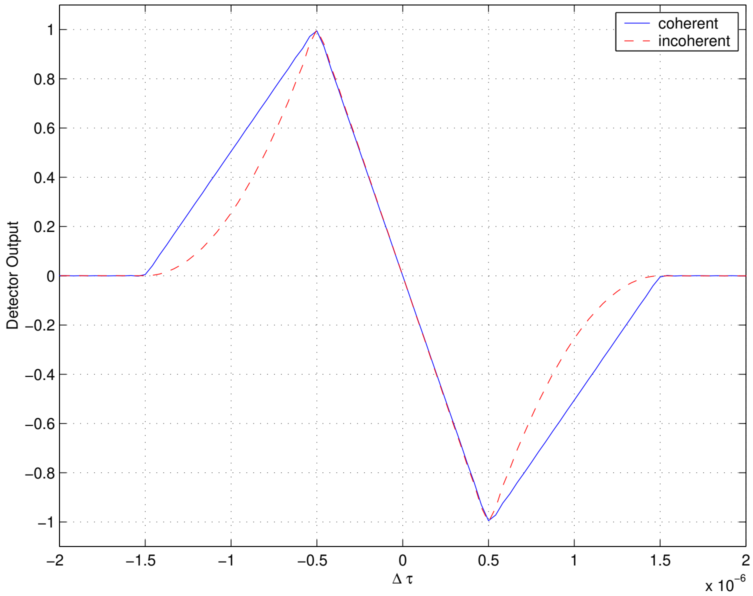

Abbildung 2.28: Loop-S-Kurve für ein GPS-Signal - kohärente und inkohärente DLL.

2.3.2 Parameterbestimmung der Delay Locked Loop (DLL)

Das Wissen, um welchen Wert das erzeugte „Test-Delay“ vom tatsächlichen Wert abweicht, nutzt der Empfänger, indem er mit dessen Hilfe einen „Voltage Controlled Oscillator“ (VCO) steuert, der wiederum die Taktfrequenz für den Code-Generator erzeugt. Hierdurch wird die „Delay Locked Loop“ (DLL) geschlossen. Abbildung 2.29 zeigt diese Anordnung. Ist beispielsweise das synthetisierte Signal nach links verschoben, so ergibt sich nach Abbildung 2.28 ein positiver Korrekturwert, der genutzt wird, um den VCO schneller zu betreiben. Das entspricht aber einer Verschiebung nach rechts. Dieser Vorgang wird fortgesetzt, bis der Detektorausgang bei Null liegt. Im Ergebnis ist der Empfänger synchronisiert.

Da das GPS-Sendesignal stark verrauscht ist, wird der Detektorausgang nochmals stark durch einen Tiefpaß gefiltert und damit geglättet (siehe auch Abbildung 2.29).

Die Dimensionierung des Tiefpaßfilters ist abhängig von der Relativbewegung zwischen Satellit und Empfänger. Die Empfänger-DLL muß in der Lage sein, den Abstand zwischen Satellit und Empfänger zu verfolgen. Aus dieser Überlegung ergibt sich ein möglichst breitbandiges Filter. Allerdings ist das Signal mit Rauschen behaftet. Eine Mittelung oder möglichst schmalbandige Filterung kann das Rauschen signifikant reduzieren. Diese Forderung steht aber im Gegensatz zu der geforderten Breitbandigkeit des Filters. Eine Dimensionierung des Filters kann also nur ein Kompromiß in beiden Punkten sein.
Um die Dynamik des Filters quantifizieren zu können, wird die sog. „DLL-Loop-Bandbreite“ aus der Übertragungsfunktion der geschlossenen Regelschleife $H(j\omega)$ definiert

$$B_{\text{Loop}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 \, d\omega, \qquad \text{wobei} \quad |H(0)| \stackrel{!}{=} 1. \tag{2.23}$$

Diese Bandbreite entspricht der eines idealen Tiefpaßfilters, das als Bandbreite die Loop-Bandbreite B_{Loop} besitzt. In Abbildung 2.30 ist die sowohl die Übertragungsfunktion einer DLL als auch

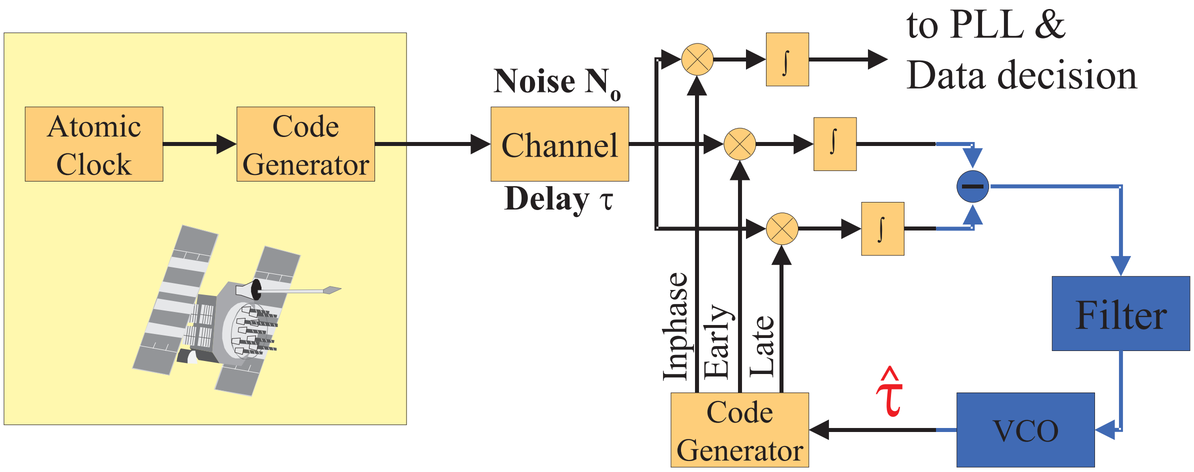

Abbildung 2.29: DLL mit geschlossener Delay-Regelschleife.

die des äquivalenten idealen Filters abgebildet. Deutlich ist zu sehen, daß sie dieselben Flächen umbeschreiben. Die Angabe der Loop-Bandbreite ist insofern aussagekräftig, als beide Systeme am Ausgang dieselbe Rauschleistung erreichen, wenn sie mit weißem Gaußschem Rauschen beaufschlagt werden.

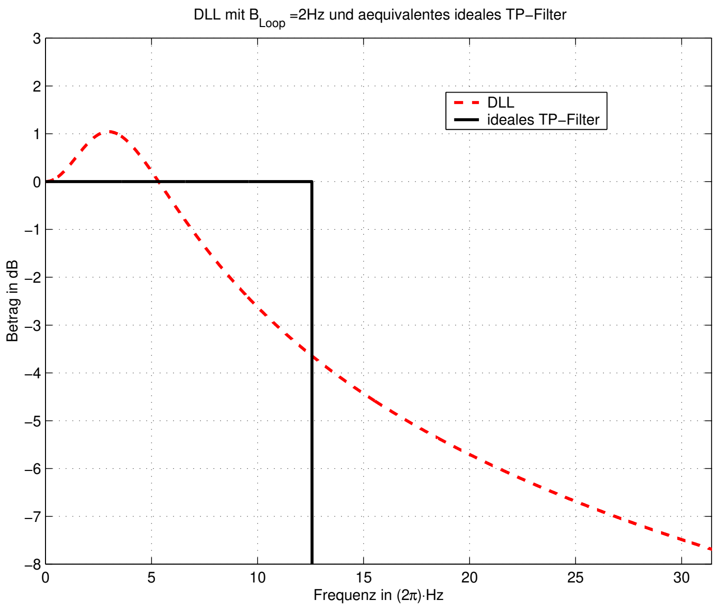

Abbildung 2.30: Vergleich der Übertragungsfunktion einer DLL mit dem äquivalenten idealen Tiefpaßfilter.

2.3.3 Synthese der Empfängerregelschleifen

Im nun folgenden Abschnitt wird beschrieben, wie eine Regelschleife einer Phase- und Delay-Locked-Loop (PLL und DLL) ausgelegt werden muß, um einen möglichst optimalen Betrieb des Empfängers zu gewährleisten. Hierbei werden zunächst die aus der Anwendung kommenden Forderungen an den Empfänger abgeleitet.

Grundsätzlich ist es vorteilhaft, die DLL-Bandbreite so gering wie möglich zu wählen, um das thermische Rauschen bestmöglich zu unterdrücken. Bei der tatsächlichen Dimensionierung der DLL-Bandbreite spielt jedoch das Nutzerszenario die entscheidende Rolle. Im folgenden sollen zwei extreme Szenarien betrachtet werden, um diesen Sachverhalt deutlicher zu machen:

Fahrzeug: Bei diesem Szenario bewegt sich ein Fahrzeug in Ost-Richtung mit 120 km/h, durchfährt einen 3/4-Kreis mit Radius $r = 100$ m und fährt dann in Nord-Richtung weiter. Bei der ganzen Fahrt behält es die Geschwindigkeit bei. Abbildung 2.31 zeigt die Kurvenfahrt als Ortskurve. Die Entfernung vom Nutzer zum Satelliten wird durch

$$D_{\mathrm{user}\leftrightarrow\mathrm{sat}}(t) = \sqrt{\Big(X_{\mathrm{user}}(t) - X_{\mathrm{sat}}(t)\Big)^2 + \Big(Y_{\mathrm{user}}(t) - Y_{\mathrm{sat}}(t)\Big)^2 + \Big(Z_{\mathrm{user}}(t) - Z_{\mathrm{sat}}(t)\Big)^2} \tag{2.24}$$

gebildet. Betrachtet man den Empfänger nun aus regelungstechnischer Sicht, so ist er als ein System anzusehen, daß einer Führungsgröße folgt. Diese Führungsgröße ist bei einem Navigationsempfänger die Distanz $D_{\mathrm{user}\leftrightarrow\mathrm{sat}}$. Neben bestmöglicher Genauigkeit ist die Hauptforderung an den Empfänger, daß er in der Lage sein muß, der Führungsgröße zu folgen. Die Bandbreite der DLL muß sich also am Spektrum dieser Führungsgröße orientieren. Abbildung 2.32 zeigt das Spektrum der Fahrzeugbewegung. Besonders auffällig ist die Schmalbandigkeit des Signals. In diesem Anwendungsfalle wäre eine DLL mit $0,5 - 1$ Hz Bandbreite richtig dimensioniert, da dieses der Bandbreite der Führungsgröße entspricht.

Flugzeug: In diesem Beispiel wird von einem startendem Flugzeug ausgegangen, das eine Startgeschwindigkeit von 350km/h aufweist. Es vollzieht den Übergang vom Horizontal- in den Steigflug mittels eines Kreisbogens mit dem Radius $r = 300$ m und geht dann in einen Steigflug mit 30° Steigwinkel über. Die Kurvenflugzeit beträgt in etwa 2 s. Der Bahnverlauf ist in Abbildung 2.33 dargestellt. Da bei diesem Beispiel deutlich höhere Geschwindigkeiten als bei der Autofahrt auftreten, ist auch das Spektrum deutlich breitbandiger (siehe Abbildung 2.34). Bei dieser Anwendung wäre die DLL-Bandbreite auf ca. $1,5 - 2$ Hz zu dimensionieren.

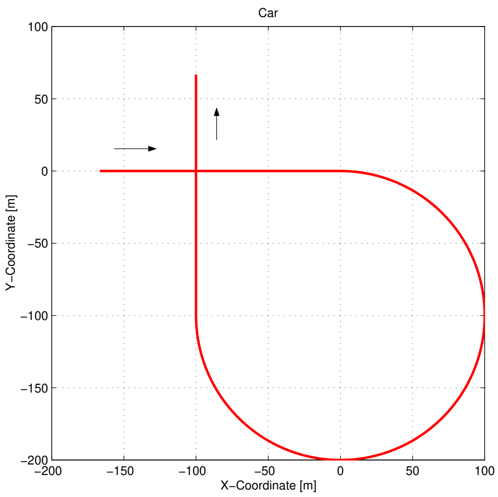

Abbildung 2.31: Ortskurve der Fahrzeugbewegung: Radius 100 m, Geschwindigkeit 120 km/h.

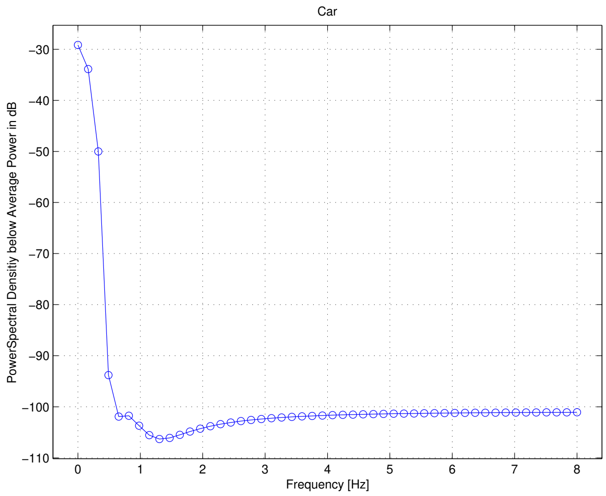

Abbildung 2.32: Spektrum der Abstandsfunktion zwischen User und Satellit zu der in Abbildung 2.31 dargestellten Ortskurve.

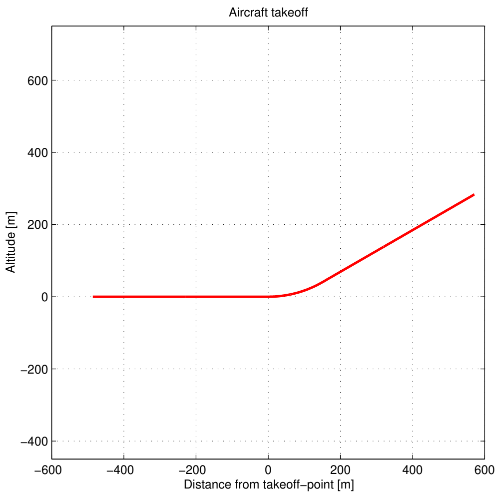

Abbildung 2.33: Flugzeugstart mit 350 km/h, Radius 300 m, Kurvenzeit 2 s, Steigwinkel 30°.

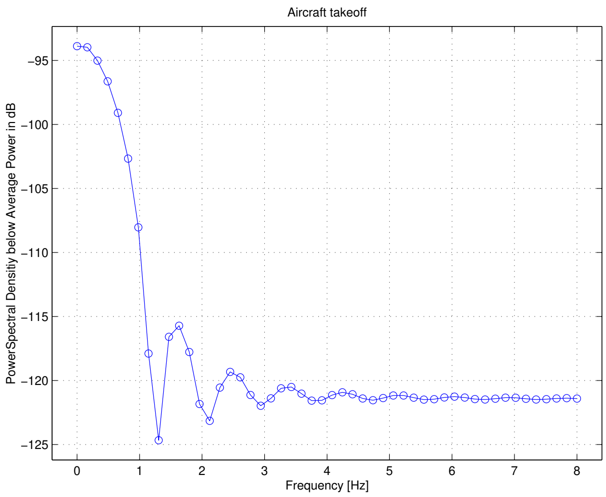

Abbildung 2.34: Spektrum der Abstandsfunktion zwischen User und Satellit zu der in Abbildung 2.33 dargestellten Ortskurve.

2.3.4 Elemente der DLL

Aus regelungstechnischer Sicht besteht eine DLL im wesentlichen aus:

- Early-Late-Detektor,
- Loop Filter,
- Voltage Controlled Oszillator.

Die Anordnung ist in Abbildung 2.35 dargestellt. Zur einfachen Analyse wird der Early-Late-Detektor der DLL in der Regel linearisiert, so daß er als P-Glied (Proportional-Glied) mit $K = G_{\text{Detect}}$ (siehe auch Abbildung 5.2 auf Seite 61) modelliert werden kann. Der VCO weist ein integratives Verhalten auf und wird daher als I-Glied (Integral-Glied) modelliert. Die Übertragungsfunktion des VCOs ist daher

$$G_I(s) = \frac{1}{T_i s}. \tag{2.25}$$

Als Loop-Filter werden typischerweise zwei Filterarten verwendet. Das PT_1-Glied (Kurzzeitintegrator) für die passive DLL und das PI-Glied (Proportional-Integrator) für die aktive DLL.

Aktive DLL

Bei der aktiven DLL wird als Loop-Filter ein PI-Glied eingesetzt. Die Übertragungsfunktion dieses Gliedes lautet

$$G_{PI}(s) = K_p \frac{1 + T_n s}{T_n s}. \tag{2.26}$$

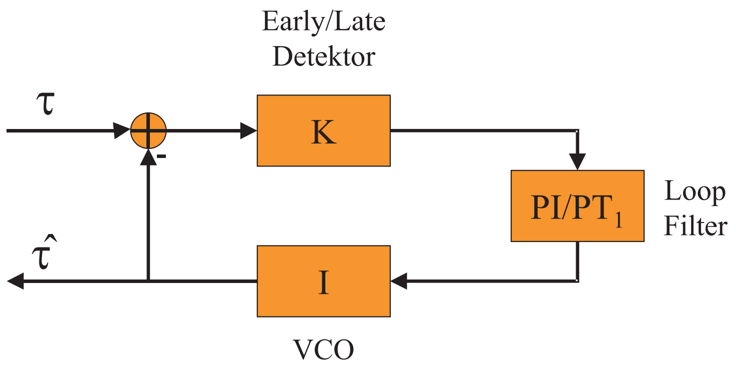

Abbildung 2.35: Ersatzschaltbild der DLL aus regelungstechnischer Sicht.

K_p bezeichnet den Gain des Gliedes, T_n ist die Zeitkonstante des Gliedes und wird auch häufig als Integrationskonstante bezeichnet.

Somit ergibt sich die Übertragungsfunktion der offenen Regelschleife (VCO und PI) zu

$$H_{\text{offen}}(s) = K \cdot G_{PI} \frac{1}{T_i s}. \tag{2.27}$$

Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises lautet

$$\begin{aligned} H_{\text{geschlossen}}(s) &= \frac{H_{\text{offen}}}{1 + H_{\text{offen}}} \\ &= \frac{K \cdot G_{PI} \cdot \frac{1}{T_i s}}{1 + K \cdot G_{PI} \cdot \frac{1}{T_i s}} \\ &= \frac{\frac{K \cdot K_p}{T_i} s + \frac{K \cdot K_p}{T_i T_n}}{s^2 + \frac{K \cdot K_p}{T_i} s + \frac{K \cdot K_p}{T_i T_n}}. \end{aligned} \tag{2.28}$$

Im allgemeinen ist die Übertragungsfunktion einer DLL gegeben durch [24]

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \tag{2.29}$$

wobei ω_n die „natürliche Frequenz" der Regelschleife und ξ den „Dämpfungsfaktor" bezeichnet. Die Loop-Bandbreite ergibt sich nach [24, 3] als

$$B_{\text{Loop}} = \frac{\omega_n}{8\xi}(1 + 4\xi^2). \tag{2.30}$$

Löst man diese Gleichung für ω_n so ergibt sich

$$\omega_n = \frac{8 B_{\text{Loop}} \xi}{1 + 4\xi^2}. \tag{2.31}$$

Weiterhin ergibt ein Vergleich der Gleichungen (2.29) und (2.28) die folgenden Abhängigkeiten:

$$\frac{K_p}{T_i} = \frac{2\xi\omega_n}{K}. \tag{2.32}$$

$$T_n = \frac{2\xi}{\omega_n}. \tag{2.33}$$

Da die Regelschleife in allen Gliedern einen linearen Anteil enthält, ist das System überbestimmt. Es spielt für die Übertragungsfunktion keine Rolle, ob der VCO eine zehnfach höhere Verstärkung hat, wenn gleichzeitig das Filter eine zehnfach geringere aufweist. Daher kann ohne Beschränkung der Allgemeinheit die Integrationskonstante T_i frei gewählt werden. Berechnet man zunächst die natürliche Frequenz ω_n nach Gleichung (2.31) und setzt diesen Wert zusammen mit dem frei gewähltem T_i in die Gleichungen (2.32) und (2.33) ein, so ist es möglich, die fehlenden Systemkonstanten K_p und T_n zu bestimmen.

Die Sprungantwort einer aktiven DLL mit einer Bandbreite von $B_{\text{Loop}} = 2$ Hz und einem Dämpfungsfaktor von $\xi = 1/\sqrt{2}$ ist in Abbildung 2.36 dargestellt.

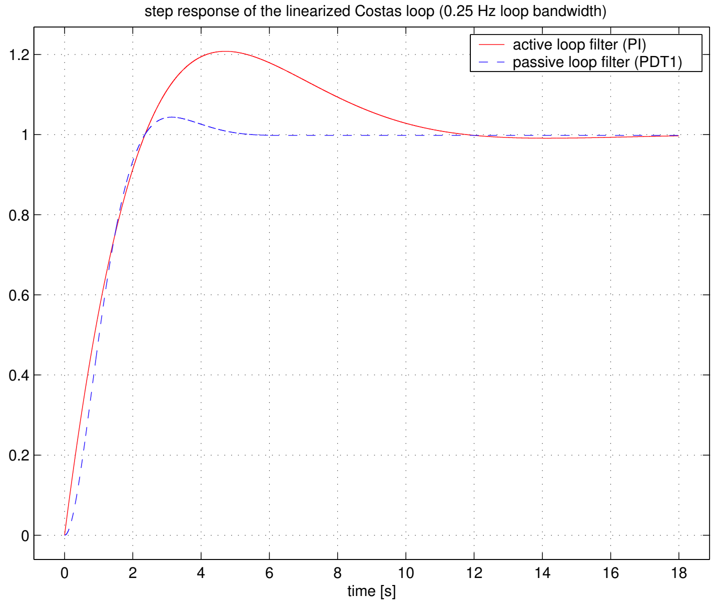

Abbildung 2.36: Sprungantworten einer aktiven und einer passiven DLL.

Passive DLL

Bei der passiven DLL wird als Loop-Filter ein PT_1-Glied eingesetzt. Die Übertragungsfunktion dieses Gliedes lautet:

$$G_{PT_1}(s) = K_p \frac{1 + T_v s}{1 + T_d s}. \tag{2.34}$$

K_p bezeichnet den Gain des Gliedes, T_v und T_d sind die Zeitkonstanten des Gliedes.

Die Übertragungsfunktion des offenen Kreises ergibt sich als

$$H_{\text{offen}}(s) = K \cdot G_{PT_1} \cdot \frac{1}{T_i s}. \tag{2.35}$$

Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises errechnet sich als

$$\begin{aligned} H_{\text{geschlossen}}(s) &= \frac{K \cdot G_{PT_1} \cdot \frac{1}{T_i s}}{1 + K \cdot G_{PT_1} \cdot \frac{1}{T_i s}} \\ &= \frac{\frac{K \cdot K_p T_v}{T_i T_d} s + \frac{K \cdot K_p}{T_i T d}}{s^2 + \frac{T_i + K \cdot T_v}{T_i T_d} s + \frac{K}{T_i T_d}}. \end{aligned} \tag{2.36}$$

Die allgemeine Form einer passiven DLL ist gegeben als [4]

$$H(s) = \frac{\omega_n T_v s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2}. \tag{2.37}$$

Die Loop-Bandbreite der passiven DLL ergibt sich als [4]

$$B_{\text{Loop}} = \frac{1 + (T_v \omega_n)^2}{8\xi} \; \omega_n. \tag{2.38}$$

Ein Vergleich zwischen Gleichung (2.36) und (2.37) führt zu den folgenden Abhängigkeiten:

$$T_d = \frac{K \cdot K_p}{\omega_n^2 T_i} \tag{2.39}$$

und

$$T_v = \frac{2\xi \omega_n T_i T_d - T_i}{K}. \tag{2.40}$$

Ohne Beschränkung der Allgemeinheit kann $T_i = K_p = 1$ gesetzt werden. Durch Einsetzen von Gleichung (2.40) in Gleichung (2.38) erhält man mit Gleichung (2.39)

$$\omega_n^3 - 4\xi K \cdot \omega_n^2 + (1 + 4\xi^2 K^2)\omega_n - 8\xi \cdot B_{\text{Loop}} = 0 \tag{2.41}$$

Diese Gleichung kann für ω_n aufgelöst werden, wobei sich ein reeller Wert und zwei konjugiert komplexe Werte ergeben. Da es keine komplexen Frequenzen gibt, sind die komplexen Werte zu ignorieren. Setzt man den reellen Wert in Gleichungen (2.39) und (2.40) ein, so können die Systemkonstanten T_d und T_v berechnet werden.

Die Sprungantwort einer passiven DLL mit einer Bandbreite von $B_{\text{Loop}} = 2$ Hz und einem Dämpfungsfaktor von $\xi = 1/\sqrt{2}$ ist in Abbildung 2.36 dargestellt.

Die passive DLL weist zwar die günstigere Sprungantwort gegenüber der aktiven DLL auf, sie ist jedoch in ihrer Dynamik so stark begrenzt, daß sie in aller Regel nicht in realen Systemen eingesetzt werden kann. So kann bei passiven DLLs die Loop-Bandbreite in der Regel nicht groß genug gewählt werden. Typische maximale Loop-Bandbreiten für eine passive DLL liegen in einer Größenordnung von $0,1 - 0,2$ Hz.

2.3.5 Phase Locked Loop (PLL)

Die PLL wird in einem Navigationsempfänger dazu genutzt, die Trägerphase zu schätzen. Wie auch die DLL ist die PLL bezüglich Genauigkeit an die Periodizität des Signals gebunden. So kann eine DLL, je nach Einsatzbedingungen, in der Regel etwa ein Prozent eines Chips synchronisieren. Bei einer PLL ist es äquivalent etwa ein Prozent einer Sinusschwingung. Durch die wesentlich kleinere Wellenlänge des 1,5 GHz Trägers (λ =20 cm) im Vergleich zur Chiplänge (L_{chip} = 300 m) kann die Entfernung zum Satelliten hier deutlich genauer erfolgen als durch eine reine Synchronisation mittels des Spreizcodes. Allerdings erkauft man sich an dieser Stelle die höhere Genauigkeit mit der „Phasenambiguität“[7]. Zur Auflösung dieser Mehrdeutigkeit sei auf [3, 25] verwiesen. Im folgenden wird nur die Schätzung der Trägerphase betrachtet.

Das Navigationssignal enthält neben dem Code zur Entfernungsschätzung auch noch die Navigationsdaten, die im BPSK-Format aufmoduliert sind. Per Definition sind die Datenbits dem Empfänger nicht bekannt. Daher muß der Phasendetektor der PLL in der Lage sein, mit dieser Mehrdeutigkeit (0° oder 180°) umzugehen. Deshalb verwenden Navigationsempfänger typischerweise inkohärente PLLs, um die Trägerphase zu schätzen. Eine typische Realisierung ist die „Costas PLL“ [3, 25]. Der Phasendetektor wird realisiert, indem das Signal zunächst nach Real- und Imaginärteil separiert wird. In einem weiteren Schritt werden diese Anteile dann multipliziert (siehe Abbildung 2.37).

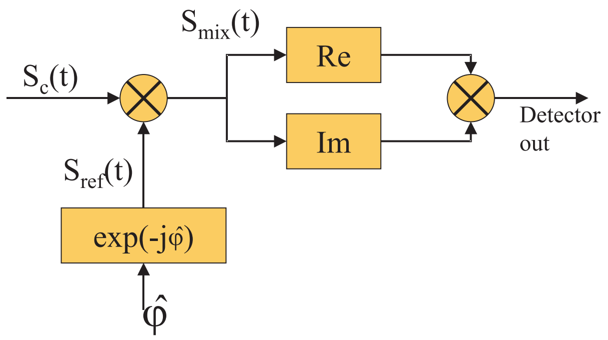

Abbildung 2.37: Phasendetektor der Costas PLL.

Funktionsprinzip:

Es sei ω_c die Trägerfrequenz des Empfangssignals, A seine Amplitude und φ_c dessen Phase. So ergibt sich das Empfangssignal zu

$$s_c(t) \quad = \quad A \cdot \exp\Big(j \cdot (\omega_c t + \varphi_c)\Big)\,. \tag{2.42}$$

Bezeichnet man $\widehat{\varphi_{ges}} = \widehat{\omega_c} t + \widehat{\varphi_c}$ als die geschätzte Referenzphase, so kann ein konjugiert komplexes Referenzsignal

$$\begin{aligned} s_{\text{ref}}(t) &= \exp(-j\varphi(t)) \\ &= \exp\Big(-j \cdot (\widehat{\omega_c} t + \widehat{\varphi_c})\Big) \end{aligned} \tag{2.43}$$

erzeugt werden. Wird dieses Referenzsignal mit dem Empfangssignal multipliziert, so erhält man

$$s_{\text{mix}}(t) \quad = \quad s_c(t) \cdot s_{\text{ref}}(t)$$

[7] Phasenmehrdeutigkeit

$$
\begin{aligned}
&= A \cdot \exp\Big(j \cdot (\omega_c t + \varphi_c)\Big) \cdot \exp\Big(-j \cdot (\widehat{\omega_c} t + \widehat{\varphi_c})\Big) \\
&= A \cdot \exp\Big(j \cdot ((\omega_c - \widehat{\omega_c})t + \varphi_c - \widehat{\varphi_c})\Big) \\
&= A \cdot \sin\Big((\omega_c - \widehat{\omega_c})t + \varphi_c - \widehat{\varphi_c}\Big) + j \cdot A \cdot \cos\Big((\omega_c - \widehat{\omega_c})t + \varphi_c - \widehat{\varphi_c}\Big). \qquad (2.44)
\end{aligned}
$$

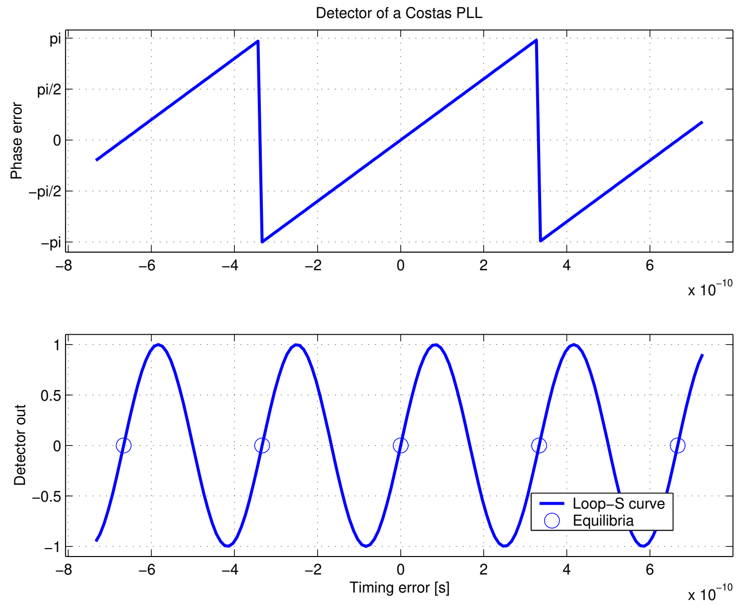

Abbildung 2.38: Loop-S-Kurve der Costas PLL.

Separiert man nun das Signal in Real- und Imaginärteil, so erhält man

$$
re\Big(s_{\text{mix}}(t)\Big) = A \cdot \sin\Big((\omega_c - \widehat{\omega_c})t + \varphi_c - \widehat{\varphi_c}\Big) \qquad (2.45)
$$

$$
im\Big(s_{\text{mix}}(t)\Big) = A \cdot \cos\Big((\omega_c - \widehat{\omega_c})t + \varphi_c - \widehat{\varphi_c}\Big). \qquad (2.46)
$$

Aus Gleichung (2.45) und (2.46) ergibt sich der Detektorausgang zu

$$
\begin{aligned}
s_{out}(t) &= re\Big(s_{\text{mix}}(t)\Big) \cdot im\Big(s_{\text{mix}}(t)\Big) \qquad (2.47) \\
&= A^2 \sin\Big((\omega_c - \widehat{\omega_c})t + \varphi_c - \widehat{\varphi_c}\Big) \cdot \cos\Big((\omega_c - \widehat{\omega_c})t + \varphi_c - \widehat{\varphi_c}\Big) \text{ mit [26]} \qquad (2.48) \\
&= \frac{A^2}{2} \sin\left(2 \cdot \Big((\omega_c - \widehat{\omega_c})t + \varphi_c - \widehat{\varphi_c}.\Big)\right). \qquad (2.49)
\end{aligned}
$$

Aus Gleichung (2.49) sind die wesentlichen Eigenschaften des Detektors zu entnehmen:

1. Das Signal wird quadriert, so daß die durch die BPSK-Modulation hervorgerufenen Vorzeichenwechsel keine Rolle mehr spielen.

2. Verwendet man die Näherung $\sin(x) = x$, so ist für kleine Phasenabweichungen und identische Frequenzen der Detektorausgang proportional zur Phasenabweichungen $\varphi_c - \widehat{\varphi_c}$.

3. Durch die Quadrierung arbeitet die PLL auf der doppelten Frequenz. Die Loop-S-Kurve einer Costas PLL ist in Abbildung 2.38 abgebildet. In dieser Abbildung sind deutlich zwei Stabilitätspunkte je Wellenlänge (bei 0° und bei 180°) zu sehen. Diese ergeben sich durch die Quadrierung und stellen eine Phasenambiguität von 180° dar.

KAPITEL

3

Entwurf des Simulators

Das folgende Kapitel befaßt sich mit dem Aufbau des Simulationssystems. Hierzu wird zunächst die Realisierung der regelungstechnischen Komponenten wie z.B. die Filter der Regelschleife oder das integrative Verhalten des VCO's beschrieben. Hierbei treten durch die zusätzlichen Verzögerung bedingt Probleme in der digitale Signalverarbeitung auf. Dieses Problem wird ebenfalls beschrieben, und Lösungsmöglichkeiten werden betrachtet.

Bei der Simulation von Navigationssystemen tritt naturgemäß eine hohe Verarbeitungkomplexität auf. Die Lösung dieses Problems stellt den Kern der Simulation dar. Daher wird in diesem Kapitel der Kern des Simulationssystems vorgestellt und beschrieben, durch welche Maßnahmen die Komplexität in akzeptablen Dimensionen gehalten werden kann. Hierbei werden Simulationsprinzipien sowohl für den AWGN als auch für den Mehrwegekanal angegeben.

Der softwaretechnische Entwurf des Simulationssystems wurde mit Hilfe von objektorientierten Entwurfsmethoden durchgeführt. Ein weiterer Abschnitt stellt diesen Entwurf der Simulationssoftware vor.

Um die verschiedenen Empfängertypen simulieren zu können, liegt das Simulationssystem in verschiedenen Versionen vor. Diese Versionen orientieren sich sowohl an der Empfangstechnik als auch an der jeweiligen Fragestellung. Die Vorstellung der einzelnen Versionen schließen das Kapitel ab.

3.1 Realisierung der Empfängerregelschleife

Der Empfänger verwendet Regelschleifen, um die optimale Entfernungsschätzung durchzuführen. Diese Regelschleifen sind aus mehreren LTI[1]-Komponenten aufgebaut. Alle LTI-Komponenten werden im zeitkontinuierlichen Bereich errechnet und auf den zeitdiskreten Bereich abgebildet. Diese Näherung, die in dieser Arbeit allgemein vorgenommen wird, ist dann gültig, wenn die Abtastfrequenz hoch genug ist. Eine ausgezeichnete Herleitung der zeitdiskreten Realisierung von LTI-Gliedern findet sich in [27]. Dort ist beschrieben, inwieweit die LTI-Elemente als IIR[2]-Filter realisiert werden können. Ebenso ist die Herleitung der Filterkoeffizienten nach der Trapezregel angegeben. Die Abtastdauer in Zeitbereich sei T_s. Die Filter sind als IIR-Filter aufzubauen. Tabelle 3.1 zeigt die Filterkoeffizienten der einzelnen LTI-Glieder. Die Koeffizienten d_i geben die Zähler- und

[1]LTI=linear time invartiant

[2]IIR=infinite impulse response

Reglertyp	Kontinuierliche Übertragungsfunktion	Koeffizienten des IIR Filters d_i =Zähler, c_i =Nenner
P	$H_R(s) = K_P$	$d_0 = K_P$
I	$H_R(s) = \frac{1}{T_I s}$	$d_0 = \frac{T/2}{T_I}$; $d_1 = \frac{T/2}{T_I}$; $c_1 = 1$
PI	$H_R(s) = K_P \frac{1+T_n s}{T_n s}$	$d_0 = K_P \frac{T_n+T/2}{T_n}$; $d_1 = -K_P \frac{T_n-T/2}{T_n}$; $c_1 = 1$
PT_1	$H_R(s) = K_P \frac{1+T_v s}{1+T_d s}$	$d_0 = K_P \frac{T_v+T/2}{T_d+T/2}$; $d_1 = -K_P \frac{T_v-T/2}{T_d+T/2}$; $c_1 = \frac{T_d-T/2}{T_d+T/2}$

Tabelle 3.1: Zeitdiskrete Realisierung von zeitkontinuierlichen Reglern [27]

die Koeffizienten c_i geben die Nennerkoeffizienten an. Die Übertragungsfunktion des zeitdiskreten IIR-Filters lautet demnach:

$$H(z) = \frac{d_0 + d_1 \cdot z^{-1} + d_2 \cdot z^{-2}}{1 - c_1 \cdot z^{-1}}. \tag{3.1}$$

3.1.1 Die Rolle der Verzögerung in der Regelschleife

Abbildung 3.1 zeigt die zeitdiskrete Realisierung einer DLL. Bei ihrem Aufbau wird deutlich, daß

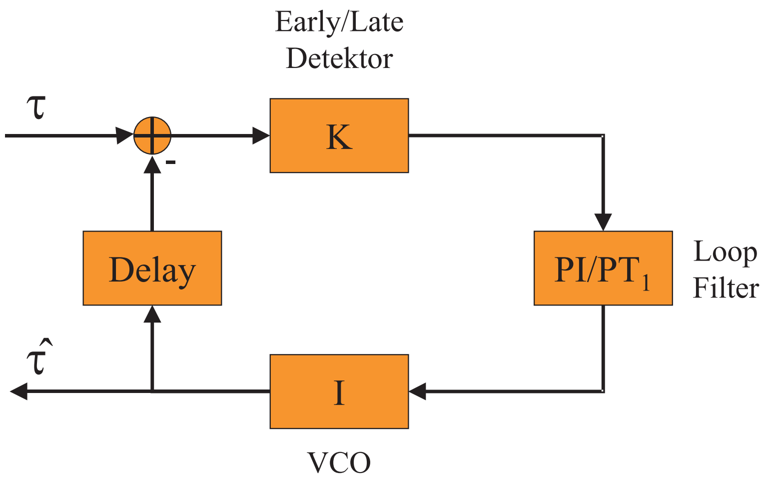

Abbildung 3.1: Zeitdiskrete Realisierung der DLL unter besonderer Berücksichtigung der Schleifenverzögerung.

am Addierer eine Verzögerung existiert. Wird das System mit einem Abtastwert zum Zeitpunkt t=0 $D(0)$ beaufschlagt, so liegt am Addierer noch kein gültiger Wert aus der Rückführung der Regelschleife vor. Wird dieser Wert über Strecke, Regler und VCO übertragen, so liegt an der Addiererrückführung der Wert $D(0) * H_{\text{offen}}$ an. Dieser Rückgabewert muß nun mit dem nächsten

Abtastwert $D(1)$ verrechnet werden. Dieses entspricht jedoch einer Verzögerung des Rückführungssignals um die Abtastdauer T_s. Aus Sicht des Übertragungssystems wird also ein Totzeitglied mit der Übertragungsfunktion

$$H(s) = K \cdot e^{-s \cdot T_s} \tag{3.2}$$

eingefügt. Dieses Verzögerungsglied verfälscht die Übertragungsfunktion der DLL bis hin zur Instabilität. Abbildung 3.2 zeigt die Übertragunggsfunktion einer DLL mit 2 Hz Bandbreite und 10 Hz Abtastrate. Deutlich ist der Unterschied zwischen zeitkontinuierlicher und diskreter Realisierung zu sehen. Erhöht man die Abtastrate auf 100 Hz, so fällt der Unterschied aus technischer Sicht nicht mehr ins Gewicht, da die Verzögerungszeit durch die Abtastdauer gegeben wird und mit der Erhöhung der Abtastrate sinkt. Daher muß stets darauf geachtet werden, daß diese Art von Regelschleifen ausreichend hoch überabgetastet werden muß (siehe Abbildung 3.3).

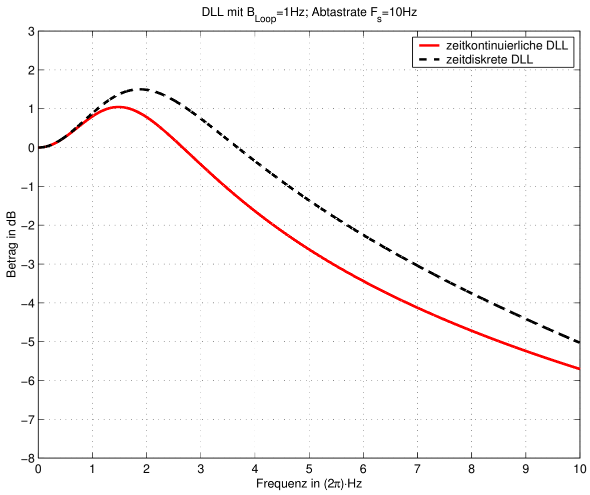

Abbildung 3.2: Zeitkontinuierliche und -diskrete Übertragungsfunktion einer DLL, fünffache Überabtastung.

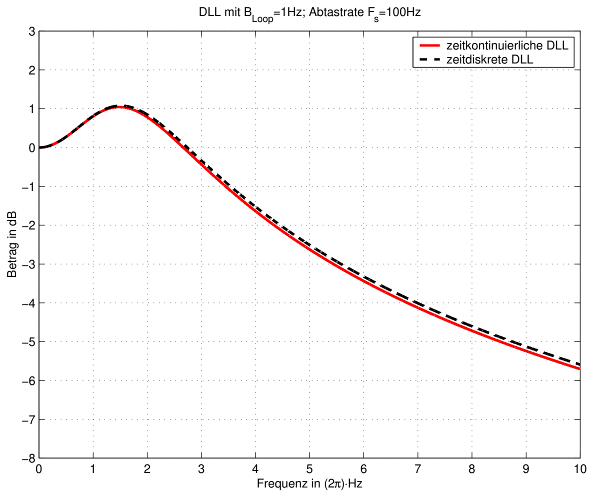

Abbildung 3.3: Zeitkontinuierliche und -diskrete Übertragungsfunktion einer DLL, fünfzigfache Überabtastung.

3.2 Konventioneller Ansatz zur Simulation von Navigationssystemen

3.2.1 Das Laufzeitproblem

Will man bei einem Navigationssystem die Bewegung des Satelliten und des Nutzers simulieren, so tritt das Problem der Signallaufzeiten auf. Geht man von einer Satellitenhöhe von 20000 km über der Erde (GPS) aus, so beträgt die Signallaufzeit in etwa 66 ms. Bei GPS entspräche diese Zeitdauer 66 Codeworten mit je 1023 Chips. Bei einer Abtastrate von 100 MHz müßten also $6,6 \cdot 10^6$ Abtastwerte gespeichert werden, um diese Verzögerung zu simulieren. Diese Speicherung würde neben der sehr hohen Komplexität einen enormen Speicherbedarf bedingen.

3.2.2 Das Bandbreitenproblem

Bei der Simulation eines Navigationssystems auf einem Digitalrechner wird man mit der Tatsache konfrontiert, daß innerhalb des Systems erhebliche Bandbreitenunterschiede existieren. In der

Subsystem	charakteristische Werte	Bandbreite[3]	typ. Abtastrate
Chip-Übertragung	$T_c = 1\ \mu\text{s}$	10 MHz	100 MHz
Codewort-Übertragung	$T_{cw} = 1$ ms	1 kHz	1 kHz
DLL-Loop-Filter	$T_{imp} = 1$ s	4 Hz	10 Hz
Nutzerdynamik	$V_{Auto} = 100$ km/h	1-2 Hz	2 Hz
atmosphärische Änderungen	$T_{tropo} = 1\ \text{s} - 1\ \text{h}$	1 Hz-$3{\cdot}10^{-4}$ Hz	2 Hz
Bahnverläufe der Satelliten	$T_{Durchlauf} = 6$ h	$1 \cdot 10^{-4}$ Hz	0,1 Hz
Dynamik der Atomuhren	$T_{Drift} = 1$ min	$1,5 \cdot 10^{-2}$ Hz	0,1 Hz

Tabelle 3.2: Notwendige Abtastung von Subsystemen innerhalb des GPS-Systems

Tabelle 3.2 sind die vorkommenden Bandbreiten aufgeführt, die beim GPS-Navigationssystem auftreten. Führt man sich vor Augen, daß bei einer DLL-Bandbreite von 1 Hz etwa 30-100 s Echtzeit simuliert werden müssen, um eine statistisch relevante Aussage über den Meßfehler zu erhalten, so müssen in diesem Zeitraum $100\ \text{s} \cdot 100\ \text{Msamples/s} = 1 \cdot 10^{10}$ Abtastwerte simuliert werden. Da die Signale mit bis zu 100 MHz abgetastet sind, muß die Korrelation auch mit dieser Abtastrate ausgeführt werden. Nach der Integration ergibt sich die deutlich reduzierte Abtastrate von etwa 1 kHz (siehe Abbildung 3.4). Noch extremere Werte treten auf, wenn atmosphärische Abläufe oder Uhrenfehler simuliert werden sollen.
Auf diese Weise wird deutlich, daß das System nicht mehr simuliert werden kann, da die Verarbeitungskomplexität zu hoch wird, wenn man einen Ansatz wählt, wie er in Abbildung 3.4 dargestellt ist und gängiger Weise in der Simulation von Kommunikationssystemen Anwendung findet.

3.2.3 Das Problem der Asynchronität

Simuliert man ein Kommunikationssystem, so wird häufig von folgender Annahme ausgegangen: „Es existiere eine perfekte Synchronisation“. Dieser Ansatz ist bei einem Navigationssystem nicht zulässig, da ja gerade die Synchronisation untersucht werden soll. Dazu muß beispielsweise der VCO im Empfänger in der Lage sein, jede beliebige[4] Verzögerung und Frequenz des Referenzsignals zu erzeugen. Damit laufen die Signalgeneratoren im Satellit und im Empfänger asynchron. Diese Asynchronität ist nur durch Interpolation und ggf. Überabtastung zu erzielen und erfordert einen immensen Rechenaufwand (siehe auch [28]). Legt man dann noch die Abtastrate von 100 MHz zugrunde, so wird deutlich, daß dieses Problem nicht mehr zu bewältigen ist.

3.3 „Fast-Simulation-Ansatz“

Im folgenden soll ein Lösungsansatz vorgestellt werden, der in der Lage ist, ein Navigationssystem effizient nachzubilden. Der folgende Teil der vorliegenden Arbeit bezieht sich ausschließlich auf diesen „Fast-Simulation-Ansatz“.

Es wird davon ausgegangen, daß der Satellit eine periodische Folge von Codeworten aussendet. Hierbei sei die Datenrate R_{data} erheblich kleiner als die Codewortrate R_{code}. Beispielsweise ist bei GPS das Verhältnis zwischen Datenrate und Codewortrate $R_{data}/R_{code} = 50\ \text{Hz}/1\ \text{kHz} = 1/20$).

Für die Berechnung wird zunächst ein Codewort $c(k)$ erzeugt und mittels des gewählten Modulationsverfahrens moduliert. Dieses Referenzsignal s_{ref} wird gespeichert. Anschließend wird dieses Referenzsignal über die Nichtlinearitäten übertragen. Das so gewonnene Empfangssignal s_{rec} wird ebenfalls gespeichert.

[4] oder zumindest eine genügend feine Quantisierung

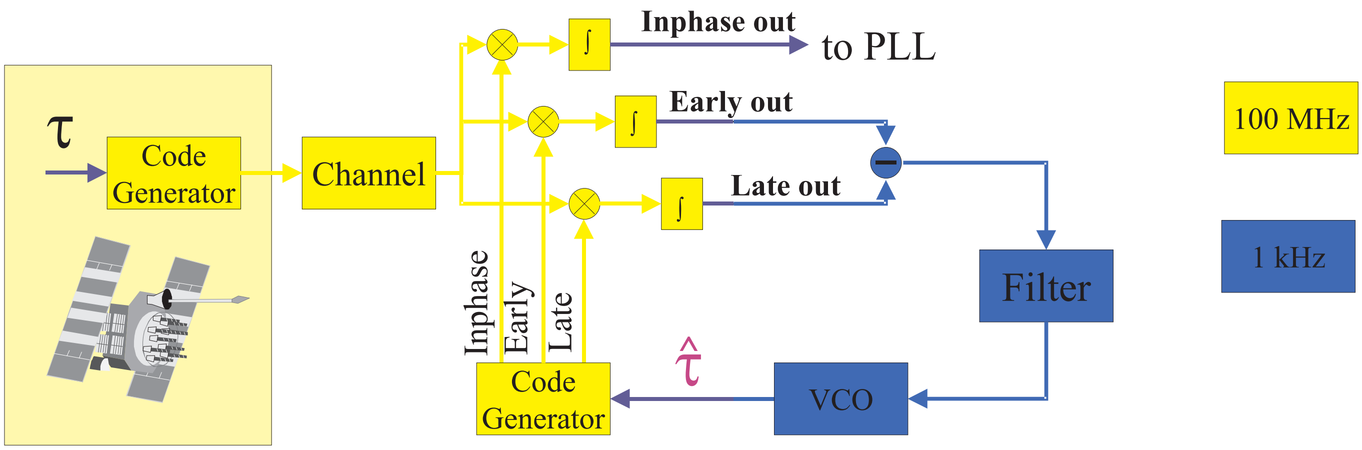

Abbildung 3.4: Auftretende Abtastraten in einem Navigationsempfänger.

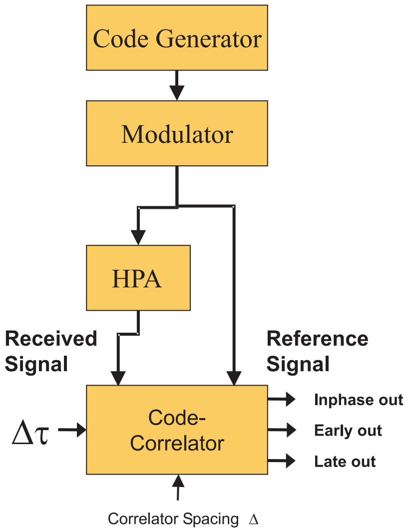

Abbildung 3.5: DLL-Character-Block.

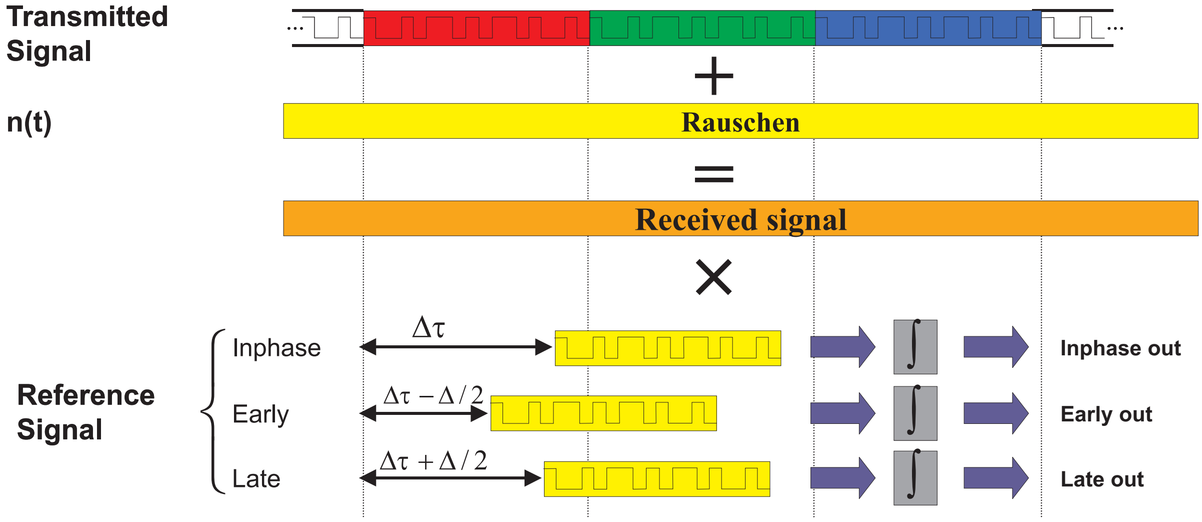

Abbildung 3.6: Berechnungsvorschrift des „DLL-Character-Blocks“ für den AWGN-Fall.

3.3.1 AWGN-Simulationen

Abbildung 3.6 zeigt die Berechnungsvorschrift für den „DLL-Character-Block“, der die Charakteristik des Early-Late-Detektors wiederspiegelt unter Verwendung des AWGN-Kanals. Hierbei wird das gespeicherte Empfangssignal s_{rec} mit einem Rauschsignal $n(t)$ additiv überlagert. Da der Simulation im Gegensatz zum realen Empfänger die tatsächliche τ und die geschätzte Laufzeit $\hat{\tau}$ bekannt sind, kann die Differenz $\Delta\tau$ dieser beiden Werte direkt zur Erzeugung der Korrelationswerte genutzt werden. Das Referenzsignal wird nun um den Teil verschoben, der dem Schätzfehler $\Delta\tau$ der DLL bezüglich des Delays entspricht. Hiernach wird die Korrelation für die Inphase-Komponente gebildet. Die Early- und Late-Komponenten ergeben sich durch Korrelation mit dem um das halbe E/L-Spacing Δ verschobenen Referenzsignal s_{ref}.

Für den In-Phasenausgang ergibt sich die Berechnungsvorschrift

$$K_{\text{out}}(T_0) = \int_{T_0}^{L_{\text{code}}+T_0} s_{\text{ref}}(t) \cdot \left(s^*_{\text{rec}}(-t - \Delta\tau) + n(t) \right) \, dt. \tag{3.3}$$

Durch Verschiebung erhält man die Early- und Late-Komponenten

$$\begin{aligned} K_{\text{early}}(T_0) &= \int_{T_0}^{L_{\text{code}}+T_0} s_{\text{ref}}(t) \cdot \left(s^*_{\text{rec}}(-t - \Delta\tau - \Delta/2) + n(t) \right) \, dt \\ K_{\text{late}}(T_0) &= \int_{T_0}^{L_{\text{code}}+T_0} s_{\text{ref}}(t) \cdot \left(s^*_{\text{rec}}(-t - \Delta\tau + \Delta/2) + n(t) \right) \, dt. \end{aligned} \tag{3.4}$$

3.3.2 Mehrwege-Simulationen

Für die Simulation eines Mehrwegekanals wird vorausgesetzt, daß sich dieser durch ein WSSUS-Kanalmodell (siehe auch Abschnitt 2.2.1) mit N Echos realisieren läßt, die die jeweils konstanten

Echoverzögerungen τ_n (n=1...N) aufweisen. Hierbei wird die Phase der Echos φ_n als konstant in der Integrationsdauer T_{code} angenommen. Die komplexe Amplitude des jeweiligen n-ten Echos zum Zeitpunkt T_0 sei $C_n(T_0) = A_n(T_0) \cdot \exp\left(j \cdot 2\pi\varphi_n(T_0)\right)$ Für diesen Fall ergibt sich das Ausgangssignal des Inphaseausgangs als

$$K_{\text{out}}(T_0) = \int_{T_0}^{L_{\text{code}}+T_0} s_{\text{ref}}(t) \cdot \left(\left(\sum_{n=1}^{N} A_n(T_0) \exp\left(j \cdot 2\pi\varphi_n(T_0)\right) \cdot s^*_{\text{rec}}(-t - \Delta\tau - \Delta_{\tau_n}) \right) + n(t) \right) \, dt. \quad (3.5)$$

Die Early und Late-Komponenten

$$K_{\text{early}}(T_0) = \int_{T_0}^{L_{\text{code}}+T_0} s_{\text{ref}}(t) \cdot \left(\left(\sum_{n=1}^{N} A_n(T_0) \exp\left(j \cdot 2\pi\varphi_n(T_0)\right) \cdot s^*_{\text{rec}}(-t - \Delta\tau - \Delta/2 - \Delta_{\tau_n}) \right) + n(t) \right) \, dt$$

$$K_{\text{late}}(T_0) = \int_{T_0}^{L_{\text{code}}+T_0} s_{\text{ref}}(t) \cdot \left(\left(\sum_{n=1}^{N} A_n(T_0) \exp\left(j \cdot 2\pi\varphi_n(T_0)\right) \cdot s^*_{\text{rec}}(-t - \Delta\tau + \Delta/2 - \Delta_{\tau_n}) \right) + n(t) \right) \, dt$$

ergeben sich wiederum durch Verschiebung. Diese Berechnungsvorschrift ist auch in Abbildung 3.7 dargestellt. Der hier vorgestellte „Fast Simulation Ansatz“ löst die beschriebenen Probleme wie

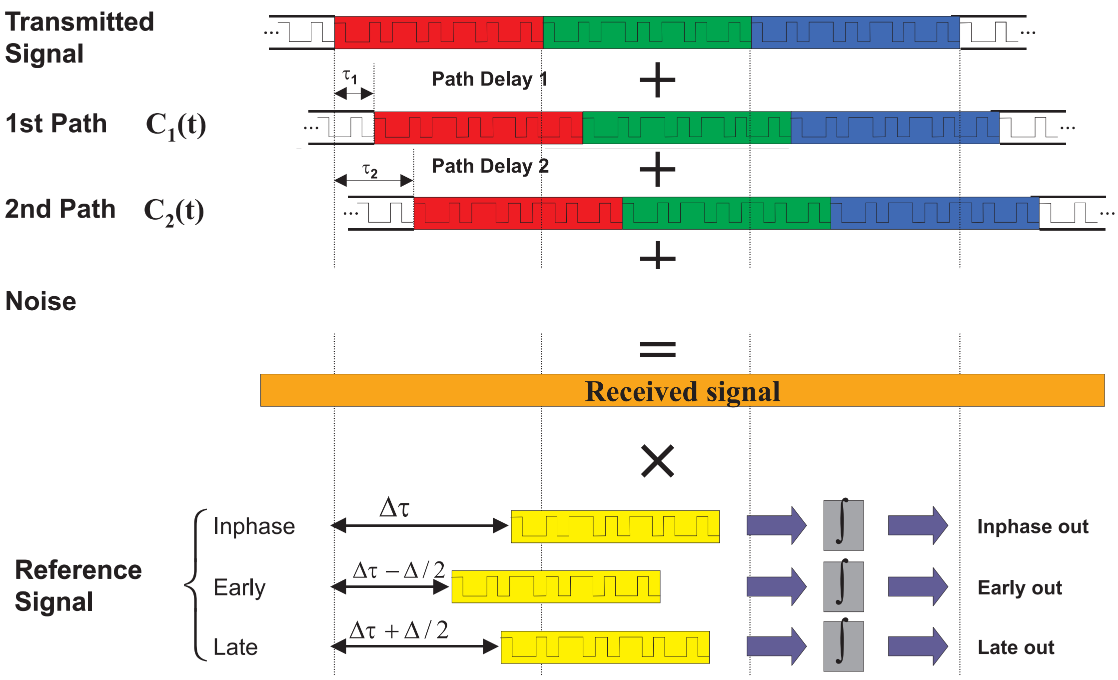

Abbildung 3.7: Berechnungsvorschrift des „DLL-Character-Blocks“ für den Mehrwegefall.

folgt:

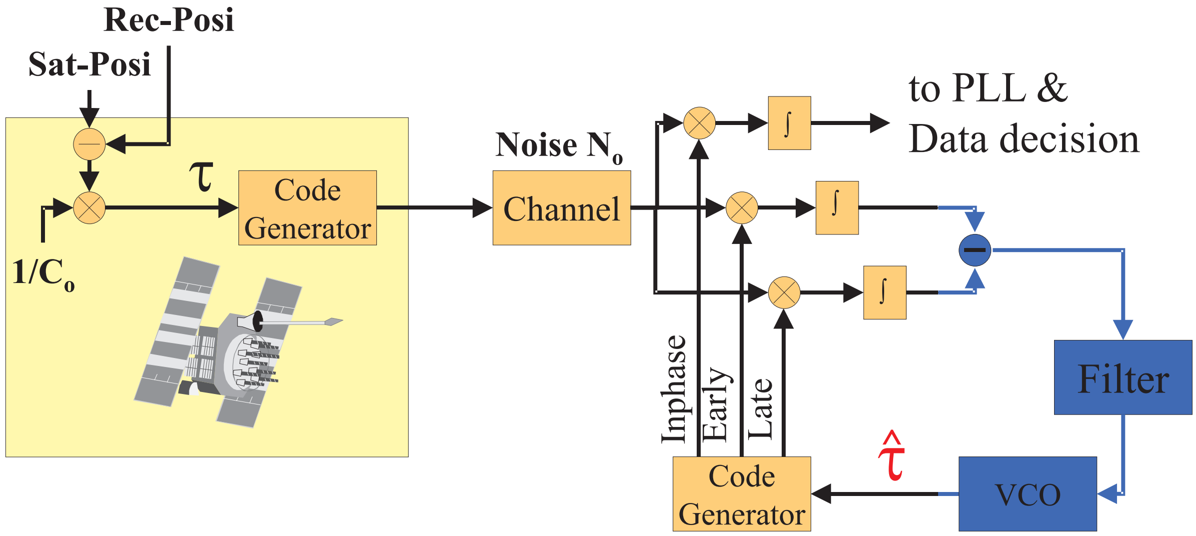

Abbildung 3.8: Direkte Einbeziehung der Position von Satellit und Nutzer in die Simulation.

3.3.3 Lösung des Laufzeitproblems

Da der Simulator die Position des Satelliten und die des Empfängers „kennt", könnte er die Distanz zwischen diesen beiden Punkten berechnen (siehe Abbildung 3.8). Daher genügt es, diese Distanzfunktion direkt zu erzeugen. Der Simulator errechnet dann für jede Verzögerung diejenigen Werte, die bei einem konventionellen Empfänger errechnet worden wären. Eine tatsächliche Verzögerung des Signals durch Speicherung ist also nicht mehr erforderlich.

3.3.4 Lösung des Bandbreitenproblems

Durch die Berechnung der Korrelatorausgängen zu diskreten Zeitpunkten kann die Rechenkomplexität sehr stark gesenkt werden. Allerdings kann auch mit diesem Ansatz nicht das gesamte Navigationssystem simuliert werden. Die Simulation ist vielmehr auf die reine Signalübertragung von Satellit zum Empfänger beschränkt. Systemaspekte wie Uhren, Bodenstationen und dergleichen können nicht simuliert werden.

3.3.5 Lösung des Problems der Asynchronität

Die blockweise Verarbeitung des Datenstroms in 1 ms Abschnitten erlaubt es, asynchrone Signale stückweise zu approximieren, ohne daß die zeitliche Verzerrung berücksichtigt werden muß. Daher wird in diesem Falle die Asynchronität durch eine Verschiebung um einen bestimmten Wert realisiert. Die Analyse dieser Verschiebung und die auftretenden Fehler können dem Abschnitt 4.1 entnommen werden.

3.3.6 Leistungskenndaten des „Fast-Simulation-Ansatzes"

Der Hauptrechenaufwand bei dem hier realisierten Ansatz ist die Korrelation des Empfangs- und Referenzsignals. Diese Korrelation muß bei der Verwendung eines Mehrwegekanals je verwendetem Echo erfolgen. Daher ist die Dauer einer Simulation sehr stark von der Anzahl der Echos des Kanals

abhängig.
Als Dauer einer Simulation haben sich 30 s Echtzeit als sinnvoll erwiesen. Tabelle 3.3 gibt die ungefähre Simulationsdauer bei der Verwendung einer Sun Ultra 60 mit 333 MHz und 512 MB RAM an.

Kanal	Anzahl der Korrelationen	Simulationsdauer je C/N_0-Wert
AWGN	1	24 h
En Route	3	64 h=2,6 Tage
Final Approach	3	64 h=2,6 Tage
Urban (Car/Pedestrian)	6	144 h = 6 Tage
Rural	4	104 h = 4,3 Tage

Tabelle 3.3: Simulationszeiten des Simulators für 30 s Echtzeit.

Bei den erreichten Geschwindigkeitsverbesserungen um etwa Faktor 100 stellt sich die Frage zur Genauigkeit des Simulators. Zur Beantwortung dieser Frage sei auf Abschnitt 4.1 verwiesen.

Anstelle der in Abbildung 3.6 beschriebenen Korrelation kann auch ein „Table-Lookup-Verfahren“ verwendet werden, wie es in [29] beschrieben ist. In diesem Falle ergibt sich ein weiterer Geschwindigkeitsgewinn.

3.3.7 Einstellbare Parameter

Eine wesentliche Anforderung an einen Simulator ist es, daß möglichst viele Parameter eingestellt werden können, um Flexibilität, vielseitige Anwendbarkeit und Anpaßbarkeit zu gewährleisten. Wichtige Parameter, geordnet in funktionale Gruppen des im Rahmen dieser Dissertation erstellten Simulators, sind in Anhang B aufgeführt.

3.4 Softwaredesign

Im folgenden Abschnitt soll das Softwaredesign des Simulators näher beleuchtet werden. Das gesamte Softwaredesign des Simulators wurde in objektorientierter Weise durchgeführt. Eine der verbreitetsten Entwurfsmethoden ist die „object modeling technique (OMT)“. Diese in [30] vorgestellte Methode erlaubt die Unterteilung des Gesamtsystems in Klassen und Methoden zur späteren Realisierung in MATLAB.

3.4.1 Analyse des Problemumfelds

Wird ein Simulationssystem in einer Größenordnung wie das hier dargestellte entworfen, so sind folgende Punkte in Betracht zu ziehen:

Flexibilität: Die Flexibilität des Simulationssystems gibt an, inwieweit das System an neue Anforderungen allgemeiner Art angepaßt werden kann. In aller Regel führt erhöhte Flexibilität zu großem Mehraufwand, so daß hier eine „vernünftige“ Dimensionierung vorgenommen werden muß. Auch führt ein gesteigertes Maß an Flexibilität häufig zu einer hohen Komplexität sowohl auf Seiten des Rechenaufwandes als auch auf Seiten des Bedieners.

Sicherheit: Erreicht ein System eine gewisse Größe und Bedienkomplexität, so kann es leicht zu Fehlbedienungen kommen. Das geschieht vor allem dann, wenn das System in einigen Einheiten Parameter verwendet, die von anderen abgeleitet sind und daher vom Bediener nicht direkt kontrolliert werden können.

Wartbarkeit: Dieser Aspekt gibt an, inwieweit Fehler nachvollziehbar und behebbar sind. Ebenso fällt die Dokumentierbarkeit unter diesen Aspekt.

Ziel des Softwaredesigns ist es, den oben genannten Aspekten möglichst gerecht zu werden, ohne dabei die Verarbeitungs- und Realisierungskomplexität aus den Augen zu verlieren. Die gewählte Lösung soll im folgenden vorgestellt werden.

3.4.2 Partitionierung

Wie in [30] ausgeführt, ist es zweckmäßig, für die Partitionierung des Gesamtsystems in Klassen leicht zu identifizierende Einheiten zu verwenden, die auch eine Entsprechung in der realen Welt aufweisen. Im Falle eines nachrichtentechnischen Systems sind das typischerweise die Signalverarbeitungseinheiten wie Code Generator, Modulator, Kanal, PLL, Filter usw. .

Um statische und dynamische Werte innerhalb des Simulators zu unterscheiden, werden die statischen Werte in der Zukunft als Parameter und die dynamischen als Signale bezeichnet. Aus Sicherheitsgründen ist die Übertragung statischer und dynamischer Werte getrennt ausgeführt.

3.4.3 Blöcke

Als Blöcke werden im folgenden die erwähnten Signalverarbeitungseinheiten bezeichnet. Sie sind dadurch gekennzeichnet, daß sie Signale erzeugen, verarbeiten oder terminieren. Entsprechend sind die Elternklassen als *Source, Transfer* und *Sink* bezeichnet. Von diesen Elternklassen werden alle Signalverarbeitungsklassen abgeleitet. Ein Block erhält seine Parameter stets durch ein Parameterobjekt.

3.4.4 Parameterobjekte

Parameterobjekte sind ähnlich einer C-Struktur („Strukt“) zu verwenden. Sie enthalten alle Parameter, die für den beigeordneten Block nötig sind. Parameter können stets in das Objekt geschrieben werden. Sie sind aber nur dann lesbar, wenn alle Parameter des Objekts innerhalb ihrer gültigen Grenzen gesetzt sind. Damit ist sichergestellt, daß nur gültige Parameter an einen Block übermittelt werden. Abbildung 3.9 zeigt die Beziehung zwischen Block und Parameterobjekt am Beispiel des Modulator-Blocks.

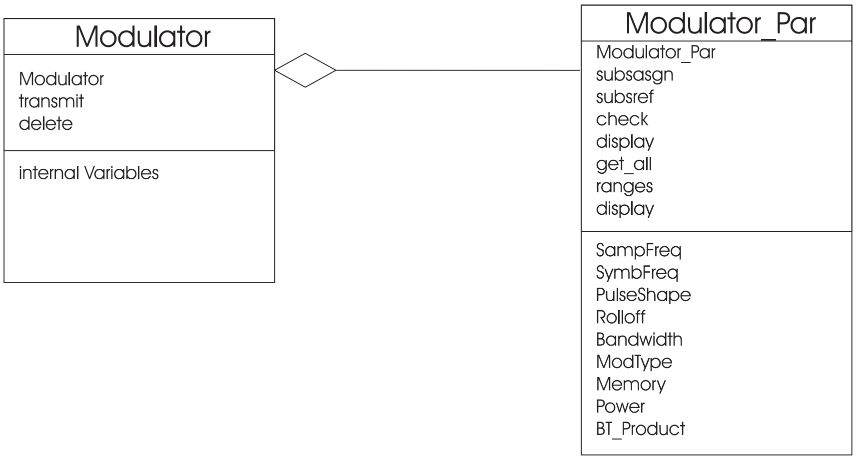

Abbildung 3.9: Beziehung zwischen Block und dessen Parameterobjekt.

3.4.5 Signalfluß

Der Signalfluß gibt an, welche Einheit (Block) mit welcher anderen in welcher Weise kommuniziert. Kennzeichnend für den Signalfluß ist die Tatsache, daß sich die Signale zur Laufzeit des Systems stets ändern. Die Hauptschwierigkeit beim Übermitteln von Signalen zwischen den Blöcken ist der Zeitbezug der Abtastwerte. Aus Sicherheitsgründen werden daher Abtastwerte und die entsprechenden Zeitmarken nur gekapselt zwischen den Blöcken ausgetauscht.

Daher wurde die Interfaceklasse „Signal“ geschaffen. Mittels dieser Klasse werden Signale von einem Block zum nächsten übertragen. Hierbei kann ein Signal einen oder mehrere Kanäle enthalten. Diese Kanäle erlauben es, verschiedene Signale über die gleiche Verbindung zu übertragen, ähnlich wie bei der Verwendung eines mehradrigen Kabels. Bedingung für die Verwendung der Kanäle ist jedoch, daß die einzelnen Kanäle denselben Zeitbezug (Abtastzeitmarken) aufweisen. Desweiteren weist die Klasse Signal Interpolationsmethoden, Darstellungsoptionen und Signalverarbeitungsmethoden auf.

Ausgehend von der Klasse Signal wurde eine Fülle von speziellen Signalen, wie z.B. Rechtecksignale, RRC[5]-Signale oder SI[6]-Signale, definiert. Hierbei wird die Signalklasse als Parentklasse verwendet, um die Signalverarbeitungsmethoden vererben zu können.

[5]RRC=Root Raised Cosine

[6]SI(t)=$\frac{\sin(t)}{t}$

3.4.6 Parameterfluß

Um die Parameter der Gesamtsimulation auf die einzelnen Blöcke zu verteilen, sind bei der Initialisierung des Simulators umfangreiche Berechnungen nötig. Hierzu müssen zunächst alle Simulationsparameter im gültigen Bereich gesetzt sein. Anschließend werden diese ausgelesen, um die internen Parameter zu berechnen, die ihrerseits wieder in die Parameterobjekte der Blöcke geschrieben werden. Von dort sind sie wiederum nur dann lesbar, wenn sie für den jeweiligen Block im gültigen Bereich sind. Somit ist sichergestellt, daß nie Bereichsüberschreitungen, weder intern noch extern, vorkommen können.
Ein Beispiel für einen Parameterfluß ist in Abbildung 3.10 dargestellt. In dieser einfachen Simulation soll ein Signal mittels eines Signalgenerators erzeugt werden, mittels eines Filters bearbeitet und in einer Sinke gespeichert werden. Als Simulationsparameter sind die Filterbandbreite in Hz und die Sampling-Frequenz in Hz angegeben. Innerhalb der Simulation müssen diese Werte auf die jeweiligen Blöcke verteilt werden. Die Filterkoeffizienten müssen intern berechnet und an den Block übertragen werden.

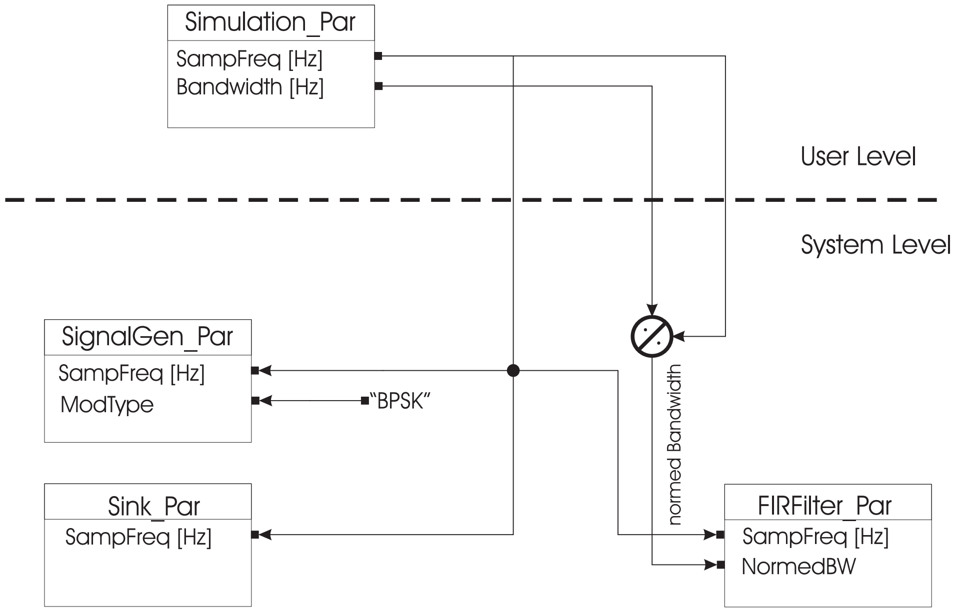

Abbildung 3.10: Einfacher, beispielhafter Parameterfluß in einer Simulation.

3.4.7 Controlling

Alle Einheiten (Blöcke und Gesamtsimulation) weisen drei mögliche Methoden auf:

Constructor: Der Constructor initialisiert den Block. Als Argument muß das passende Parameterobjekt übergeben werden. Der Rückgabewert stellt ein initialisiertes Objekt der jeweiligen Klasse oder eine Fehlermeldung dar.

Arbeiten: Je nach Block-Typ arbeiten die Blöcke unterschiedlich: Eine *Source* erzeugt (*generate*) Samples, ein *Transfer*-Block verarbeitet sie (*transmit*), und eine *Sink*e terminiert ein Signal (*store*).

Destruktor: Der Destruktor zerstört das im Argument übergebene Objekt, sorgt aber dafür, daß die nötigen Speicherungen durchgeführt werden.

3.4.8 Gesamtkonzept

Für die dynamische Modellierung sind sowohl die Gesamtsimulation als auch die Einzelmodule in drei Zustände unterteilt:

Construktor: Im Construktor werden alle Signale berechnet, die nur einmal erzeugt bzw. verarbeitet werden müssen. In diesem Softwareteil läuft neben der Initialisierung der einzelnen Blöcke der gesamte Parameterfluß.

run: Der Run-Teil der Simulation ist für die eigentliche Simulation zuständig. Hier werden laufende Signale erzeugt, verarbeitet und ausgewertet.

delete: Der Delete-Teil der Simulation beinhaltet die Auswertung und Speicherung der gesamten Simulation. Wird dieser Teil aktiviert, so werden die Speicher geleert und die Ergebnisse in Files gespeichert.

3.4.9 Ausrichtung der Simulationen

Der hier vorgestellte Simulator ist modular aufgebaut. Aus der großen Anzahl der Signalverarbeitungseinheiten können viele verschiedene Simulationen aufgebaut werden. Im Rahmen dieser Arbeit sind vier verschiedene Simulationen realisiert worden, die als „Simulation 3“ - „Simulation 6“ bezeichnet werden. Ihre genauen Schaltpläne sind im Anhang C angegeben. Im folgenden sollen die fachlichen Zusammenhänge der Simulationen erläutert werden.

Low-Cost-Empfänger

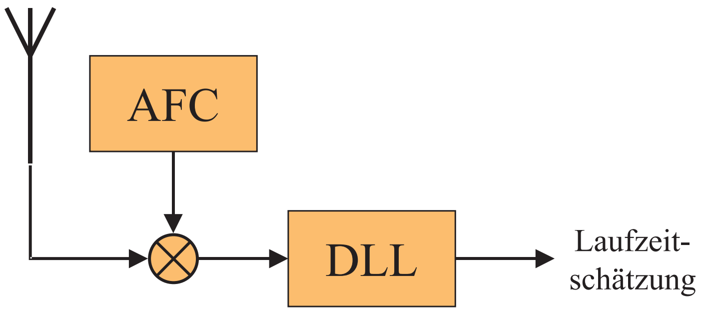

Abbildung 3.11: Schematischer Aufbau des Simulationslayouts 3.

„Simulation 3“ (siehe Abbildung 3.11) stellt die Grundfunktionalität eines GPS-Empfängers zur Verfügung ähnlich derjenigen preiswerter GPS-Empfänger, die derzeit kommerziell angeboten werden. Das Layout der „Simulation 3“ dient dazu, den Einfluß von Signal- und Mehrwegeeffekten auf die Synchronisationsgenauigkeit zu untersuchen. Hierbei wird eine ideale Automatic Frequency Control (AFC) angenommen, die Phase und Frequenz des Trägers schätzt. Der Empfänger besteht aus einer DLL und schätzt dementsprechend die Gruppenlaufzeit des Navigationssignals.

Präzisionsempfänger

„Simulation 4“ (siehe Abbildung 3.12) erweitert die Funktionalität der „Simulation 3“. Hierzu wird am sogenannten „Inphase-Ausgang“ der DLL eine inkohärente PLL angeschlossen, die die Trägerphase des Satellitensignals bestimmt. Dieser Empfänger ist nunmehr jedoch in der Lage, auch die Trägerphase zu messen, was zu einer erheblichen Genauigkeitsverbesserung führt.

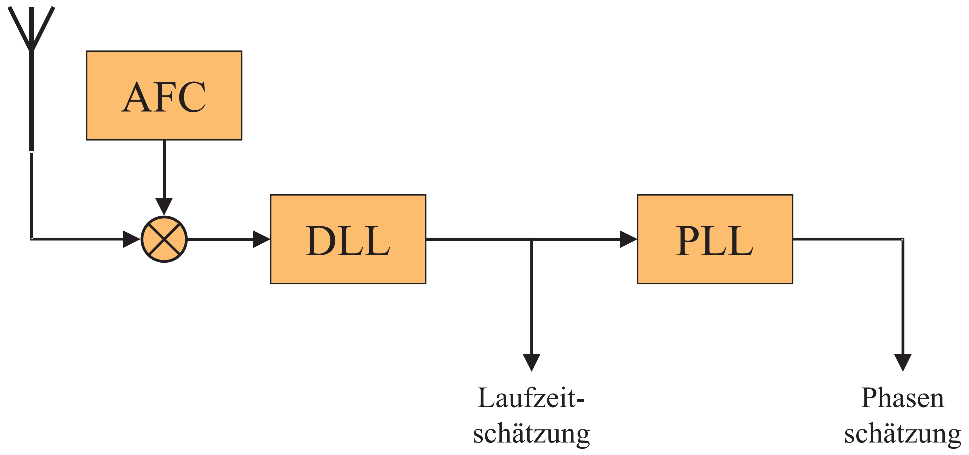

Abbildung 3.12: Schematischer Aufbau des Simulationslayouts 4.

Präzisionsempfänger mit Phasenrückführung

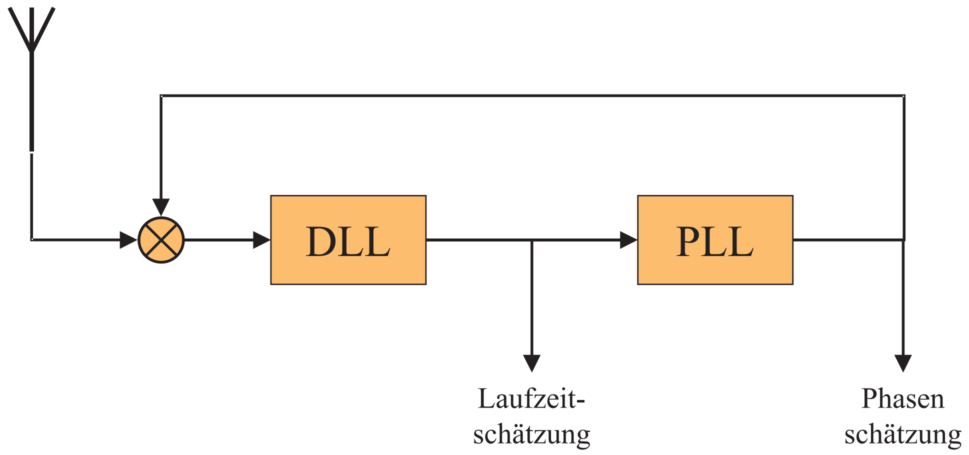

Abbildung 3.13: Schematischer Aufbau der Simulationslayouts 5 und 6.

Im Simulations-Layout „Simulation 5" (siehe Abbildung 3.13) wird die bisher angenommene AFC durch eine inkohärente PLL ersetzt. Diese übernimmt die Schätzung und Korrektur der Trägerphase und -frequenz. Hierzu wird deren Ausgang direkt auf den Mischer der Eingangsstufe aufgeschaltet. Diese Simulation entspricht der Situation bei der Verwendung von Hochpräzisionsempfängern, z.B. für Anwendungen in der Geodäsie.

KAPITEL

4

Theoretische Analyse des Simulators

Dieser Abschnitt beschreibt die Analyse des aufgebauten Simulationssystems. Zunächst werden die Fehlermöglichkeiten des „Fast-Simulation-Ansatzes“ beleuchtet. Im Abschnitt 4.2 wird eine theoretische Schranke, die sog. Cramer-Rao-Bound, eingeführt. Ein Vergleich des Simulationssystems mit dieser Schranke ist in Abschnitt 5.1 durchgeführt worden. Eine weitere theoretische Vergleichsmöglichkeit liefert die Analyse einer linearisierten DLL in Abschnitt 4.3.

4.1 Fehlerbetrachtung des Fast-Simulation-Ansatzes

Bei jeder Simulation wird es durch die Implementierung zu Fehlereinflüssen kommen. Der folgende Abschnitt soll nun eine Abschätzung der Fehlereinflüsse durch den in Abschnitt 3.3 beschriebenen „Fast-Simulation-Ansatz“ ermöglichen.

4.1.1 Untersuchung des „Shrink-Faktors“

Wenn der Satellit sich auf den Empfänger zubewegt, wird aufgrund der Dopplerverschiebung ein Codewort verkürzt; wenn der Satellit sich vom Empfänger wegbewegt, wird es verlängert. Aus diesem Grunde kann die Länge eines Elementarsymbols („Chips“) $T_c(t)$ zunächst nicht als konstant angesehen werden, sondern als zeitabhängig. Es stellt sich zunächst die Frage, um welchen Prozentsatz ein Codewort länger oder kürzer werden kann.

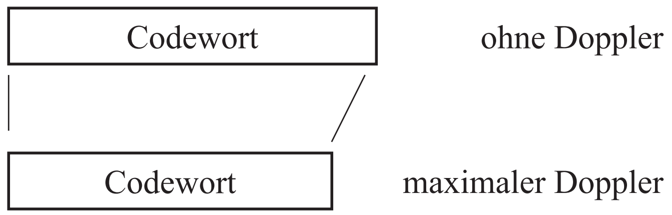

Abbildung 4.1: Verkürzung eines Codeworts durch die Satellitenbewegung.

Die maximale Dopplerverschiebung des GPS-Systems tritt bei niedrigen Elevationen (Auf- und Untergang des Satelliten) auf. Dopplerverschiebungen durch die Empfängerbewegung spielen aufgrund des Betrages der Dopplerverschiebung von 4,5 kHz keine Rolle. Mit

$$f_d = \frac{v}{c_0} \cdot f_s \tag{4.1}$$

ergibt sich die maximale Radialgeschwindigkeit $|\vec{v}_{radial}|$:

$$v_{radial} = \vec{v} \cdot \vec{e_r} = \frac{f_d \cdot c_0}{f_s} = \frac{4.5 \text{ kHz} \cdot c_0}{1.5 \text{ GHz}} = 900 \frac{\text{m}}{\text{s}} \tag{4.2}$$

Während der Dauer eines Codewortes ($T_{cw} = 1$ ms) bewegt sich der Satellit also um $\Delta L = 0.9$ m. Da aber ein Codewort im Freiraum eine Länge von

$$L_{CW} = c_0 \cdot T_{CW} = 300 \text{ km} \tag{4.3}$$

hat, ist die relative Verkürzung

$$\frac{\Delta L}{L_{CW}} = 3 \cdot 10^{-6} \tag{4.4}$$

Der Empfänger integriert über ein Codewort und tastet das so korrelierte Signal anschließend ab (Sample and Hold). Hierdurch entsteht am Empfängerausgang ein zeitdiskretes Signal mit einer Abtastdauer, die mit der Codewortdauer identisch ist. Die relative Verkürzung/Verlängerung ist aber weit geringer als die Abtastdauer. Daher fällt dieser „Shrink-Effekt“ nicht ins Gewicht.

Eine andere Möglichkeit der Verlängerung/Verkürzung der Codeworte sind die Schwankungen der Satellitenuhren. Uhren verhalten sich aber so schmalbandig, daß in einer Codewortdauer nahezu keine Änderung festzustellen ist. Demnach ist also auch aus dieser potentiellen Fehlerquelle der Shrink-Effekt ebenso zu vernachlässigen.

Andere Fehlerquellen, die zur Veränderung der Codewortdauer führen, treten nicht auf.

Wenn aber der Shrink-Effekt keine Rolle spielt, kann $T_c(t) \stackrel{!}{=} T_c = const.$ angesehen werden. Dann aber ist die Codewortlänge bzw. -dauer nicht mehr zeitvariabel. Diese Erkenntnis wird im folgenden zugrunde gelegt.

4.1.2 Analyse des realen Empfängers

Bei einem realen Empfänger wird das empfangene Signal mit dem Referenzsignal multipliziert und dann über ein Codewort integriert (siehe Bild 4.2).

Hierbei sei $c(t)$ ein GNSS[1]-Codewort der Länge L_{code}, der Dauer T_{code} mit dem Elementarsymbol $e(t)$, der zeitabhängigen Chipdauer $T_c(t)$ und den Codebits k_i. Dann ergibt sich das Codewort zu:

$$c(t) = \sum_{i=1}^{L_{code}} k_i \cdot e\left(t - k \cdot T_c\right). \tag{4.5}$$

[1] Global Navigation Satellite System

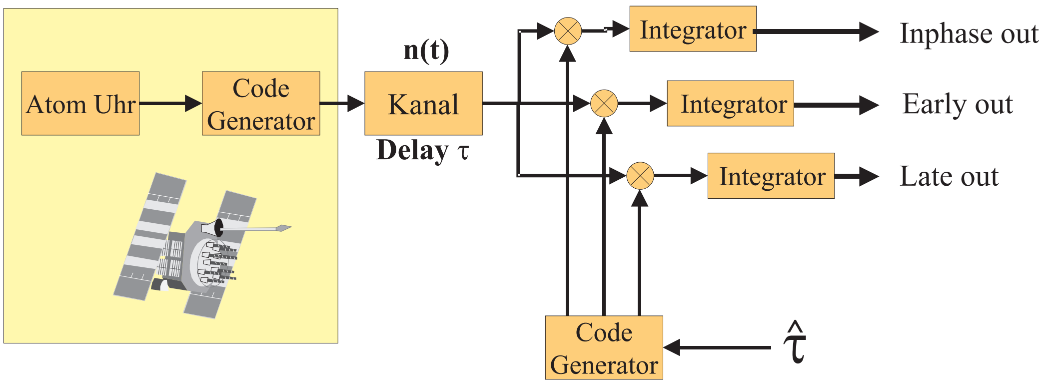

Abbildung 4.2: Integratorenanordnung bei einer DLL.

Geht man nun von einer periodischen Aussendung der Codeworte aus und nimmt man weiter an, daß keine Daten übertragen werden, so ergibt sich das Sendesignal als[2]:

$$c(t) = e(t) * ШШ\left(\frac{t}{T_c}\right) * k_{\text{code}}. \tag{4.6}$$

Nimmt man einen additiven Rauschkanal mit dem Rauschsignal $n(t)$ und der Laufzeitverzögerung τ an, so lautet das Empfangssignal

$$r(t) = e(t) * ШШ\left(\frac{t-\tau}{T_c}\right) * k_{\text{code}} + n(t). \tag{4.7}$$

Verwendet der Empfänger ein Matched-Filter (MF), um das Codewort zu empfangen, so muß die Impulsantwort des MF zu $c^*(-t)$ gewählt werden. Hierbei wird der Empfänger die Integratoren für „Early“, „Late“ und „Inphase“ realisieren, indem er die Korrelatorimpulsantworten um $\tau_v = +Delta/2, -Delta/2$ oder 0 verschiebt.

Für das Ausgangssignal des Korrelators ergibt sich in diesem Fall:

$$\begin{aligned}
K_{out}(\hat{\tau}-\tau_v) &= r(t-\tau_v) * c^*(-(t-\hat{\tau})) \\
&= \left(e(t) * ШШ\left(\frac{t-\tau-\tau_v}{T_c}\right) * k_{\text{code}} + n(t)\right) * \left(e^*(t) * ШШ\left(\frac{-t+\hat{\tau}}{T_c}\right) * k_{\text{code}}\right) \\
&= \int_0^{L_{code}} \left[e(t-\tau-\tau_v) * ШШ\left(\frac{t}{T_c}\right)\right] \cdot \left[\left(e^*(-t+\hat{\tau}) * ШШ\left(\frac{t}{T_c}\right) + n(t)\right)\right] dt. \qquad (4.8)
\end{aligned}$$

Ist $n(t)$ stationär: dann ist:

$$\begin{aligned}
K_{out}(\hat{\tau}-\tau_v) &= \int_0^{L_{code}} \left[e(t-\tau-\tau_v+\hat{\tau}) * ШШ\left(\frac{t}{T_c}\right)\right] \cdot \left[\left(e^*(-t) * ШШ\left(\frac{t}{T_c}\right) + n(t)\right)\right] dt \qquad (4.9) \\
&= \varphi_{ee}(\tau-\tau_v+\hat{\tau}) + \int_0^{L_{code}} \left[e(t-\tau-\tau_v+\hat{\tau}) * ШШ\left(\frac{t}{T_c}\right)\right] \cdot n(t)\, dt, \qquad (4.10)
\end{aligned}$$

wobei $\varphi_{ee}(\tau)$ die Autokorrelationsfunktion des Elementarsignals $e(t)$ bezeichnet.

[2] $ШШ\left(\frac{t}{T}\right) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - k \cdot T)$

4.1.3 Untersuchung des Modellempfängers

Der Modellempfänger des „Fast-Simulation-Ansatzes" erzeugt in einer Initialisierungsphase zunächst ein Codewort $c(t)$ und speichert dieses. Während des Simulationslaufes wird eine zyklische Wiederkehr der Codeworte angenommen. Der Modellempfänger berechnet die Korrelatorausgänge wie im folgenden beschrieben (vergleiche auch Abbildung 3.6).

Zunächst wird die jeweilige Verschiebung der Korrelatoren berechnet. Diese liegt bei:

$$v = -\tau - \hat{\tau} + \tau_v. \tag{4.11}$$

Das Referenzsignal $r(t)$ wird gebildet, indem das gespeicherte Signal um v verschoben wird. Um auch Verschiebungen erzeugen zu können, die nicht im Abtastraster liegen, muß eine geeignete Interpolation zu Hilfe genommen werden.

Nachdem der Rauschvektor $n(t)$ erzeugt wurde, berechnen sich die Korrelatorausgänge als:

$$K_{out} = \int_0^{L_{code}} \underbrace{\left[e(t-v) * \sqcup\!\sqcup\!\sqcup \left(\frac{t}{T_c}\right)\right]}_{c(t-v)} \cdot \underbrace{\left[\left(e(t) * \sqcup\!\sqcup\!\sqcup \left(\frac{t}{T_c}\right) + n(t)\right)\right]}_{r(t)} dt. \tag{4.12}$$

Aus dem Vergleich der Gleichungen (4.8),(4.11) und (4.12) wird deutlich, daß die einzige Fehlerquelle des Fast-Simulation-Ansatzes in der Interpolation begründet liegt. Diese Fehlerquelle soll im nächsten Abschnitt untersucht werden.

4.1.4 Interpolationsfehler bei der Verschiebung

Bei der Interpolation von Signalen ergibt sich ein Tradeoff zwischen Genauigkeit und Rechenkomplexität. Im folgenden sollen daher die einzelnen Verfahren verglichen werden. Zur Verfügung stehen:

1. **„linear" = lineare Interpolation**
2. **„cubic" = kubische Interpolation**
3. **„spline" = Spline-Interpolation**
4. **„Real LP-IP" = Interpolation mittels Tiefpaßfilter**

Als Testsignal dient die Si-Funktion $Si(x) = \frac{\sin(x)}{x}$. Diese Funktion wird zunächst auf einer Abtastrate R_1 erzeugt und dann auf die Abtastrate R_2 mittels der jeweiligen Interpolationsmethode umgesetzt.

Das ideale Spektrum der Testfunktion ist durch die $RECT$-Funktion

$$S\left(\frac{f}{B}\right) = \begin{cases} 1/B & \forall \ |f| \leq B/2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{4.13}$$

beschrieben. Durch die Interpolation entsteht ein Störspektrum, welches vom idealen Spektrum abweicht. Diese Emissionen über das Nutzband hinaus kann als Maß für die Güte der Verfahren

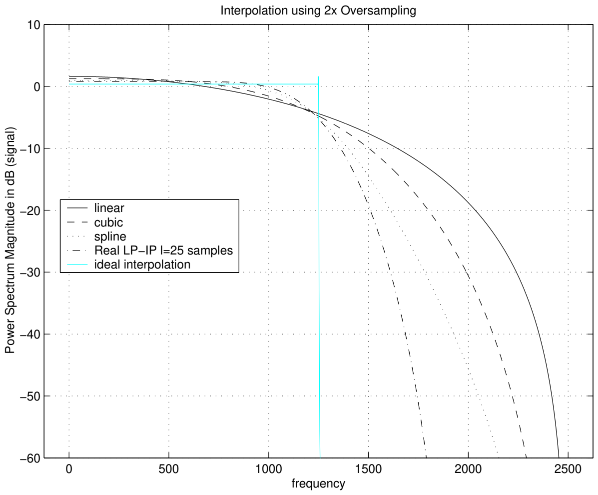

Abbildung 4.3: Spektrum des interpolierten Signals bei zweifacher Überabtastung.

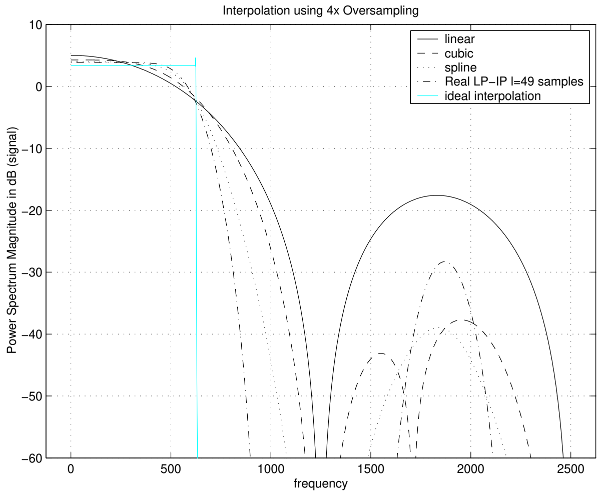

Abbildung 4.4: Spektrum des interpolierten Signals bei vierfacher Überabtastung.

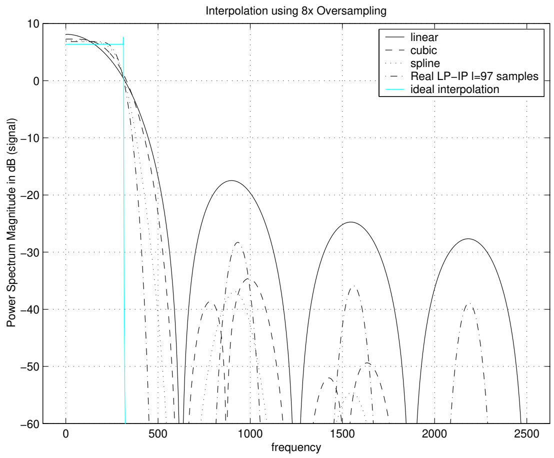

Abbildung 4.5: Spektrum des interpolierten Signals bei achtfacher Überabtastung.

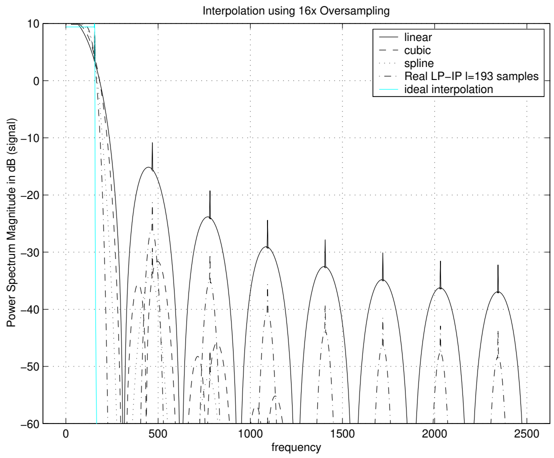

Abbildung 4.6: Spektrum des interpolierten Signals bei sechzehnfacher Überabtastung.

herangezogen werden. Je geringer sie ausfallen, desto genauer wird das interpolierte Signal nachgebildet.

Beurteilt man die Interpolationsverfahren wiederum nach ihrem Störspektrum, so wird in den Abbildungen 4.3 bis 4.6 deutlich, daß die Verfahren in ihrer Performance in folgender Reihenfolge abschneiden: „Real LP-IP“, „spline“ , „cubic“, „linear“. Diese Reihenfolge gibt aber auch den Rechenaufwand wieder, der nötig ist, um die Interpolation durchzuführen.

Um dennoch eine geforderte Leistungsfähigkeit bezüglich des Störspektrums zu erreichen, kann nun entweder die Abtastrate erhöht werden (Überabtastung), was durch die höhere Anzahl von Abtastwerten je Sekunde Echtzeit zu hohen Komplexitäten führt, oder es können Hochleistungsinterpolationsverfahren, wie z.B. die Tiefpaßinterpolation, verwendet werden, die von Haus aus eine hohe Komplexität besitzen.
In der Implementierung zeigt sich, daß die Verwendung des linearen Interpolationsverfahrens bei gleichzeitiger Erhöhung der Abtastrate dieselbe Unterdrückung des unerwünschten Spektrums

bietet wie beispielsweise die Verwendung der Tiefpaßinterpolation ohne die Erhöhung der Abtastrate. Hierbei ist aber die Verwendung der linearen Interpolation mit Abtastratenerhöhung aufwandsgünstiger. Daher soll die „linear"-Interpolation zum Einsatz kommen. In der Praxis wurden Überabtastungen von 4-8 verwendet.

4.2 Cramer-Rao-Bound

Die im folgenden vorzustellende Cramer-Rao-Bound (CRB) gibt an, wie genau das bestmögliche Synchronisationssystem ein bestimmtes Signal synchronisieren kann, wenn die Übertragung durch weißes, Gaußsches Rauschen (WGR) gestört wird. Als Maßzahl für die Güte wird hier die Varianz des Synchronisationsfehlers bestimmt, da für eine WGR-Störung der Mittelwert des Fehlers zu Null wird. Die Varianz des Fehlers ist somit gleich dem mittlerem quadratischen Fehler.
Im folgenden sollen die wesentlichen Punkte der Herleitung dargestellt werden. Für weitere Details sei auf [31] verwiesen.

Es sei $s(t,\alpha)$ die komplexe Einhüllende des Sendesignals mit der als zufällig angenommenen Daten- oder Codesequenz α. Hierbei ist das Signal cyclostationär mit der Impulsdauer T_c. Ferner wird angenommen, daß das Signal differenzierbar und absolut integrierbar ist. Das Leistungsdichtespektrum $S(f,\alpha)$ des Sendesignals $s(t,\alpha)$ ergibt sich durch Fouriertransformation. Die Leistung C des Signals ergibt sich als:

$$\bar{C} = \frac{1}{T_c}\int_0^{T_c} E \mid s(t,\alpha) \mid^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} S(f)df. \tag{4.14}$$

Der Schwerpunkt f_G des Spektrums ist

$$\begin{aligned} 2\pi \cdot f_G &= \omega_G = \frac{1}{\bar{C}}\int_{-\infty}^{\infty} 2\pi \cdot S(f)df. \\ &= -\frac{j}{\bar{C}T_c}\int_0^{T_c} E\left[\frac{\partial s(t,\alpha)}{\partial t}\cdot s^*(t,\alpha)\right]dt. \end{aligned} \tag{4.15}$$

Das Trägheitsmoment des Spektrums sei:

$$D^2 := \frac{1}{\bar{C}}\int_{-\infty}^{\infty} 4\pi^2 \cdot S(f)\cdot f^2 df \tag{4.16}$$

$$= \frac{1}{\bar{C}T_c}\int_0^{T_c} E\left[\left|\frac{\partial s(t,\alpha)}{\partial t}\right|^2\right]dt. \tag{4.17}$$

Das Signal $s(t,\alpha)$ wird über einen AWGN-Kanal mit unbekannter Verzögerung $\tau(t)$ und unbekannter Phasendrehung $\varphi(t)$ übertragen. Das empfangene Signal $r(t)$ kann somit folgendermaßen dargestellt werden:

$$r(t) = s(t-\tau(t),\alpha)\cdot e^{j\cdot\varphi(t)} + n(t). \tag{4.18}$$

Hierbei stellt $n(t)$ das additive komplexe Rauschen dar. Der Real- und Imaginärteil sind unabhängig, und sie besitzen beide die mittlere Rauschleistungsdichte $N_0/2$.

Aus [32], [33] und [31] ergibt sich die Cramer-Rao-Bound. Sie begrenzt die Varianz für jede mittelwertfreie Schätzung des Delays τ_n:

$$\sigma_{\tau_n}^2 \geq \sigma_{\tau_{CRB}}^2 = \frac{B_{\text{Loop}}}{2 \cdot \bar{C}/N_0 \cdot D^2}. \tag{4.19}$$

Wenn man diese Varianz auf die Chipdauer normiert, ergibt sich:

$$\left(\frac{\sigma_{\tau_n}}{T_c}\right)^2 \geq \frac{B_{\text{Loop}}}{2 \cdot \bar{C}/N_0 \cdot (T_c D)^2}. \tag{4.20}$$

Der Jitter der Synchronisationseinheit hängt also nur vom

- Signal-Rauschabstand C/N_0,
- der Chipdauer T_c und
- der spektralen Energieverteilung $S(f)$ des Sendesignals ab.

Ein Beispiel der CRB für ein Root-Raised-Cosine Navigationssignal ist in Abbildung 4.8 gezeigt. Die CRB limitiert die Varianz für das bestmögliche Synchronisationssystem an, das existieren kann. Es können daher keine Werte im schraffierten Bereich vorkommen.

4.3 Lineare Approximation der DLL

Zur Performanceanalyse der linearisierten DLL sei auf [34] verwiesen, deren Ergebnisse im folgenden verwendet werden. Hierbei ist der Grundgedanke der, daß die tatsächliche Loop-S-Kurve (siehe Abschnitt 2.3.1, insbesondere Abbildung 2.28 auf Seite 27) durch eine Gerade approximiert (siehe Abbildung 4.7). Die Steigung der Gerade im Nullpunkt entspricht der der Loop-S-Kurve. Sie wird in [34] direkt aus der Pulsform bestimmt. Die Analyse der so linearisierten DLL als LTI-System liefert die Varianz des Synchronisationsfehlers.
Abbildung 4.8 zeigt die Varianz der linearisierten DLL im Vergleich zur Cramer-Rao-Bound. Es ist deutlich zu sehen, daß die lineare Approximation eine etwas zu geringe Varianz angibt. Diese Abweichung wird leicht erklärlich, wenn man Abbildung 4.7 erneut betrachtet. Dort ist zu sehen, daß die lineare Approximation für alle Werte der Verschiebung τ bis auf $\tau = 0$ eine zu große Steigung im Verhältnis zur Loop-S-Kurve annimmt. Das Resultat ist die Schätzung einer zu geringen Varianz.

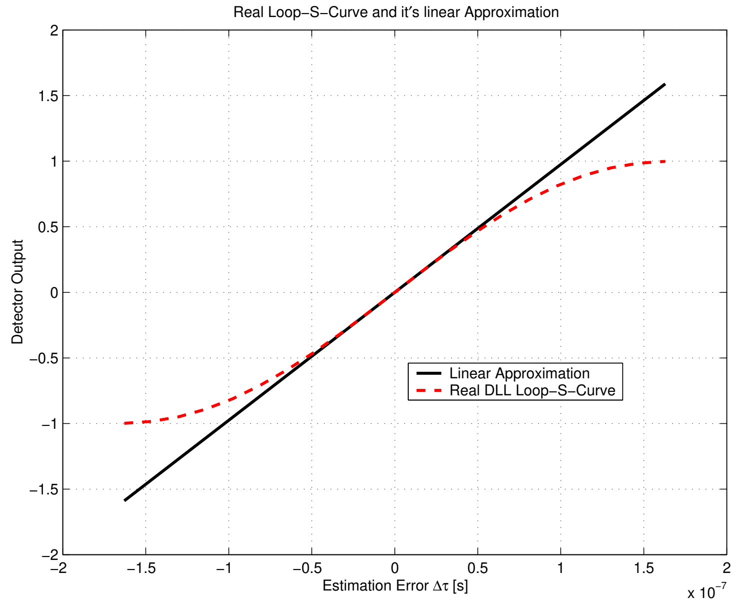

Abbildung 4.7: Lineare Approximation der DLL Loop-S-Kurve.

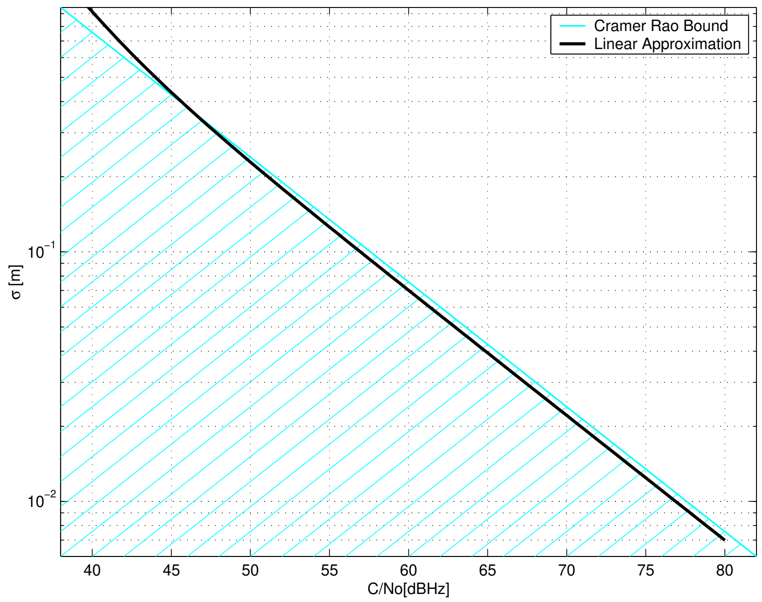

Abbildung 4.8: Vergleich von Cramer-Rao-Bound und linearer Approximation der DLL.

KAPITEL

5

Anwendungen des Simulators

In diesem Kapitel werden die verschiedenen Einflüsse auf die Leistungsfähigkeit des Navigationssignals untersucht. Hierbei wird das bisher in dieser Arbeit entworfene Simulationswerkzeug eingesetzt.

In Abschnitt 5.1 wird die Genauigkeit des Simulationssystems überprüft (Proof of Concept), indem Simulationsergebnisse zum einen mit der „Cramer-Rao-Bound“ und zum anderen mit der linearisierten DLL verglichen werden. Auf diese Weise ist eine Aussage über die Genauigkeit des Simulationssystems möglich.

In Abschnitt 5.2 wird das Simulationssystem in der ESA-Signal-Design-Studie [1] zum Einsatz gebracht. In dieser Anwendung wird ein Signalentwurf für das neue europäische Galileo-System vorgestellt, das zunächst für einen AWGN-Kanal optimiert wird (Abschnitt 5.2). Weiterhin wird der Signalpegel für das Galileo-System festgelegt.

In Abschnitt 5.3 werden die Auswirkungen der Mehrwegeausbreitung auf dieses Signal analysiert. Hierbei werden die in Abschnitt 2.2.2 Musterkanäle verwendet. Um sicherzustellen, daß die Optimierung des Galileo-Sendesignals für den AWGN-Kanal keine Nachteile für den Mehrwegefall hat, wird der direkte Vergleich zwischen Rechteck- (GPS) und Root-Raised-Cosine-Elementarssymbolen (Galileo) bei Mehrwegeausbreitung gezogen.

Leistungssendeverstärker sind ein notwendiges Element bei der Signalerzeugung im Satelliten. Daher betrachtet Abschnitt 5.4 die Auswirkungen des Einsatzes von Leistungssendeverstärkern (High Power Amplifier - HPA) in Bezug auf die Navigationsgenauigkeit des Navigationssystems.

Für die hochgenaue Navigation ist die Auswertung der Trägerphase unerläßlich. Verfahren des Standes der Technik weisen Nachteile vorallem bei schlechten Signal zu Rauschleistungsverhältnissen auf. In Abschnitt 5.5 wird ein neuartigen Verfahrens zur genaueren Trägerphasenschätzung ohne diese Verluste vorgeschlagen.

5.1 Konzeptverifikation

Um das Simulationssystem zu testen, werden eine Reihe von Simulationen durchgeführt. Die Simulationsergebnisse am AWGN-Kanal wurden mit

- der Cramer-Rao-Bound und

- der linearen Approximation der DLL

verglichen.

Als Testsystem wird eine inkohärente DLL gewählt. Das Navigationssignal besteht aus einem komplexen Gold-Code der Länge $L = 1023$, dessen QPSK-Modulationsschema mit Square-Root-Raised-Cosine-Impulsen mit einem Rolloff-Faktor ($\alpha = 0,2$) moduliert wird. Die Chiprate beträgt 3,069 Mchips/s. Das Testsignal entspricht genau dem in Abschnitt 5.2.9 definierten ESA-SDS[1]-Baseline-Signal. Als Übertragungskanal wird der besseren Analysierbarkeit wegen der AWGN-Kanal gewählt. Als DLL-Parameter werden gewählt: Loop-Bandbreite $B_{Loop} = 2$ Hz, Korrelator Spacing $\Delta = 1$ Chip, Integrationszeit $T_{int} = 1$ ms Die Simulationslaufzeit beträgt 30 s Echtzeit. Alle Elemente der Übertragungskette (Verstärker, Filter, Kanal) wurden als ideal angenommen; lediglich weißes Gaußsches Rauschen

5.1.1 Vergleich mit der Cramer-Rao-Bound

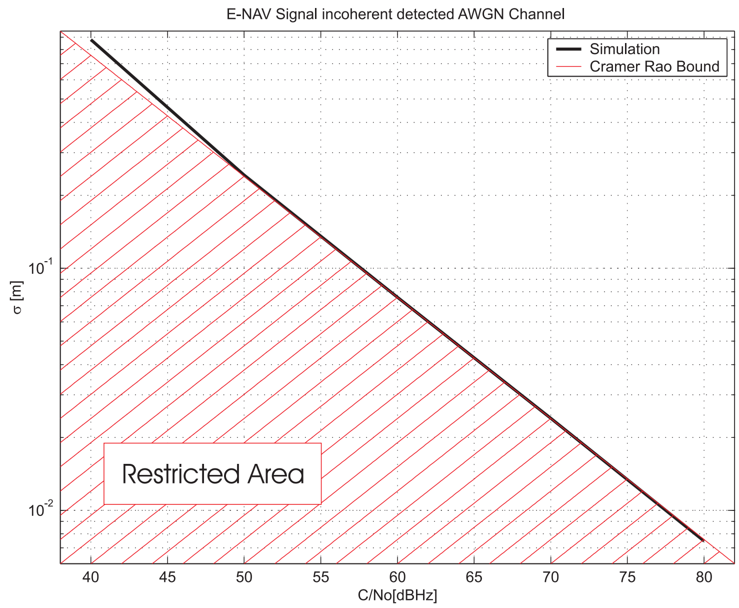

Abbildung 5.1: Vergleich des Testsystems mit der Cramer-Rao-Bound.

In Abbildung 5.1 ist der direkte Vergleich des Testsystems mit der Cramer-Rao-Bound dargestellt. Da die Cramer-Rao-Bound vom bestmöglichen Synchronisationssystem ausgeht, stellt diese „Bound" eine obere Grenze für die Navigationsgenauigkeit dar. Diese Tatsache wird durch den schraffierten Bereich dargestellt, der als „Restricted Area" zu verstehen ist.

Die Erwartung an das Testsystem für einen erfolgreichen Test ist, daß es nie genauer synchronisiert, als es die CR-Bound erlaubt.

Abbildung 5.1 beinhaltet im wesentlichen zwei Aussagen:

Genauigkeit der Simulation: Es ist deutlich zu sehen, daß die Simulation mit der CR-Bound für hohe C/N_0-Werte sehr gut übereinstimmt. Unterhalb etwa 50 dBHz wird die Simulation

[1] Signal Design and Transmission Performance Study for GNSS-2 [1]

etwas schlechter als die CR-Bound. Diese Tatsache läßt sich mit dem „Squaring-Loss“ der inkohärenten DLL erklären. Die Bound geht von der bestmöglichen Schätzung der Verzögerung aus. In diesem Fall wäre das zumindest eine kohärente DLL.

Güte einer inkohärenten DLL: Da die inkohärente DLL die CR-Bound für einen AWGN-Kanal derartig gut approximiert, kann für die Delayschätzung von einer Verbesserung abgesehen werden. Allenfalls sind noch Gewinne bei niedrigen C/N_0-Werten durch die Verringerung des „Squaring“ Losses möglich.

5.1.2 Vergleich mit der linear approximierten DLL

Als weiterer Nachweis der hohen Simulationsgenauigkeit des Simulators soll der Vergleich mit der linearisierten DLL dienen. Abbildung 5.2 zeigt die für das entsprechende Signalformat errechnete

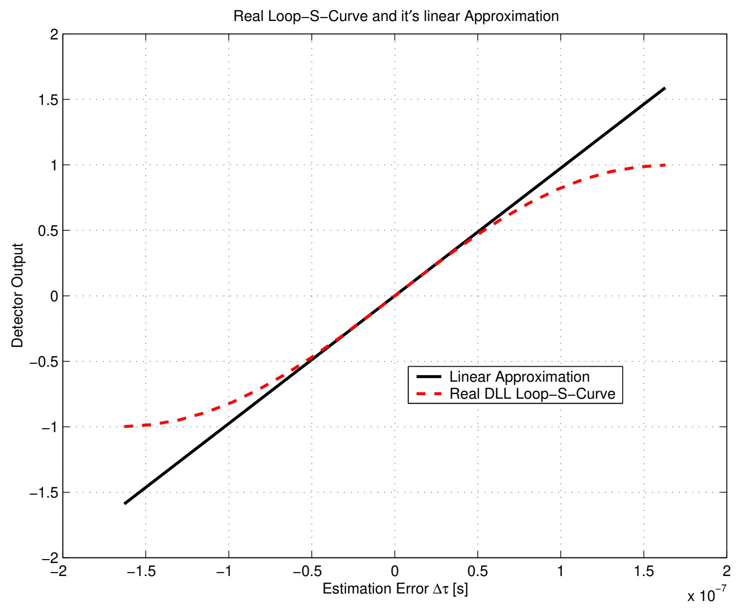

Abbildung 5.2: lineare Approximation der verwendeten Loop-S-Kurve.

Loop-S-Kurve (vergleiche Abschnitt 2.3.1). Die Approximation der DLL geschieht linear, d.h. mit einer Geraden, die im Nullpunkt eine mit der Loop-S-Kurve identische Steigung hat.

Die Erwartung für einen erfolgreichen Test durch Vergleich mit der linearisierten DLL ist, daß sich die Varianzkurven der CR-Bound und des Testsystems ähnlich verhalten.

Aus Abbildung 5.2 wird deutlich, daß die lineare Approximation immer eine optimistische Annahme darstellt, da der tatsächliche Detektor Gain G_{real} außer im Nullpunkt stets kleiner ist als der linearisierte Gain G_{lin}.

$$G_{real}(\Delta\tau) \quad < \quad G_{lin}(\Delta\tau) \qquad \forall\, \Delta\tau \neq 0 \tag{5.1}$$

Das wird auch in Abbildung 5.3 deutlich. Hier ist wiederum deutlich zu sehen, wie gut die Simulation an die Analyse heranreicht. Die lineare Approximation ist jedoch stets besser. Dennoch zeigt dieser Vergleich die Güte des Simulationssystems insbesondere für hohe C/N_0-Werte, bei denen der „Squaring Loss“ keine Rolle spielt.

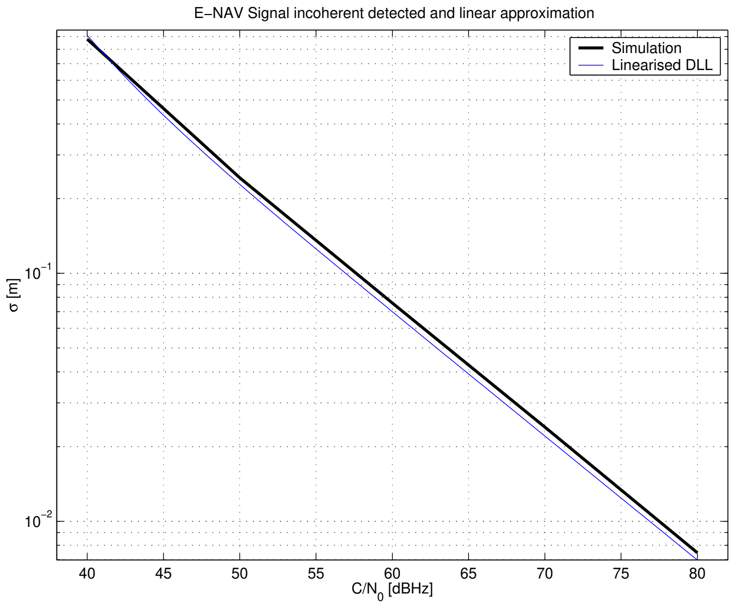

Abbildung 5.3: Vergleich der Simulationsergebnisse des Testsystems mit der linear approximierten DLL.

5.2 Galileo-Signal-Entwurf

5.2.1 Problemstellung

Die Europäische Union (EU) plant unter dem Arbeitstitel „Galileo“ ein eigenes Satellitennavigationssystem zu bauen und zu betreiben. Die Hauptmotivationen resultieren aus:

- **Unabhängigkeit von den USA:** Ein Satellitennavigationssystem stellt eine elementare Basis für zukünftige Mehrwertdienste dar wie z.B. Logistik, Telematik oder Reiseplanungssysteme und dergleichen. Es ist daher das elementare Interesse der EU, in diesem Punkte von den USA unabhängig zu sein. Dieser Aspekt beinhaltet auch eine unbedingte Verfügbarkeit des Systems unabhängig von etwaigen Krisen auf dieser Welt.
- **Zivile Kontrolle:** GPS ist ein militärisches System und ist auf die Anforderungen der Militärs zugeschnitten, die oft an denen der zivilen Benutzer vorbeigehen. Daher soll Galileo ganz auf die Bedürfnisse der zivilen Nutzer zugeschnitten sein, wie z.B. Nutzer in der zivilen Luftfahrt oder der Telematik.
- **Modernisierung:** GPS wurde vor ca. 25 Jahren entwickelt und liegt in einigen Punkten hinter dem Stand der Technik zurück. Unter anderem drängt die EU darauf, daß in Galileo moderne Alternativen verfolgt werden, die bei GPS beispielsweise aufgrund der Komplexität nicht verfolgt werden konnten.

Das Problem bei der Einführung des neuen Satellitennavigationssystems ist, daß das neue System in einem Frequenzbereich realisiert werden muß, in dem kaum noch freie Bandbreite zur Verfügung steht, da fast alle Bereich belegt sind(vergleiche Abbildung 5.4). Bisher sind im L-Band belegt:

- **GPS L1:** Es beinhaltet den zivilen C/A-Code und den militärischen P- bzw. Y-Code. Frequenzbereich: 1212,600 MHz bis 1239,600 MHz.
- **GPS L2:** Es beinhaltet nur den militärischen P- bzw. Y-Code. Frequenzbereich: 1563,420 MHz bis 1587,420 MHz.
- **Glonass L1:** Militärischer Code. Frequenzbereich: 1237,827 MHz bis 1252,222 MHz.
- **Glonass L2:** Militärischer Code. Frequenzbereich: 1592,952 MHz bis 1610,000 MHz.

Aus Abbildung 5.4 ist ersichtlich, daß nur noch folgende Frequenzbänder für ein Satellitennavigationssystem genutzt werden können:

- **E1** Frequenzbereich: 1587,901 MHz bis 1591,583 MHz.
- **E2** Frequenzbereich: 1559,257 MHz bis 1562,939 MHz.
- **E4** Frequenzbereich: 1254,403 MHz bis 1258,085 MHz.

All diesen Bändern ist gemein, daß sie nur rund 4 MHz Bandbreite zur Verfügung stellen. Zur Nutzung der Alternativen G1 und G2 wäre wegen der Überlappung mit den Glonassbändern eine Zustimmung der russischen Regierung notwendig. Um das zu vermeiden, wird Galileo in 4 MHz breiten Bändern realisiert werden. Es stellt sich daher die Frage, wie man diese Bandbreite möglichst effektiv nutzen kann (vergleiche auch [14, 1]).

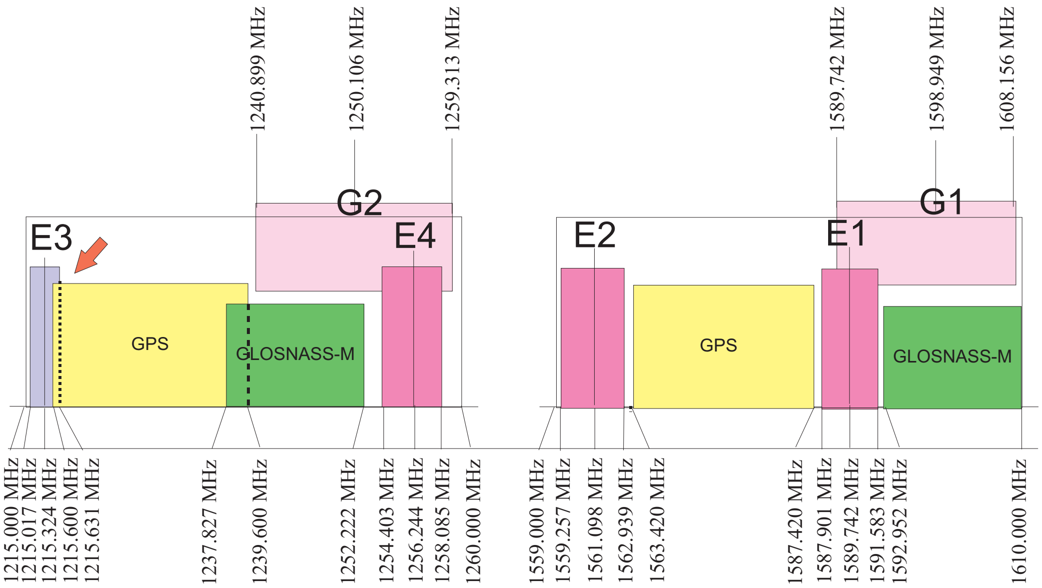

Abbildung 5.4: Frequenzbänder, die für die Navigation genutzt werden können.

5.2.2 Vorgehensweise

Galileo ist als ziviles Navigationssystem geplant und soll mehrere unabhängige Dienste ermöglichen. Daher sollen die einzelnen Bänder separat empfangbar sein. Falls der Empfang von mehreren Bändern gleichzeitig möglich ist, soll die so detektierbare Information möglichst optimal nutzbar sein. Dieses Ziel ist erreichbar, wenn man auf den E1- und E2-Bändern jeweils gleiche Signale abstrahlt, die zu einander kohärent sind. Dann ist es möglich die Teilsignale sowohl einzeln als auch zusammen auszuwerten.

Die Aufgabenstellung ist also, in einer gegebenen Sendebandbreite von 4 MHz ein Satellitennavigationssystem zu realisieren, daß die Entfernung Nutzer - Satellit bestmöglich bestimmen kann. Der Entwurf des Galileo-Signals geschieht in folgenden Stufen.

- Bestimmung des idealen Sendesignals
- Entwurf eines realisierbaren Sendesignals für das Galileo-System
- Auswahl der „besten“ Modulationsart und Impulsform mittels der Cramer-Rao-Bound
- Bestätigung der Ergebnisse mittels der Loop-S-Kurven
- Festlegung der Sendeleistung
- Ergebnis: Galileo-Baseline-Signal

5.2.3 Bestimmung des idealen Sendesignals

Unter den in Abschnitt 4.2 (siehe auch[31]) beschriebenen Voraussetzungen limitiert die Cramer-Rao-Bound bei gegebenem Signal-Rauschabstand C/N_0, gegebener Bandbreite der DLL B_{Loop} und Sendebandbreite B den Synchronisationsfehler einer DLL mit

$$\sigma_{\tau_n}^2 \geq \sigma_{\tau_{CRB}}^2 = \frac{B_{\text{Loop}}}{2 \cdot \bar{C}/N_0 \cdot D^2}, \tag{5.2}$$

wobei D^2 durch

$$D^2 = \frac{1}{\bar{C}} \int_{-\infty}^{\infty} 4\pi^2 \cdot S(f) \cdot f^2 df \tag{5.3}$$

definiert wird. Ist das Signal bandlimitiert, so daß

$$S(f) = 0 \ \text{ für } f < -B \text{ oder } f > B, \tag{5.4}$$

ergibt sich für

$$D^2 = \frac{4\pi^2 \cdot B}{\bar{C}} \int_{-1}^{1} S\left(\frac{f}{B}\right) \cdot \left(\frac{f}{B}\right)^2 df. \tag{5.5}$$

Aus den Gleichungen (5.2) und (5.5) geht hervor, daß die Systembandbreite möglichst hoch gewählt werden muß, um die Varianz des Synchronisationsfehlers zu minimieren. Geht man von einer vorgegebenen Bandbreite B aus, so bleibt nur noch die spektrale Verteilung $S(f)$ des Sendesignals zur Optimierung. Die Gewichtsfunktion $(f/B)^2$ in Gleichung (5.5) bewirkt, daß das optimale Sendesignal aus zwei Spektrallinien am Rande des Frequenzbandes besteht

$$S_{\text{opt}}(f) = \bar{C} \cdot \frac{1}{2} \left(\delta(f - B) + \delta(f + B)\right). \tag{5.6}$$

Im Zeitbereich (Basisband) ergibt sich die Cosinusfunktion

$$s_{\text{opt}}(t) = \sqrt{\bar{C}} \cdot \cos(2\pi B t). \tag{5.7}$$

Für dieses spezielle Signal ist

$$D^2 = 4\pi^2 \cdot B. \tag{5.8}$$

Die Cramer-Rao-Bound lautet daher für das „ideale“ Signal

$$\sigma^2_{\tau_n} \geq \sigma^2_{\tau_{CRB}} = \frac{B_{\text{Loop}}}{8\pi^2 \cdot \bar{C}/N_0 \cdot B}. \tag{5.9}$$

Dieses bezüglich der Cramer-Rao-Bound ideale Sendesignal bringt bei der Anwendung in der Navigation erhebliche Probleme mit sich:

Kanaltrennung: Ein Satellitennavigationssystem muß wenigstens vier Satelliten gleichzeitig empfangen können. Bei Verwendung des „idealen“ Sendesignals ist dies nicht möglich, da der Empfänger die verschiedenen Sender nicht trennen kann.

Mehrwegeunterdrückung: Bei Verwendung des „idealen“ Sendesignal ist der Empfänger nicht in der Lage den Mehrwegeanteil zu unterdrücken.

Aus diesen Gründen kann das, bezüglich der Cramer-Rao-Bound optimale Sendesignal für ein Navigationssystem nicht verwendet werden. Daher muß sich der Signalentwurf an den technischen Anforderungen des Navigationssystems orientieren.

5.2.4 Entwurf eines realisierbaren Sendesignals für das Galileo-System

In Abschnitt 5.2.3 wurde das „ideale“ Sendesignal eines Satellitennavigationssystems hergeleitet. Um jedoch die technischen Anforderungen für ein Navigationssystem zu erfüllen, sind Modifikationen des bezüglich der Cramer-Rao-Bound optimalen Sendesignals notwendig. Daher wird ein zusätzlicher Spreizungcode eingeführt.

Ein realisierbares Sendesignal würde damit

$$s_{\text{real}} = \cos(2\pi Bt) \cdot \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i \cdot e\left(\frac{t - i \cdot T_c}{T_c}\right) \tag{5.10}$$

lauten. Bei diesem Ansatz wird das Cosinus-Signal mit einem Spreizcode c der Chipdauer T_c und dem Elementarpuls $e(t)$ zusätzlich gespreizt. Abbildung 5.5 zeigt ein solches Signal im 4 MHz-Band für verschiedene Chiplängen. In diesen Berechnungen wurde ein Root-Raised-Cosine-Impuls mit $\alpha = 0,2$ verwendet.

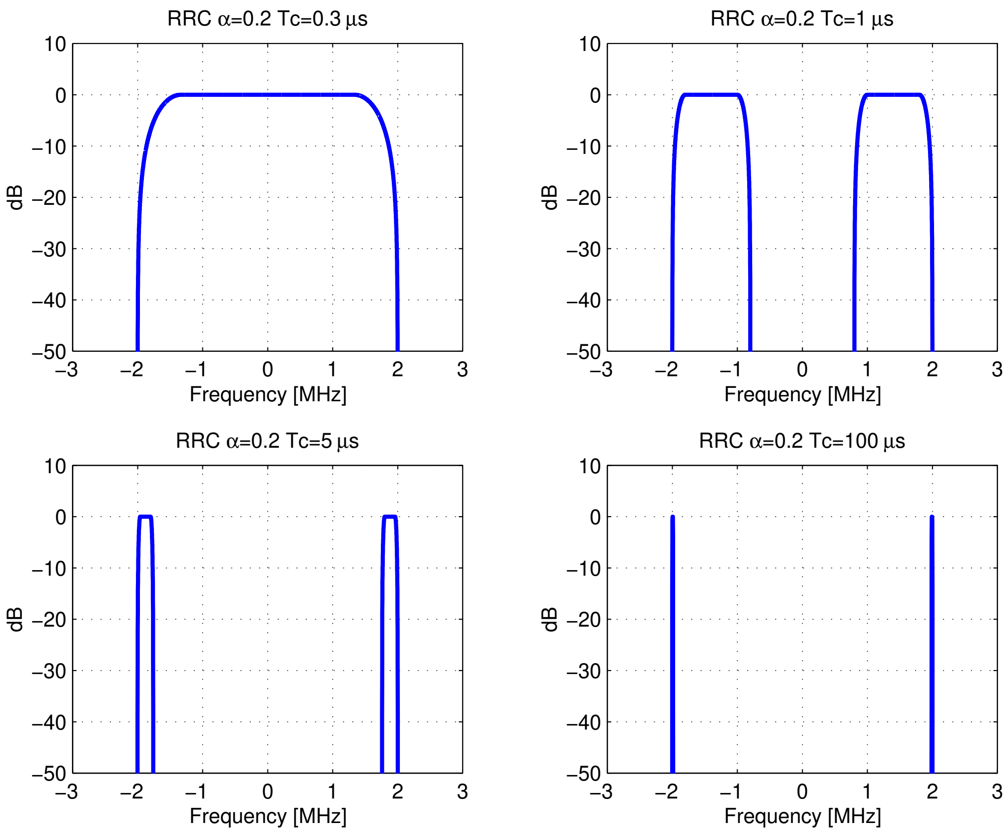

Abbildung 5.5: Realisierbare Sendesignale mit unterschiedlichen Chiplängen.

Dem idealen Sendesignal am nähesten kommt das Signal, bei dem die Chipdauer T_c=100μs angenommen wird. Allerdings ergibt sich dann bei einer angenommen Codelänge von L_{code}=1000, die nötig ist um die Satelliten zu trennen, eine Integrationszeit von 100 s. In Abschnitt 3.1.1 wurde auf die Bedeutung der zusätzlichen Verzögerung durch die Codeintegration hingewiesen. Eine Verzögerungszeit von 100 s bei einer Schleifenbandbreite von 2 Hz, wie sie in Navigationsempfängern typischerweise verwendet wird, würde bewirken, daß die DLL instabil würde. Außerdem wäre eine Unterdrückung des Mehrwegeempfangs nur für solche Umweglängen gegeben, die erheblich länger wären als 100 ms, was einer Wegstrecke von 30 km entspricht. Dieser enorme Wert macht deutlich, daß auch für dieses Sendesignal quasi kein Schutz gegenüber Mehrwegeempfang vorhanden wäre.

Eine Verringerung der Chiplänge würde ebenfalls nur einen Einflußbereich auf Umweglängen von 1,5 km verkürzen. Auch bei einer Chiplänge von 1 μs wäre der Einflußbereich mit 300 m immer noch erheblich länger als beim Signal ohne Unterträger, das eine Chipdauer von 0,3 μs erlaubt. Das macht deutlich, weshalb der Ansatz das Vorhandene Signalspektrum innerhalb des 4 MHz Bandes zu teilen nicht sinnvoll ist. Daher soll dieser Ansatz in der Folge nicht mehr weiterverfolgt werden. Eine Unterteilung in separate Bänder ist nur zwischen den verschiedenen Galileo-Bändern, z.B. E_1 und E_2 sinnvoll. Um diese Träger auch unabhängig voneinander empfangen zu können, kann dasselbe Signal kohärent auf E_1 und E_2 gesendet werden. Das Signaldesign der einzelnen Bänder ist hiervon jedoch unbetroffen. In der Folge wird der Signalentwurf daher nur für ein 4 MHz Band durchgeführt.

5.2.5 Auswahl der „besten“ Impulsform mittels der Cramer-Rao-Bound

In diesem Abschnitt soll nun das geeignetste Modulationsverfahren für die relativ schmalbandigen 4 MHz Bänder identifiziert werden. Als Auswahlkriterium für den AWGN-Kanal wird wiederum die Cramer-Rao-Bound verwendet.

Führt man das normierte Trägheitsmoment

$$P_{\text{norm}} = \frac{D^2}{f_{\text{chip}}^2} = D^2 \cdot T_{\text{chip}}^2 \tag{5.11}$$

ein, so kann Gleichung (5.2) in

$$\sigma_{DLL}^2 \geq \sigma_{CRB}^2 = \underbrace{\frac{B_{\text{Loop}}}{C/N_0 \cdot f_{\text{chip}}^2}}_{\textit{System Parameters}} \cdot \underbrace{\frac{1}{\frac{P_{\text{norm}}}{\left(B/f_{\text{chip}}\right)^2}}}_{\textit{Signal Parameters}} \tag{5.12}$$

überführt werden.

Um die Varianz des Synchronisationsfehlers zu minimieren, muß offensichtlich der numerisch bestimmbare Faktor $P_{\text{norm}}/\left(B/f_{\text{chip}}\right)^2$ maximiert werden. Im nun folgenden Teil sollen bekannte Modulationsschemata diesbezüglich untersucht werden. In die Betrachtung werden folgende Signale einbezogen:

- **RECT:** BPSK-Signal mit Rechteckimpulsen
- **RRC:** BPSK-Signal mit Square-Root-Raised-Cosine-Impulsen
- **MSK:** Minimum-Shift-Keying
- **GMSK:** Gaussian-Minimum-Shift-Keying

Für die Auswahl stellen sich die Fragen:

- Welches Signalformat ist das am besten geeignete?
- Welche Pulsform ist die beste?

- Welche Chiprate ist innerhalb eines hart begrenzten Frequenzbandes die optimale?

Hierzu werden zunächst **RECT**, **MSK** und **GMSK** miteinander verglichen. Für diesen Vergleich werden die Signale durch eine vorgegeben Übertragungsbandbreite B spektral begrenzt. Die Chiprate f_{chip} wird als Parameter variiert. Die Sendeleistung C wird unabhängig von der Bandbegrenzung konstant gehalten. Abbildung 5.6 zeigt die zu maximierende Größe $P_{\text{norm}}/\left(B/f_{\text{chip}}\right)^2$ als Funktion der auf die Chiprate normierten Bandbreite. Hierbei bedeuten hohe Werte von B/f_{chip} (rechte Seite des Plots) eine niedrige Chiprate, niedrige Werte von B/f_{chip} (linke Seite des Plots) eine hohe Chiprate. Abbildung 5.6 zeigt, daß die erreichbaren Werte für die Option **RECT** stets größer sind als **MSK**[2] oder **GMSK**. Somit sind die zugehörigen Varianzen

$$\sigma_{DLL} \geq \sigma_{GMSK} \geq \sigma_{MSK} \geq \sigma_{RECT}. \tag{5.13}$$

Daher können die Optionen **MSK** und **GMSK** im folgenden außer acht gelassen werden. Es bleibt der Vergleich von **RECT** und **RRC**. Abbildung 5.7 zeigt diesen Vergleich.

Die besten Werte erreicht die Option **RECT** für möglichst hohe Chipraten (beispielsweise f_{chip} =100 MChip/s bei B=20 MHz). Hierbei entsteht allerdings eine erhebliche Inter-Chip-Interferenz, die wiederum zu erheblichen Nebenmaxima in der Autokorrelationsfunktion (AKF) des Sendesignals führt. Die dadurch erheblich verschlechterte Mehrwegeunterdrückung ist inakzeptabel. Ebenso wird die Kreuzkorrelationsfunktion (KKF) derart verschlechtert, daß die Multi-User-Unterdrückung stark leidet. Daher können für die **RECT**-Option nur bestimmte Werte für die Chiprate gewählt werden, so daß das 1. Nyquistsche Kriterium (siehe auch [36]) erfüllt ist und somit die einzelnen Impulse frei von Inter-Chip-Interferenz sind. Die möglichen Chipraten sind durch die Nullstellen im Spektrum des Sendesignals gegeben. Sie sind in Abbildung 5.7 durch Kreise ($\circ$) gekennzeichnet. Der beste Wert für $P_{\text{norm}}/\left(B/f_{\text{chip}}\right)^2$ liegt bei B/f_{chip}=2. Auf GPS angewandt würde das einer Chiprate von 10 MChip/s bei einer Bandbreite von 20 MHz entsprechen - genau die Konstellation des P-Codes.

Für die Signaloption **RRC** ergeben sich abhängig vom gewählten Rolloff-Faktor α unterschiedliche Kurven. Auch hier ist es wieder anzustreben, daß die Elementarimpulse frei von Inter-Chip-Interferenz sind. Daher darf die Bandbreite des Sendesignals nicht beschnitten werden. Der Bereich, in dem mögliche Chipraten gewählt werden können, ist in Abbildung 5.7 für die **RRC**-Signaloption durch eine durchgezogene Linie (-) gekennzeichnet. Die jeweils besten Werte sind wiederum mit einem Kreis ($\circ$) markiert. Selbstverständlich sollten diese maximalen Werte verwendet werden. Je kleiner der Rolloffaktor α gewählt wird, desto größer wird $P_{\text{norm}}/\left(B/f_{\text{chip}}\right)^2$, und desto besser kann das Signal synchronisiert werden. Diese Beobachtung wird durch Gleichung (5.3) plausibel. Der Integrand dieser Funktion ist mit der Variablen f^2 gewichtet. Das heißt, je mehr Leistung an der Bandkante abgstrahlt wird, desto günstiger ist es. Für den Spezialfall $\alpha = 0$, der einem rechteckigem Spektrum entspricht, sind die Spektralanteile an der Bandkante stets höher als für alle anderen Rolloffaktoren und auch höher als die Option **RECT**. Diese Tatsache ist deutlich an dem erheblich höherem Wert für $P_{\text{norm}}/\left(B/f_{\text{chip}}\right)^2$ in Abbildung 5.7 zu sehen. Daher kann erwartet werden, daß es stets eine Option **RRC** für alle $\alpha \in [0 \ldots 1]$ gibt, die bessere Synchronisationseigenschaften hat als die Option **RECT**.

Obwohl die Option **RRC** für $\alpha = 0$ die besten Werte erbringt, wird man in einem realem System schneller abklingende Impulse anstreben. Ein typischer Wert ist $\alpha = 0.2$. Dieser wird im folgenden für die Option **RRC** gewählt. Hierbei muß die die Chiprate aus Kompatibilitätsgründen zum GPS-System als Vielfaches von 1.023 MChip/s gewählt werden. Um die vorgegebene Bandbreite nicht zu überschreiten, wird daher die Chiprate zu 3.069 Mchip gewählt.

[2]Das Signalspektrum wurde [35] entnommen.

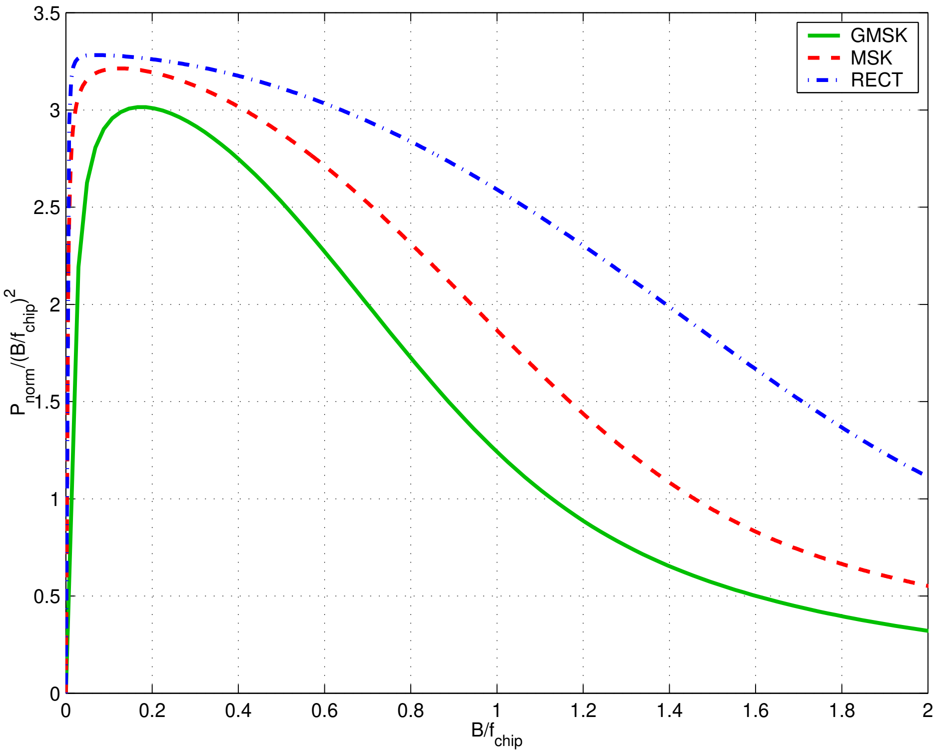

Abbildung 5.6: Vergleich der Signalkandidaten **RECT**, **MSK** und **GMSK** mit Hilfe der CR-Bound.

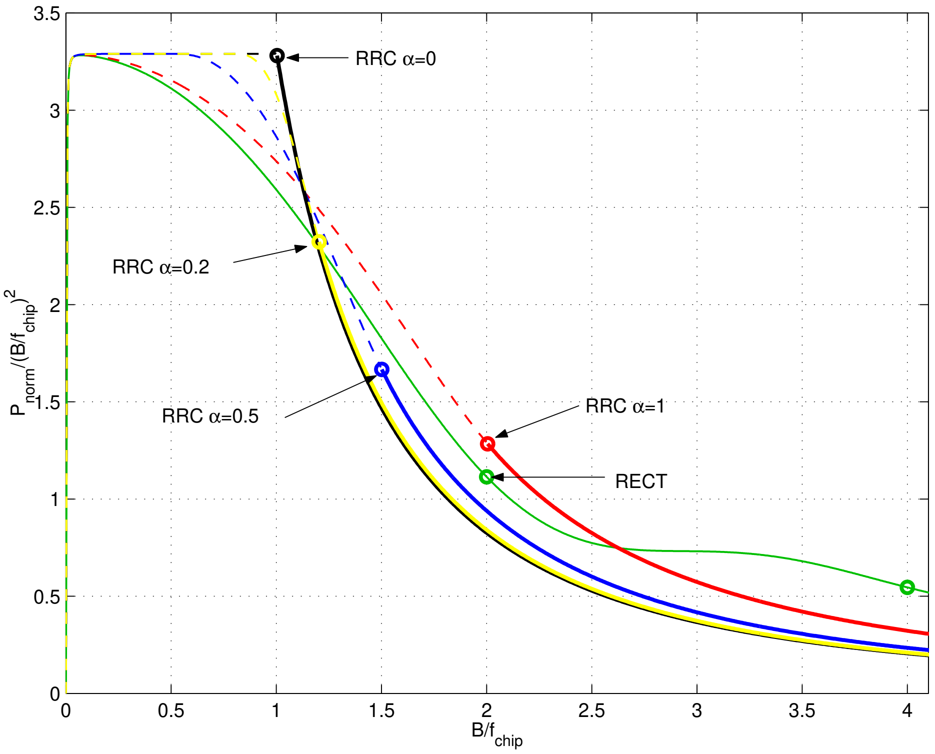

Abbildung 5.7: Vergleich der Signalkandidaten **RECT** und **RRC** mit Hilfe der CR-Bound.

5.2.6 Bestätigung des ausgewählten Signals mittels der Loop-S-Kurve

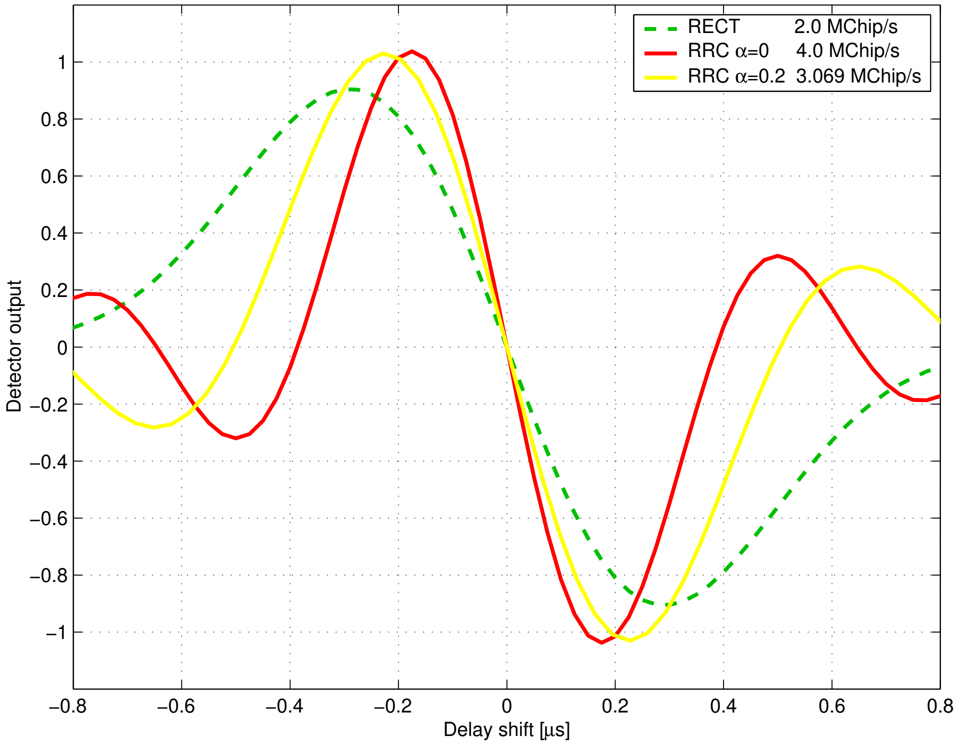

Abbildung 5.8: Loop-S-Kurven für die untersuchten Modulationsschemata.

Die Anwendung der Cramer-Rao-Bound gibt zunächst nur darüber Auskunft, für welches Signal der bessere Empfänger existieren kann, nicht aber, ob er auch tatsächlich existiert. Im nun folgenden Abschnitt wird die Steigung der Loop-S-Kurven im Nullpunkt als Kriterium für die Güte des Empfängers herangezogen. Dieses Kriterium ist für AWGN-Kanäle gut geeignet (vergl. Abschnitt 2.3.1). Abbildung 5.8 zeigt die Loop-S-Kurven für die **RECT-** und **RRC-**Signaloptionen. Hierbei bestätigt sich die Annahme aus der Auswertung der CR-Bound, nämlich, daß die **RRC**-Option der **RECT**-Option deutlich überlegen ist, da die Steigung der Loop-S-Kurven im Nullpunkt steiler ist. Zum Vergleich ist auch noch die „optimale" Konfiguration RRC mit $\alpha = 0$ und 4 MChip/s dargestellt.

Nach dieser Abschätzung mittels den Loop-S-Kurven soll nun ein tatsächlicher Empfänger simuliert werden.

5.2.7 Simulationsergebnisse

Für diesen Vergleich wird ein Standardempfänger verwendet. Er benutzt eine inkohärente DLL, die mit einem aktiven Filter ausgestattet ist. Die Loop-Bandbreite beträgt 2 Hz, das Early-Late-Spacing Δ=1 Chip. In Abbildung 5.9 ist der „tracking Jitters" für verschiedene C/N_0-Werte dargestellt. Es bestätigen sich die Annahmen aus der theoretischen Analyse, daß die **RRC**-Option der **RECT**-Option deutlich überlegen ist. Daher wird diese Impulsform für die Signaldefinition ausgewählt.

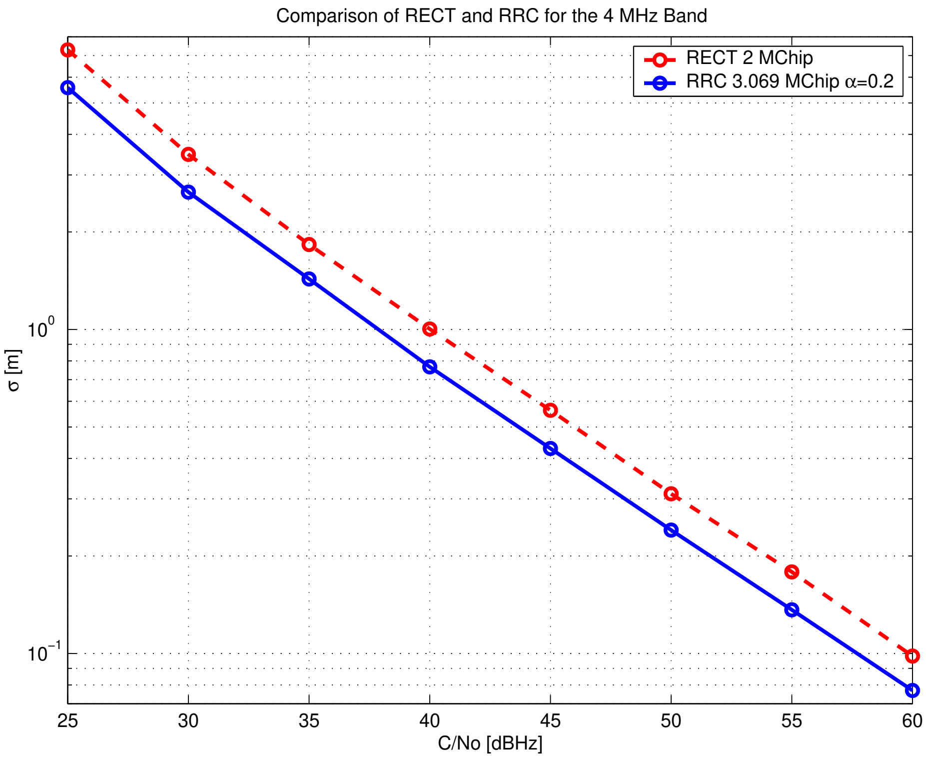

Abbildung 5.9: Vergleich der Modulationsschemata PSK-Rect und PSK-RRC.

5.2.8 Festlegung des Signal-Rauschabstandes

Nach der Auswahl der Pulsform richtet sich das Augenmerk nun auf die Festlegung des Signal-Rauschabstandes am Empfängereingang, und damit der Sendeleistung der Satelliten. Im folgenden sind nur die Ergebnisse der „Signal Design and Transmission Performance Study for GNSS-2“ der ESA angegeben. Für Details sei auf [14] und [1] verwiesen.

Das Space-Segment des Galileosystems ist mit 24 Satelliten geplant. Hiervon sind für einen Empfänger auf der Erde nur 12 sichtbar, da die anderen Satelliten sich auf der anderen Seite der Erde befinden. Diese Satelliten verursachen die aus dem CDMA-Mobilfunk bekannte Multi-User-Interferenz.

Im folgenden wird angenommen, daß

- die Satelliten asynchron senden,
- sie Zufallscodes verwenden,
- es eine große Anzahl von Satelliten gibt.

Für den Empfang eines dedizierten Satellitensignals wirken die anderen 11 Satelliten als zusätzliche Störer. Unter Annahme der Gültigkeit des zentralen Grenzwertsatzes werden die störenden Satelliten als zusätzliches weißes Gaußsches Rauschen betrachtet [4]. Deren Störleistungdichte wird mit N_I bezeichnet.

Für die Übertragung der Navigationsdaten wird festgelegt:

- Verwendung eines Faltungscodes Rate $R = 1/2$, Memory $M = 6$

- Restbitfehlerrate nach der Decodierung $P_b = 10^{-6}$

Für den angegebenen Faltungscode wird die Restbitfehlerrate von $P_b = 10^{-6}$ bei einem E_b/N_0 von 12,5 dB erreicht. Die Sendeleistung C kann unter Verwendung der Übertragungsrate R mittels

$$\frac{Carrier\ Power}{Noise\ Power\ Density} = \frac{C}{N_0 + N_I} = R \cdot \frac{E_b}{N_0 + N_I} \tag{5.14}$$

berechnet werden.

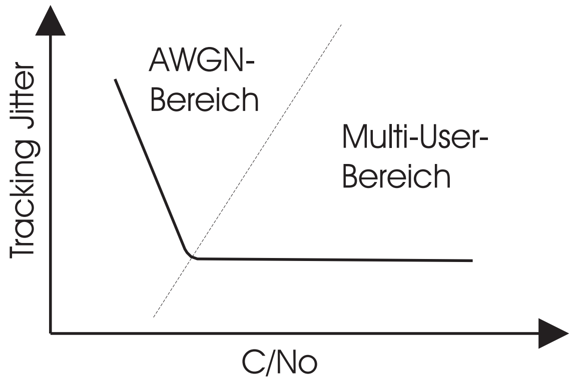

Abbildung 5.10: Prinzipielle Abhängigkeit des Tracking Jitters vom Signal-Rauschleistungsverhältnis .

In Abbildung 5.10 ist der prinzipielle Verlauf der Varianz des Synchronisationsfehlers dargestellt. Der Verlauf der Kurve zerfällt in zwei Teile:

1. **AWGN-Bereich:** In diesem Teil überwiegt der Einfluß des additiven Rauschens über den Einfluß der Multi-User-Interferenz. Der Tracking Jitter wird mit zunehmender Signalleistung immer kleiner.

2. **Multi-User-Bereich:** In diesem Teil überwiegt der Einfluß der Störungen durch den Multi-User-Empfang. Das additive thermische Rauschen spielt keine Rolle mehr. Wird die Sendeleistung der Satelliten erhöht, so erhöht sich auch die Störleistung der Interferer. Daher bleibt der Jitter in diesem Bereich konstant.

Der Effekt des Multi-User-Empfangs läßt sich durch den Einsatz von geeigneten Mitigationstechniken verbessern, wie z.B. „Joint-Detection-Algorithmen" (vergl. [37]). Diese bedeuten jedoch einen erhöhten Aufwand auf Seiten des Empfängers und verursachen somit höhere Empfängerkosten. Um die Konkurrenzfähigkeit des Galileo-Systems zu gewährleisten, soll das Signal so ausgelegt werden, daß der Empfänger ohne derartige Techniken auskommt. Daher ist das Signal derart auszulegen, daß das der Signal-Rauschabstand C/N_0 im „AWGN-Bereich" liegt.

In Abbildung 5.11 ist der „Tracking Jitter" in Abhängigkeit des Störabstandes aufgezeigt. Hierbei wird zunächst deutlich, daß für einen bestimmten Störabstand mit steigender Chiprate der „Tracking Jitter" zurückgeht. Man wird also die höchst mögliche Chiprate wählen. Um die vorgegebene Bandbreite für die Bänder **E1, E2 und E4** nicht zu überschreiten, wird eine Chiprate von 3.069 Mchip/s gewählt. Wie bereits erwähnt, sollte die geplante Leistung im „AWGN-Bereich", also links des „Design Limits" liegen. Aus Sicht der Synchronisation sind dort alle C/N_0-Werte möglich.

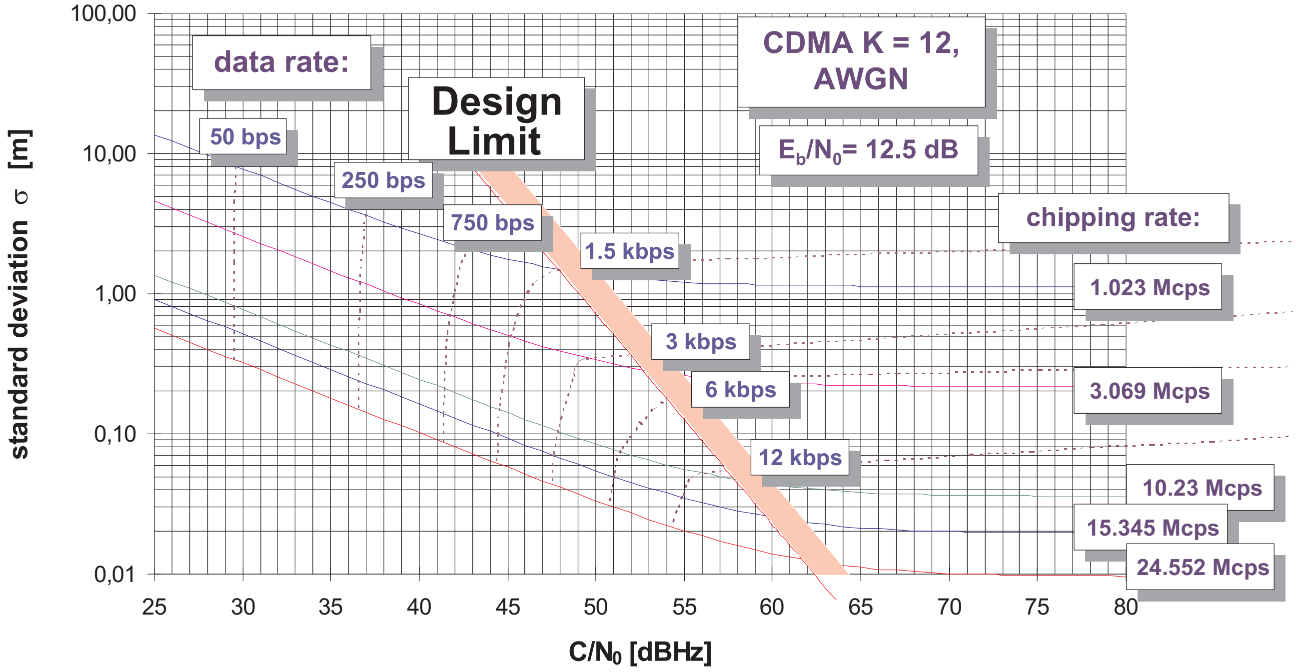

Abbildung 5.11: Abhängigkeit des „Tracking Jitters“ vom Signal-Rauschleistungsverhältnis und der Chiprate für K=12 Nutzer und einem E_b/N_0 von 12.5 dB [1].

Neben der Bestimmung der Codephase muß bei einem Navigationssystem auch die Datenübertragung sichergestellt sein. Wie bereits erwähnt, ergibt sich aus der Restbitfehlerrate die Anforderung, ein E_b/N_0 von 12,5 dB zu gewährleisten. Die Sendeleistung ist gemäß Gleichung (5.14) mit der Datenrate verkoppelt.

Für die möglichen Datenraten ergeben sich die in Abbildung 5.11 gestrichelten Kurven. Sie bezeichnen diejenigen Werte, für die ein konstantes E_b/N_0 von 12,5 dB erzielt wird. Das Ausflachen der Kurven ist durch die Inter-User-Interferenz bedingt.

Will man sowohl die Anforderungen an die Navigationsgenauigkeit als auch an die Datenübertragung erfüllen, so müssen beide Kurven zum Schnitt gebracht werden.

Als Randbedingung für die gewünschte Datenrate wurde von Seiten der ESA 1500 bit/s angegeben. Somit ergibt sich für den Signal-Rauschabstand:

$$\boxed{C/N_0 = 45 \textbf{ dBHz}}$$

5.2.9 Baseline-Signal für Galileo

Aus den vorangegangenen Überlegungen wurde das „Baseline-Signal“ für Galileo definiert. Hierbei ist allen Frequenzbändern (E1,E2 und E4) gemein:

- **Elementarsymbol (Pulshape)** Square-Root Raised Cosine $\alpha = 0.2$
- **Chiprate** 3,069 Mchip/s
- **Signal-Rauschabstand** $C/N_0 = 45$ dBHz
- **Kanalbandbreite** 4 MHz

Für die einzelnen Kanäle wurden festgelegt:

- **E1** Bitrate 1500 bit/s Mittenfrequenz $f_c = 1589,742$ MHz
- **E2** Bitrate 1500 bit/s Mittenfrequenz $f_c = 1561,098$ MHz
- **E4** Bitrate 750 bit/s Mittenfrequenz $f_c = 1256,244$ MHz

Hierbei wurde die Datenrate auf dem Kanal „E4“ absichtlich halb so groß gewählt, um eine Reserve von 3dB in der Bitentscheidung zu erhalten. Diese Maßnahme soll auch bei schlechten Empfangsverhältnissen den Empfang der Navigationsdaten gewährleisten.

5.3 Auswirkung von Mehrwegeeffekten

Sowohl GPS- als auch das geplante Galileo-System sind aus nachrichtentechnischer Sicht CDMA-Systeme. Beide sind durch die breitbandige Spreizung in der Lage, den Einfluß der Echos, wie sie in Mehrwegekanälen auftreten, zu reduzieren. Der folgende Abschnitt soll klären, wie groß der verbleibende Einfluß der Mehrwegekanäle noch ist (vergleiche auch [14]).

5.3.1 Problemstellung

Wird ein Navigationssystem entworfen, so lautet die Aufgabe: „Entwerfen Sie das Signal möglichst robust gegen Mehrwegeempfang.“ Ein CDMA-System ist in der Lage, Echos auszublenden, die länger sind als die Chipdauer [4]. Die einfachste Möglichkeit, den Mehrwegeempfang zu unterdrücken, ist also, die Chipdauer zu senken. Leider erhöht diese Maßnahme die Sendebandbreite des Systems, so daß die Chipdauer nicht beliebig gesenkt werden kann. Die Aufgabe muß also vielmehr lauten: „Entwerfen Sie das Signal möglichst robust gegen Mehrwegeempfang bei gegebener Systemsendebandbreite.“

5.3.2 Fehlereinhüllende

Die Sensitivität eines Navigationssystems gegenüber Mehrwegeempfang hängt von vielen Kanalparametern ab. Insbesondere ist das Verzögerungsleistungsdichtespektrum von hoher Relevanz. Um die systematischen Effekte ermitteln zu können, wird in der Folge ein sehr einfaches Kanalmodell verwendet: Es geht davon aus, daß der Empfänger neben dem direkten Signal auch eine Reflexion mit konstanter Verzögerung und konstanter Phase empfängt. Diese Empfangssituation ist in etwa bei GPS-Referenzstationen anzutreffen, die eine Reflexion z.B. von einem Gebäude empfangen. Dieses einfache Kanalmodell ist in Abbildung 5.12 dargestellt.

Für dieses einfache Kanalmodell nimmt man ein zeitlich konstantes Echo mit einer Verzögerung τ an. Weiterhin soll diese Reflexion eine Phase α und einen Betrag γ besitzen. Somit wird der verzögerte Pfad mit einer Konstante $C = \alpha \cdot \exp(j\gamma)$ multipliziert. Obwohl für diese Simulation

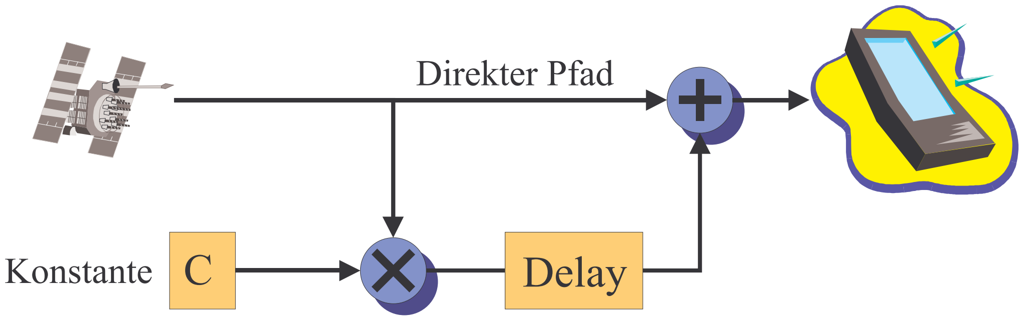

Abbildung 5.12: Simulationslayout zur Ermittlung der Fehlereinhüllenden.

kein additives Rauschen hinzugefügt wurde, verschiebt sich der Gleichgewichtspunkt einer DLL aus der Nullage hin zu einem fehlerhaftem Wert. Dieser Wert hängt sowohl von der Phase und dem Betrag der Reflexion als auch von deren Verzögerung τ ab. Es ist leicht verständlich, daß die größten Fehler bei den extremen Phasenwinkeln $0°$ und $180°$ auftreten.

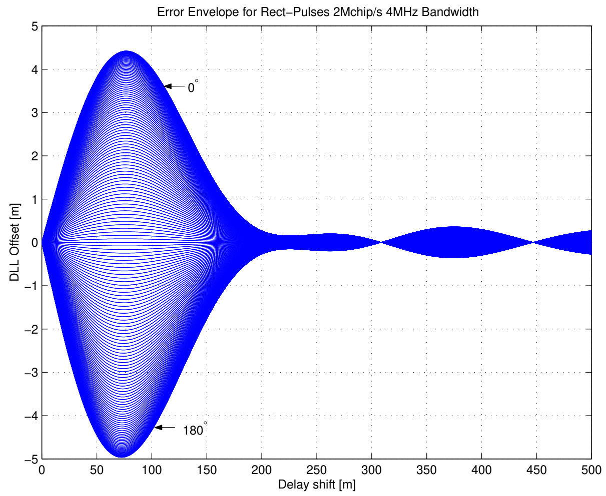

Abbildung 5.13: Fehlereinhüllende für den Rechteck (RECT)-Impuls in Abhängigkeit der Pfadverzögerung.

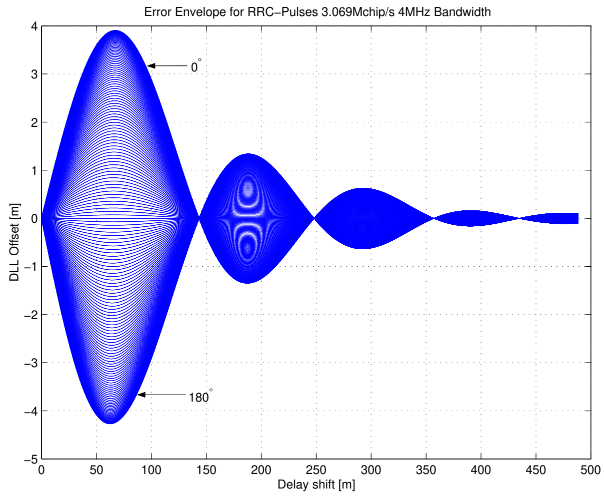

Abbildung 5.14: Fehlereinhüllende für den Root-Raised-Cosine (RRC)-Impuls in Abhängigkeit der Pfadverzögerung.

Abbildungen 5.13 und 5.14 zeigen die Fehlereinhüllenden für ein Navigationssystem mit BPSK-Modulationsschema. Im Vergleich ist der RECT- und der RRC-Impuls dargestellt. In jedem Falle ist die Bandbreite auf 4 MHz begrenzt. Der Empfänger wurde als Narrow-Correlation-Receiver ($\Delta = 0.1$) simuliert, um einen Empfänger nach heutigem Stand der Technik zu simulieren. Die Kurven geben den Fehler einer rauschfrei betriebenen DLL in Abhängigkeit von Phase und Verzögerung der Reflexion bei einem Reflexionsfaktor von $\gamma = 0.1$ an. Die größten Fehler ergeben sich für Echos mit einem Phasenwinkel von $0°$ bzw. $180°$. Diese beiden Extreme sind in Abbildung 5.15 für eine Sendebandbreite von 4 MHz dargestellt.

Es ist dort deutlich zu sehen, daß der RRC-Impuls betragsmäßig einen geringeren Fehler verursachen kann als der RECT-Impuls. Jedoch ist die Einflußlänge, also dasjenige Delay, das noch einen Fehler

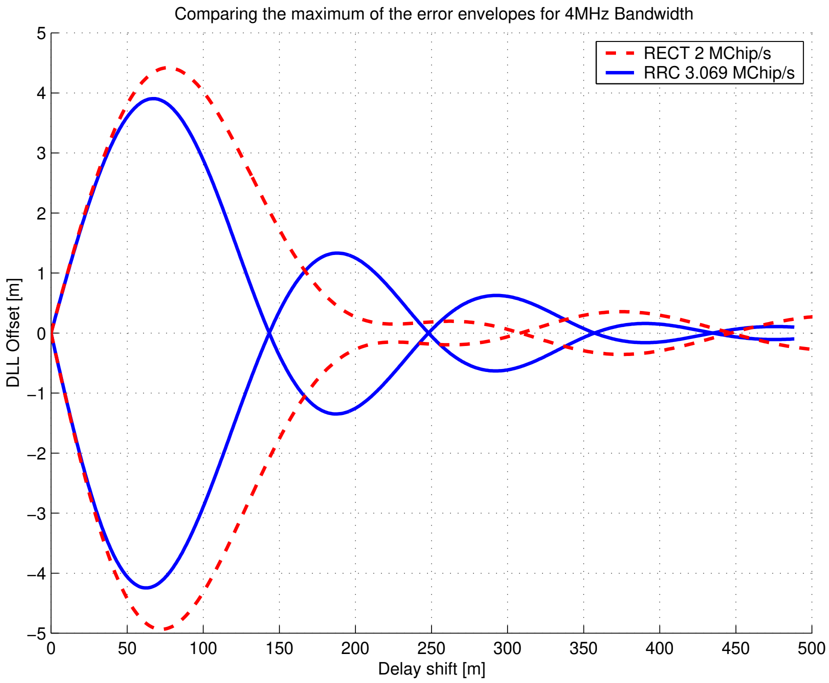

Abbildung 5.15: Maximalfehler der DLL aus den Abbildungen 5.13 und 5.14.

hervorrufen kann, länger als beim Rect-Impuls. Der wirkliche Einfluß hängt also noch wesentlich von der Verteilung der Echos im Mehrwegekanal ab.

5.3.3 Auswertungsmethoden für Mehrwegesimulationen

Der Fehler der Schätzung ist in sehr guter Näherung gaußverteilt. Für eine Reihe von Meßwerten x_i können die Verteilungsparameter σ und $\bar{m}$ leicht bestimmt werden. Der Mittelwert $\bar{m}$ von N Messungen berechnet sich als

$$\bar{m} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} x_i. \tag{5.15}$$

Für die Standardabweichung σ ergibt sich

$$\sigma^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{N} (x_i - \bar{m})^2 \,. \tag{5.16}$$

Bei der Simulation an den Multipfadkanälen gibt es vier Qualitätskriterien:

- **Jitter der Delay locked loop (DLL):** Dieser gibt Auskunft über die dynamischen Fehler der DLL.
- **Mittelwert der DLL:** Gibt an, welche Güte erreicht werden kann, wenn der Empfänger beliebig lange mittelt.
- **Jitter der Phase locked loop (PLL):** Benennt die dynamische Güte der PLL.
- **Mittelwert der PLL:** Ist für alle praktischen Fälle gleich Null für $N \to \infty$.

5.3.4 Betrachtungen zum Mittelwert der DLL

Stationäre Anwendungen wie z.B. geodätische Messungen oder Referenzstationen nutzen die Tatsache, daß bei langen Integrationszeiten der Mehrwegeempfang reduziert werden kann. Daher stellt sich die Frage, inwieweit bei beliebig langer Integration ein Restfehler für die Laufzeitmessung bleibt. Der folgende Abschnitt soll diese Frage klären.

Die Abbildungen 5.13 und 5.14 zeigen, daß die Fehlereinhüllenden für 0° und 180° nicht symmetrisch bezüglich der X-Achse sind. Da bei einem „line of sight"-Kanal die Reflexion stets nach dem direkten Pfad empfangen wird, liegt die Interferenz durch das Echo immer auf der rechten Seite der Loop-S-Kurve. Führt man sich diese vor Augen, so wird deutlich, daß bei 180° Phasenverschiebung des Echos der Fehler größer ist als bei 0°. Daher bleibt auch für die Integration über alle Phasen ein Restfehler. Geht man von einem Kanalmodell aus, das nur ein Echo besitzt, das aber zeitvariant mit gleichverteilten Phasen ist (z.B.Eine Referenzstation beim Überflug eines Satelliten), so bleibt auch bei beliebig langer Mittelung ein Mittelwert $\bar{m} \neq 0$. Benennt man die Phase des Echos mit φ und den Offset der DLL mit $O_{DLL}(\varphi)$, so ergibt sich der Mittelwert der Delayschätzung zu

$$\bar{m}_{DLL}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} O_{DLL}(\varphi, \tau)\, d\varphi. \tag{5.17}$$

Diese Funktion ist nur numerisch auswertbar. Diese Auswertung wurde unter Zuhilfenahme der in den Abbildungen 5.13 und 5.14 dargestellten Ergebnisse durchgeführt. Das Resultat, der Mittelwert $\bar{m}$, ist in Abbildung 5.16 dargestellt. In Abbildung 5.16 ist zu sehen, daß der Mittelwert der DLL

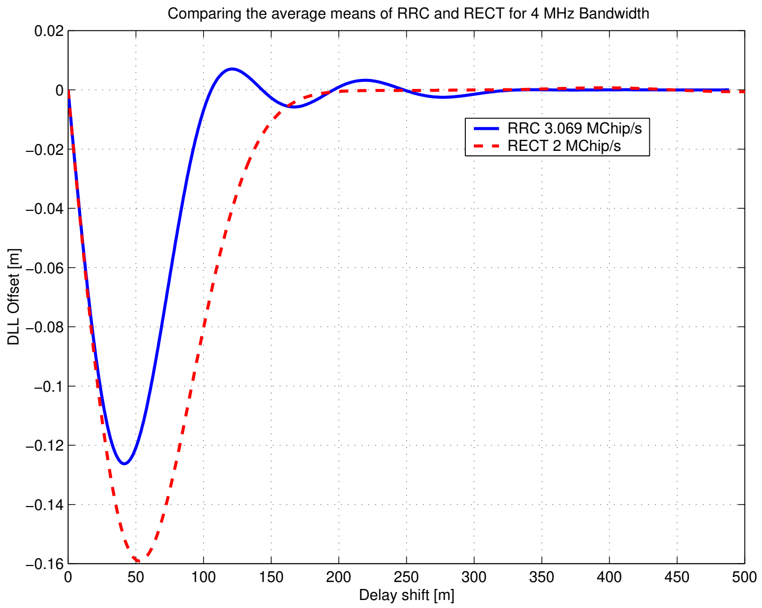

Abbildung 5.16: Vergleich der Mittelwerte einer DLL für die unterschiedlichen Impulsformen.

zwar sehr klein, aber von Null verschieden ist. Daher ist er nur für Höchstpräzisionsanwendungen maßgebend. Für alle anderen Anwendungen kann er als identisch Null betrachtet werden. Die Varianz σ^2 gibt dann im wesentlichen den mittleren quadratischen Fehler an.

5.3.5 Simulationsergebnisse an frequenzselektiven Kanälen

In Abschnitt 2.2.2 wurden als Musterkanäle definiert:

En-Route-Kanal: Bildet ein Flugzeug in einer Reiseflughöhe von ca. 30.000 ft nach. Die wesentlichsten Komponenten sind der direkte Pfad, die Reflexionen direkt in der Umgebung der Antenne und Reflexionen an der Flugzeugstruktur (Tragflächen). Besonderes Merkmal dieses Kanals ist es, daß er besonders langsamveränderliche Echos aufweist (Dopplerbandbreite = 1 Hz).

Final-Approach-Kanal: Bildet ebenfalls ein Flugzeug nach. Bei diesem Kanaltyp wird allerdings eine extrem geringe Flughöhe (wenige Meter) angenommen, so daß der Kanal aus den Komponenten direkter Pfad, langsam veränderliche Reflexionen (Doppler-Bandbreite =1 Hz) in der direkten Umgebung der Antenne und einem sehr schnell veränderlichem Bodenecho (Doppler-Bandbreite 420 Hz) besteht.

Urban-Kanal: Dieser Kanaltyp nimmt eine städtische Bebauung an und realisiert diese durch die Komponenten direkter Pfad, Reflexionen in direkter Umgebung der Antenne und vier ferne Reflexionen. Für die Dopplerbandbreiten wurden die Fälle **Car** (70 Hz) und **Pedestrian** (4 Hz) definiert, die sich auf alle Echos beziehen.

Rural-Kanal: Dieser Kanal repräsentiert eine Autofahrt durch ländliches Gebiet und besteht aus dem direkten Pfad, Reflexionen in der direkten Umgebung der Antenne sowie zwei Reflexionen in der fernen Umgebung. Die Dopplerbandbreite wurde zu 140 Hz definiert.

E-Nav-Band

Mit den oben genannten Musterkanälen wird das Galileo-Baseline-Signal

- **Pulsshape:** Root Raised Cosine
- **Rolloff:** 0,2
- **Chiprate:** 3069 MChip/s
- **Code-Länge:** 1023 Chips
- **Loop-Abtastrate:** 3069 Hz
- **Trägerfrequenz:** 1,5 GHz

(vergleiche Abschnitt 5.2.9) simuliert und die Auswirkung der verschiedenen Kanäle auf die Synchronisationsgenauigkeit untersucht. Hierbei wird jeweils nur die Synchronisation eines Satelliten simuliert. Der Multi-User-Empfang spielt keine Rolle.

Abbildung 5.17 zeigt den Jitter eine inkohärenten DLL. Hierbei fällt auf, wie die Kurven für hohe C/N_0-Werte ausflachen. Offensichtlich spielt bei diesen Signal-Rauschabständen das additive weiße Rauschen keine Rolle mehr. Vielmehr dominiert hier der Effekt des verschobenen Mittelwertes der DLL (vergleiche Abschnitt 5.3.2). Je nachdem welche Momentanphase die Echos aufweisen, verschiebt sich der Mittelwert des Detektorausgangs. Das Loopfilter der DLL ist nur bedingt in der Lage, diese Schwankung auszugleichen. In Abhängigkeit von der Loopbandbreite folgt die DLL diesem verschobenen Mittelwert. Daher ist auch leicht einzusehen, weshalb die unterschiedlichen Mehrwegekanäle unterschiedliche Niveaus des Ausflachens aufweisen: Je schneller der Mehrwegekanal sich verändert, um so besser kann das Loopfilter diese (breitbandige) Störung herausfiltern. Dieser Effekt ist in Abbildung 5.17 sehr gut zu sehen: Die langsam veränderlichen Kanäle (z.B. En-route, Urban(Pedestrian) und Final-Approach) flachen auf deutlich höherem Niveau aus als die schnell veränderlichen Kanäle wie z. B. Urban (Car) oder Rural.

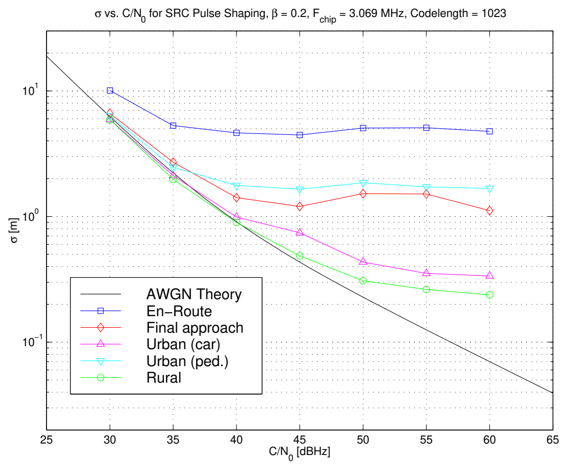

Abbildung 5.17: DLL-Jitter bei Übertragung des Galileo-Baseline-Signals über Mehrwegekanäle.

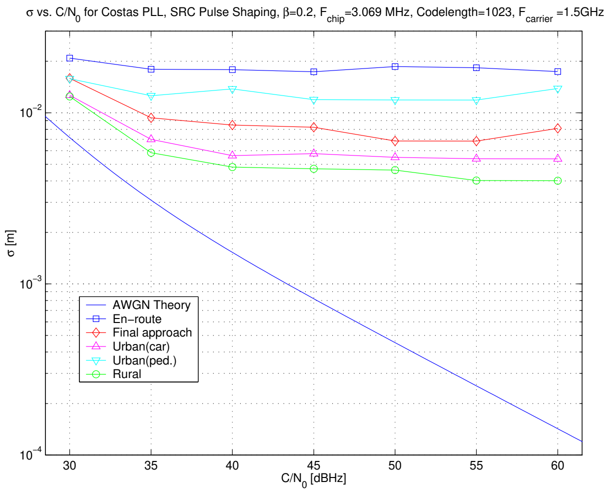

Abbildung 5.18: PLL-Jitter bei Übertragung des Galileo-Baseline-Signals über Mehrwegekanäle.

Eine ähnliche Rangfolge ergibt sich auch in Abbildung 5.18. Hier wurde der Jitter einer BPSK-Costas-PLL mit vorgeschalteter DLL simuliert. Auch in diesem Fall ist das Jitter-Niveau um so geringer, je höher die Dopplerbandbreiten der Kanäle sind.

G-Nav-Band

Um zu untersuchen, welchen Einfluß die Chiprate auf die Empfindlichkeit im Mehrwegekanal hat, wurde im folgenden die Chiprate auf 15,345 MHz erhöht. Dieses würde einem eventuell möglichen Navigationssignal im G1 und G2 entsprechen. Die Signalparameter lauten:

- **Pulsshape:** Root Raised Cosine
- **Rolloff:** 0,2
- **Chiprate:** 15,345 Mchip/s
- **CodeLänge:** 1023 Chips
- **Loop Abtastrate:** 3069 Hz
- **Trägerfrequenz:** 1,5 GHz

Abbildung 5.19 zeigt wiederum den Jitter einer inkohärenten DLL unter Verwendung der bereits genannten Mehrwegekanäle. Wiederum ist nun deutlich der Nachteil der langsam veränderlichen Kanäle zu sehen. Dennoch ist das System durch die höhere Chiprate viel besser in der Lage, den Einfluß von Echos mit langen Laufzeiten zu unterdrücken. Dieses wird vor allem aus dem Vergleich der Abbildungen 5.17 und 5.19 deutlich. So erreicht eine Übertragung im Rural-Kanal bei 15,345 Mchip/s nahezu die Performance wie im AWGN-Kanal, bei 3,069 MChip/s ist deutlich eine Ausflachung bei $\sigma = 2.2 \cdot 10^{-1}$ m zu sehen.

Auch bei der Übertragung im Urban-Kanal ist eine Verbesserung von $\sigma = 1,1$ m auf $\sigma = 2,2 \cdot 10^{-1}$ m (Pedestrian) bzw. von $3,5 \cdot 10^{-1}$ auf $5,5 \cdot 10^{-2}$ (Car) zu sehen. Diesen Kanälen ist gemein, daß sie

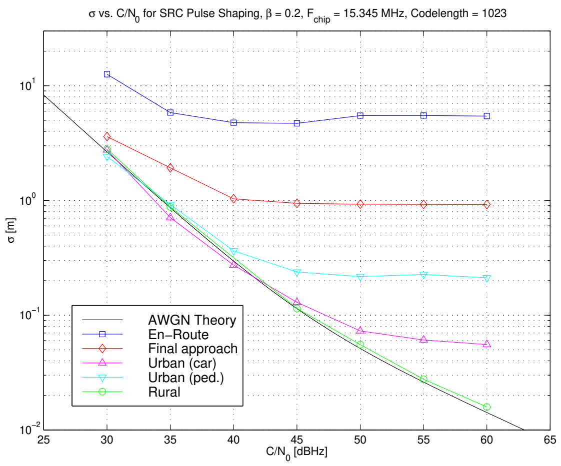

Abbildung 5.19: DLL-Jitter bei Übertragung des G-NAV-Signals über Mehrwegekanäle.

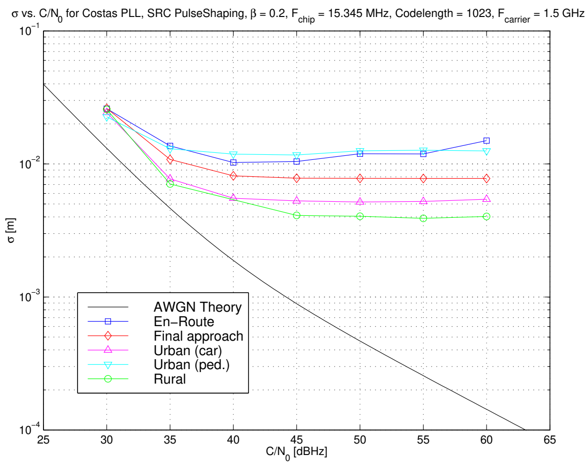

Abbildung 5.20: PLL-Jitter bei Übertragung des G-NAV-Signals über Mehrwegekanäle.

Echos mit großer Laufzeit besitzen. Diejenigen Kanäle jedoch, die geringe Laufzeiten repräsentieren, erfahren durch die höhere Chiprate (fast) keine Verbesserung. Hier sei als Beispiel der En-Route-Kanal genannt, dessen Jitter sich in beiden Fällen bei etwa $\sigma = 5$ m bewegt.

Wiederum wird aus dem Vergleich von Abbildung 5.18 und 5.20 deutlich, daß für die Modellkanäle die Chiprate für den PLL-Jitter nahezu keinen Einfluß hat.

Direkter Vergleich von Rechteck- und Root-Raised-Cosine-Elementarsymbolen

Die bisherige Betrachtung liefert zwar die Auswirkungen des Mehrwegeempfangs auf die Navigationsgenauigkeit, kann jedoch die Frage: „Was ist besser: Rechteck- oder Root-Raised-Cosine-Elementarsymbole?“ nicht beantworten. Dieser Fragestellung soll im folgenden nachgegangen werden. Insbesondere soll beantwortet werden, inwieweit sich die Navigationsgenauigkeit verändern würde, wenn man im GPS-System einen Root-Raised-Cosine-Impuls verwenden würde.

Parameterauswahl für einen „fairen“ Vergleich

Um einen fairen Vergleich zwischen den beiden Konkurrenten Rechteck-Puls (RECT) und Root-Raised-Cosine-Impuls (RRC) durchführen zu können, müssen die Rahmenbedingungen hierfür definiert werden.

Es wird davon ausgegangen, daß eine bestimmte, limitierte Bandbreite zur Verfügung steht. In Anlehnung an das GPS-System wurde hier eine Zweiseitenbandbreite von 20 MHz vorgegeben. Beide Signalalternativen dürfen dieses Band bestmöglich verwenden. Emissionen außerhalb dieses Bandes sind nicht zulässig.

Darüber hinaus werden für beide Signaloptionen sowohl die Sende- als auch die Empfangsparameter bestmöglich gewählt, so daß ein fairer Vergleich möglich ist.

Für die **RECT-Option** ergibt sich nach den Betrachtungen aus Kapitel 5.2 und insbesondereaus Abbildung 5.7 ein Chipraten-Bandbreitenverhältnis von $B \cdot T_c = 2$, aus dem dann eine Chiprate von 10 MHz folgt. Empfängerseitig wurde ein Standardempfänger mit DLL und PLL verwendet.

Um auch hier möglichst gut zu synchronisieren, wurde ein „Narrow-Correlation-Detektor“ in der DLL verwendet, das heißt, daß das Korrelator-Spacing Δ zu 0,1 Chip gewählt wurde. Insgesamt wurde hier also das bestmögliche Signal mit dem bestmöglichem Empfänger kombiniert.

Bei der **RRC-Option** ergibt sich aus denselben Überlegungen eine Chiprate von 16,7 MHz bei einem Rolloff-Faktor α=0,2. Auch hier wurde ein „Narrow Correlation“ Empfänger eingesetzt.

Beide Signaloptionen (vergl. auch Abbildung 5.21) werden nun zunächst am AWGN-Kanal und dann an den in Abschnitt 2.2.2 definierten Musterkanälen getestet.

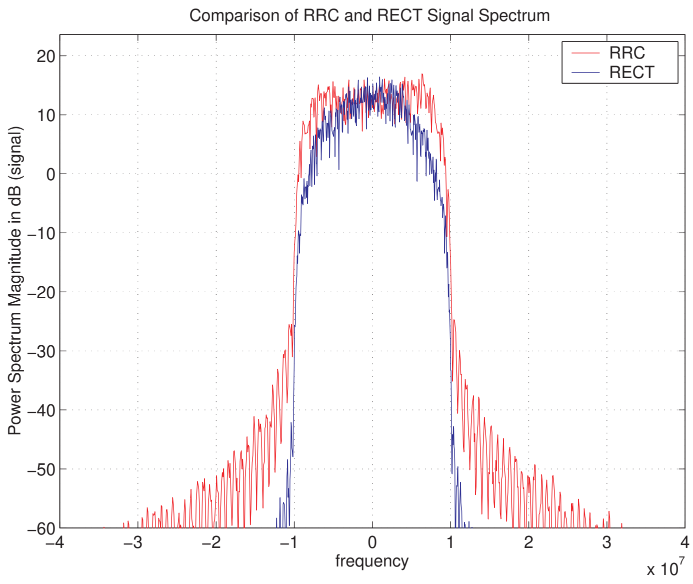

Abbildung 5.21: Spektren der Signaloptionen RECT und RRC.

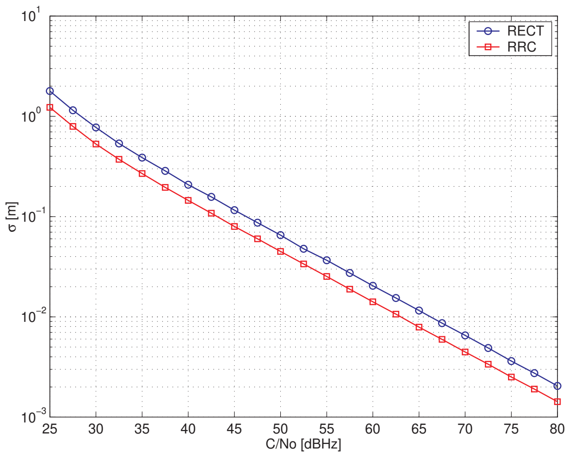

Abbildung 5.22: Delay Jitter am AWGN-Kanal.

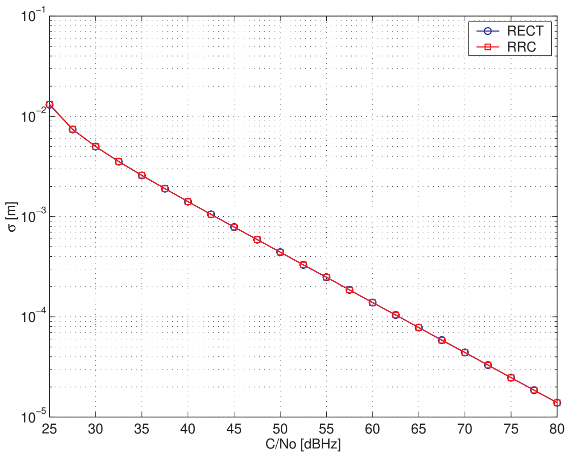

Abbildung 5.23: Phase Jitter am AWGN-Kanal.

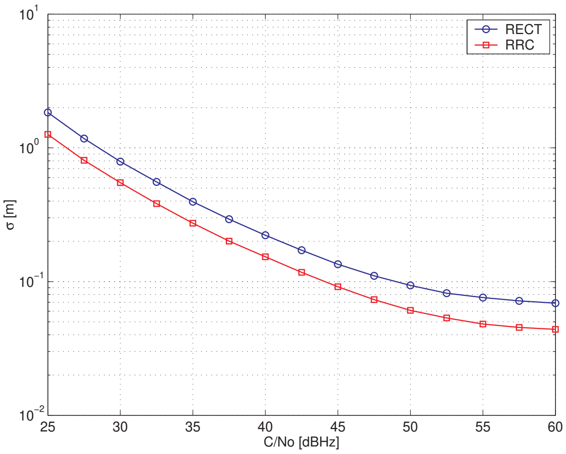

Abbildung 5.24: Delay Jitter am Urban (car)-Kanal.

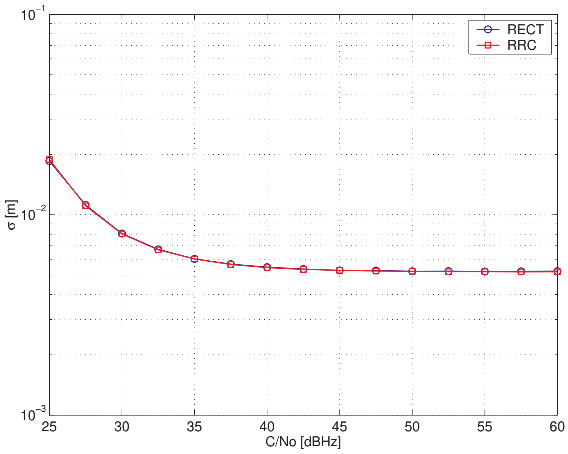

Abbildung 5.25: Phase Jitter am Urban (car) -Kanal.

AWGN-Kanal

Die Abbildungen 5.22 und 5.23 zeigen die Navigationsgenauigkeit für den AWGN-Kanal. Wie auch schon in Abschnitt 5.2 schneidet hier die RRC-Option für die Schätzung der Gruppenlaufzeit besser ab. Es erscheint zunächst erstaunlich, daß die Leistungsfähigkeit für die Phasenschätzung für beide Optionen nahezu identisch verläuft. Die PLL ist an den „Inphase-Ausgang" der DLL angeschlossen. Wenn die DLL das CDMA-Signal mit nur kleinen Fehlern synchronisiert, dann liegt am „Inphase-Ausgang" im Wesentlichen das Datensignal des Satelliten an. Die Leisungsabnahme, die durch die Fehlsynchronisation des DLLs bedingt ist, spielt keine Rolle.

Urban (car) - Kanal

Die Abbildungen 5.24 und 5.25 zeigen die Simulationsergebnisse für den Urban (car) - Kanal. Hier ist zunächst wieder deutlich die Überlegenheit der RRC-Signaloption bei der Schätzung der Gruppenverzögerung zu sehen. Wiederum ergibt sich bei der Phasenschätzung dieselbe Leistungsfähigkeit.

Urban (pedestrian) - Kanal

Ein ähnliches Verhalten ergibt sich auch für den Urban (pedestrian) - Kanal (Abbildungen 5.26 und 5.27). Wiederum ist die RRC-Option die leistungsstärkere am geplanten Arbeitspunkt von 45 dBHz sogar um 5 dB! Bei der Phasenschätzung ist von diesen Unterschieden erneut nichts zu spüren.

Final-Approach-Kanal

Beim Final-Approach-Kanal (Abbildungen 5.28 und 5.29) läßt sich auch das gleiche Verhalten feststellen. Wiederum ist für die Delay-Schätzung die RRC-Signaloption die bessere. Für die Phasenschätzung ergibt sich erneut das identische Verhalten.

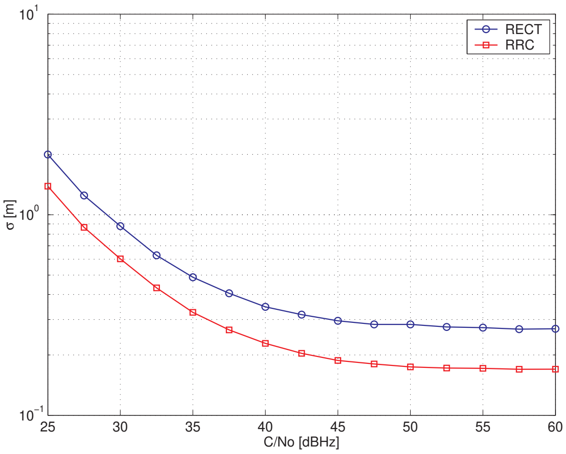

Abbildung 5.26: Delay Jitter am Urban (pedestrian)-Kanal.

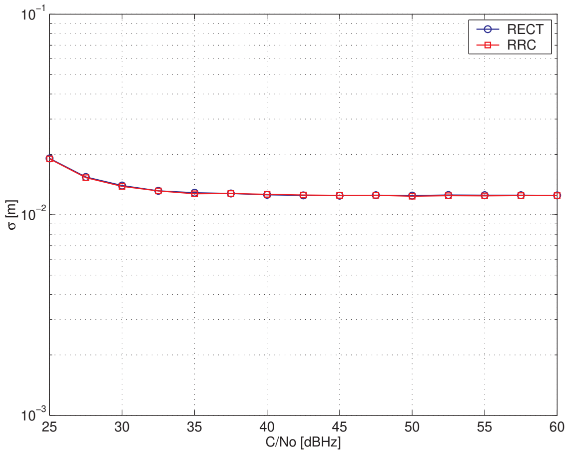

Abbildung 5.27: Phase Jitter am Urban (pedestrian) - Kanal.

Rural-Kanal

Wie schon in den vorangegangen Fällen zu beobachten war, bestätigt sich beim Rural-Kanal aufs neue die These, daß die RRC-Option für die Delayschätzung deutliche Vorteile gegenüber der RECT-Option hat. Bei der Phasenschätzung ist wieder kein Unterschied zu erkennen (Abbildungen 5.30 und 5.31).

Ergebnis des Vergleichs

Die RRC-Signaloption ist in allen Fällen der RECT-Option für die Delayschätzung deutlich überlegen. Auf die Schätzung der Trägerphase hat die Wahl des Elementarpulses bei einem angenommenen Arbeitspunkt von 45 dBHz offensichtlich keinen Einfluß.

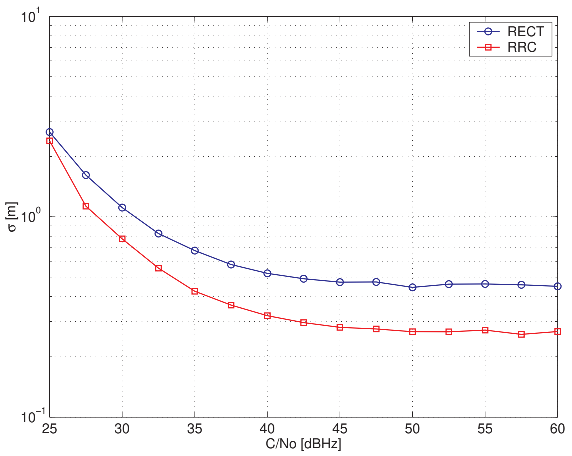

Abbildung 5.28: Delay Jitter am Final-Approach-Kanal.

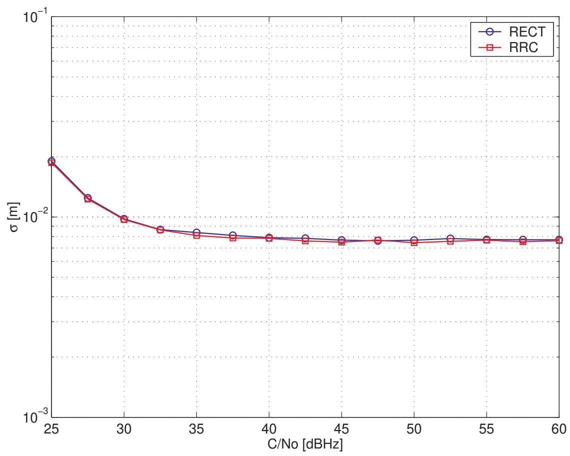

Abbildung 5.29: Phase Jitter am Final-Approach-Kanal.

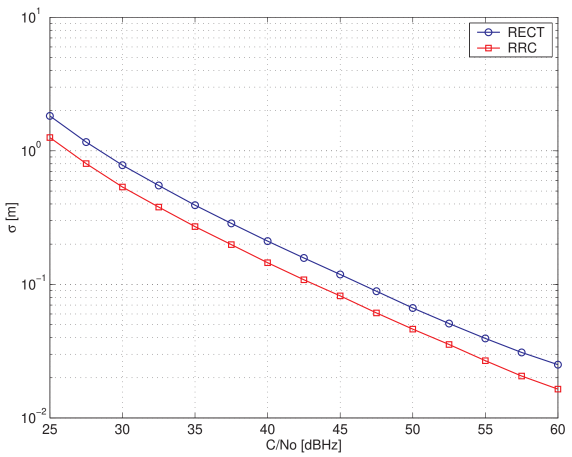

Abbildung 5.30: Delay Jitter am Rural-Kanal.

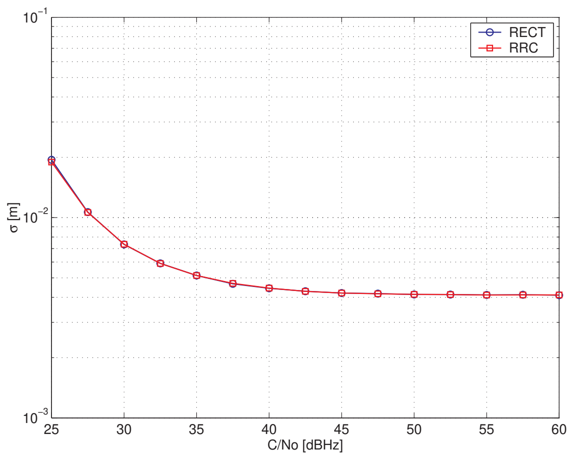

Abbildung 5.31: Phase Jitter am Rural-Kanal.

5.4 Einflüsse von Leistungssendeverstärkern

Während des Designprozesses des Galileo-Systems stellte sich von Seiten der Satellitenindustrie die Frage nach der Auswirkung von Leistungssendeverstärkern auf ein Satellitennavigationssystem. Diese Problematik soll im folgenden beleuchtet werden und orientiert sich an den in [38, 14, 1] beschriebenen Ergebnissen.

5.4.1 Problemstellung

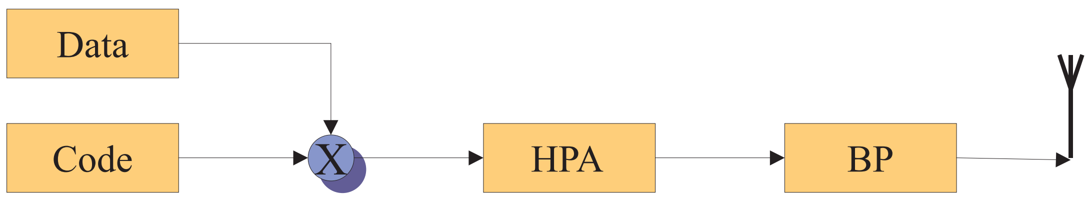

Abbildung 5.32: Prinzipieller Einsatz eines Leistungssendeverstärkers in einem Navigationssatelliten.

Ist das Sendesignal erzeugt, so muß es auf die Trägerfrequenz umgesetzt und verstärkt werden (siehe Abbildung 5.32). Da Leistungssendeverstärker stark nichtlinear sind, stellt sich die Frage, inwieweit diese die Navigationsgenauigkeit beeinflussen. Das Ziel eines Designs eines Satelliten ist es in aller Regel, die höchstmögliche Navigationsgenauigkeit bei kleinstmöglichem Gewicht zu erreichen. Für die Dimensionierung des Leistungssendeverstärkers heißt das, daß man stets versuchen wird, die höchstmögliche Leistung aus dem sog. „High-Power-Amplifier“ (HPA) zu entnehmen und gleichzeitig darauf zu achten, daß die Verzerrungen das Navigationsergebnises nicht allzusehr zu beeinflussen.

5.4.2 HPA-Typen

Für Satelliten existieren im Wesentlichen zwei Leistungssendeverstärkertypen:

- Travelling Wave Tube Amplifier (TWTA) (siehe auch Abbildung 5.33).
- Solid State Power Amplifier (SSPA).

Beide Typen sind stark nichtlineare Einheiten, die abhängig von ihrer Eingangsamplitude (Eingangsleistung) sowohl Phasen- als auch Amplitudenverzerrungen verursachen. Diese beiden Verzerrungen können getrennt im Phasen- und Amplitudengang angegeben werden. Hierbei gibt der Amplitudengang an, welche Ausgangsleistung bei welcher Eingangsleistung abgegeben wird, der Phasengang gibt an, um welchen Betrag sich die Phase für eine bestimmte Eingangsleistung dreht.

In den folgenden Darstellungen sind die Leistungen jeweils auf die Maxima normiert. Demnach hat der Verstärker bei seiner Maximalleistung 0 dB Ausgangs- und 0 dB Eingangsleistung. Die Phase ist ohne Beschränkung der Allgemeinheit für die Eingangsleistung 0 W auf 0° normiert. Unterhalb der in den Abbildungen 5.34 - 5.39 gezeigten Eingangsleistungen wurden die Verstärker als voll linear angenommen, das heißt, die Meßwerte wurden um den Punkt $[P_{in} = 0 \text{ dB}, P_{out} = 0 \text{ dB}]$ bzw. $[P_{in} = 0 \text{ dB}, \varphi_{out} = 0°]$ ergänzt. Der Arbeitspunkt ist hier durch die mittlere Eingangsleistung

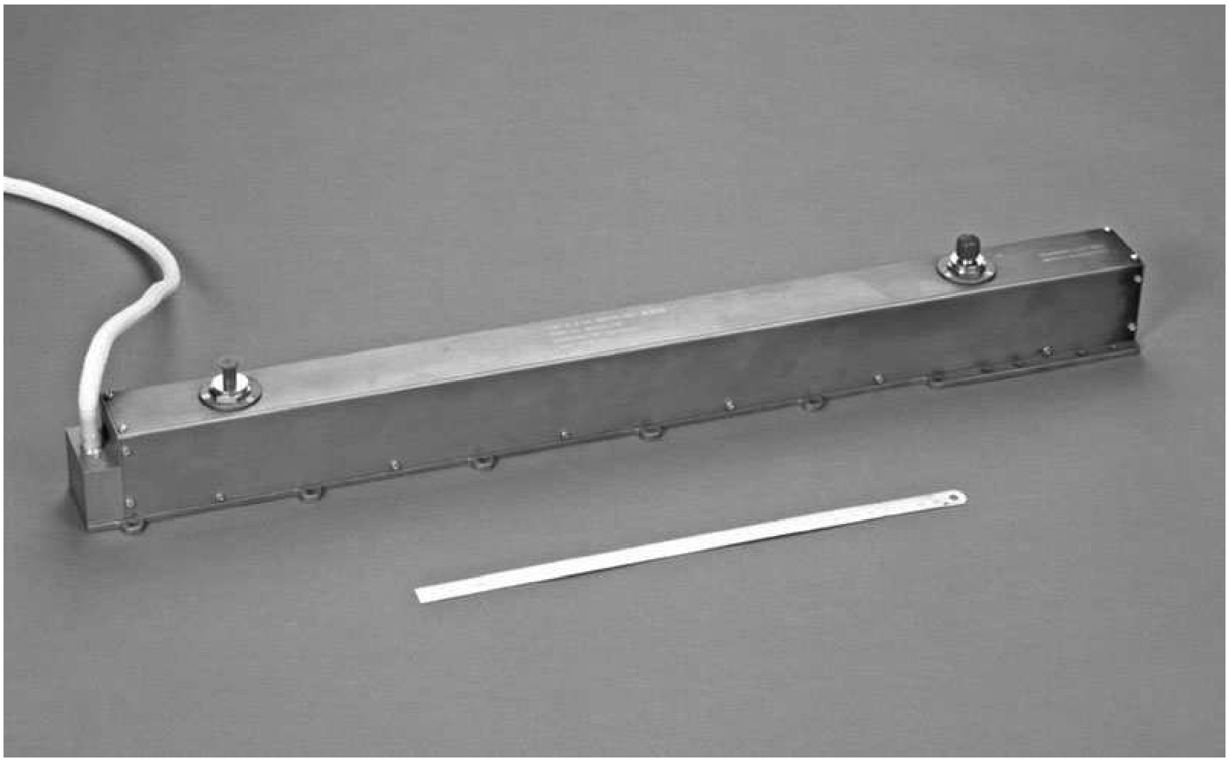

Abbildung 5.33: Leistungssendeverstärker Wanderfeldröhre Typ „Thompson TL 2140“ .

definiert. Hierbei gibt der sog. „Input Backoff“ (IBO) den Abstand der mittleren Eingangsleistung von der Maximalleistung an.

$$IBO = \overline{P_{in}} - P_{max} \ [dB] \tag{5.18}$$

Nach Angaben der Hersteller ist bei den für die Navigation verwendeten Bandbreiten der Verstärker als gedächtnisfrei anzunehmen.

Travelling Wave Tube Amplifier (TWTA)

Die TWTA (in deutscher Bezeichnung auch „Wanderfeldröhre“) ist der wohl gebräuchlichste Leistungssendeverstärker. Diese Geräte sind mit sehr großen Leistungen (bis hin zu einigen kW) verfügbar, sind jedoch wegen ihrer starken Verzerrungen und ihres geringen Wirkungsgrad bekannt.

Abbildung 5.33 zeigt eine solche Wanderfeldröhre vom Typ „Thompson TL 2140“, wie sie in einem Navigationssateliten eingesetzt werden könnte. Im Vordergrund ist ein Maßstab mit 30cm als Größenvergleich abgebildet. Dieser Röhrentyp hat eine Sendeleistung von 150 W.

Wie in Abbildung 5.34 sehen, zeichnet die TWTA eine stark nichtlineare Kennlinie schon für kleine Leistungen aus. Im Phasengang (Abbildung 5.35) dreht sich die Phase ab einer Eingangsleistung von etwa -20 dB signifikant. Der Hauptvorteil dieser Verstärker liegt in der Verfügbarkeit für hohe Sendeleistungen. Der typische Arbeitspunkt für PSK liegt bei $IBO = 0$ dB Eingangsleistung.

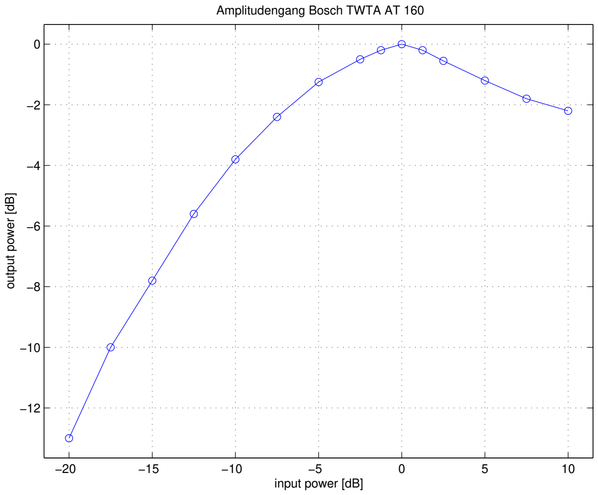

Abbildung 5.34: Amplitudengang einer Wanderfeldröhre Typ Bosch TWTA AT 160.

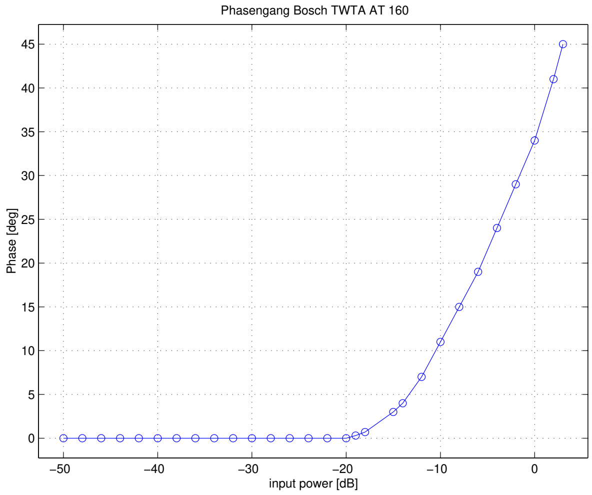

Abbildung 5.35: Phasengang einer Wanderfeldröhre Typ Bosch TWTA AT 160.

Solid State Power Amplifier (SSPA)

Solid State Power Amplifier sind auf Halbleiterbasis aufgebaute Transistorverstärker. Die Abbildungen 5.36 und 5.37 zeigen einen solchen Verstärker. Sie sind zur Zeit bis ca. 50 W Ausgangsleistung verfügbar. Es steht jedoch zu erwarten, daß dieser Wert im Laufe der nächsten Jahre ansteigt. SSPAs zeichnen sich durch einen nahezu linearen Bereich für kleine Leistungen aus, bis sie dann eine Sättigung erreichen, die durch die Maximalleistung des Verstärkers gegeben ist (vergleiche auch Abbildungen 5.38 und 5.39). Auch der Phasengang weist eine deutlich geringere Werte auf als bei der TWTA.

Obwohl es prinzipiell möglich wäre, diesen Verstärker nur im linearen Bereich zu betreiben, wird aus Gründen der Leistungseffizienz die Eingangsleistung so gewählt, daß zumindest zeitweise der Verstärker übersteuert. Der typische Arbeitspunkt liegt bei $IBO = -8$ dB Eingangsleistung.

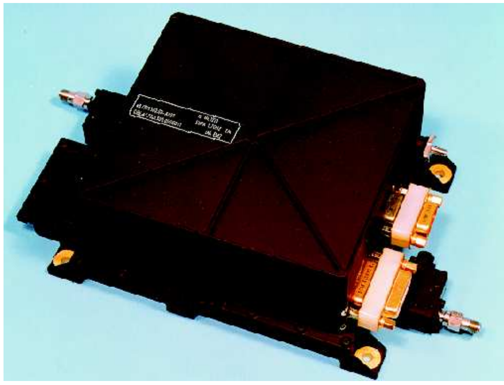

Abbildung 5.36: Leistungssendeverstärker in Transistorbauweise geschlossen (Quelle: TESAT SPACECOM).

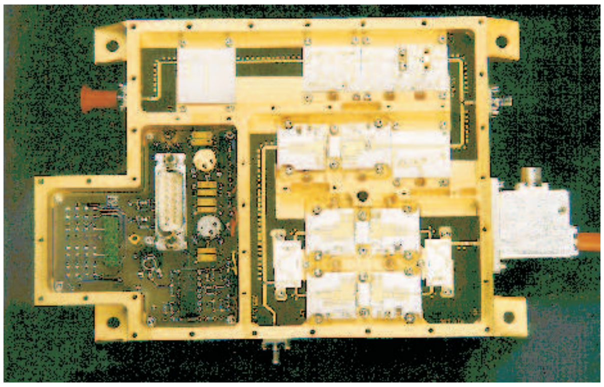

Abbildung 5.37: Leistungssendeverstärker in Transistorbauweise offen (Quelle: TESAT SPACECOM).

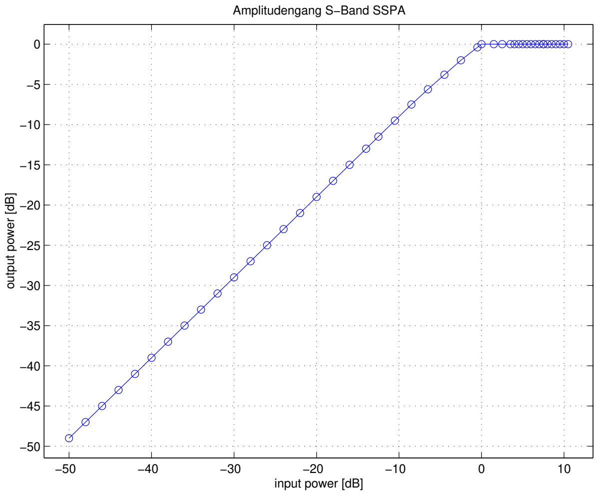

Abbildung 5.38: Amplitudengang eines typischen Transitorverstärkers.

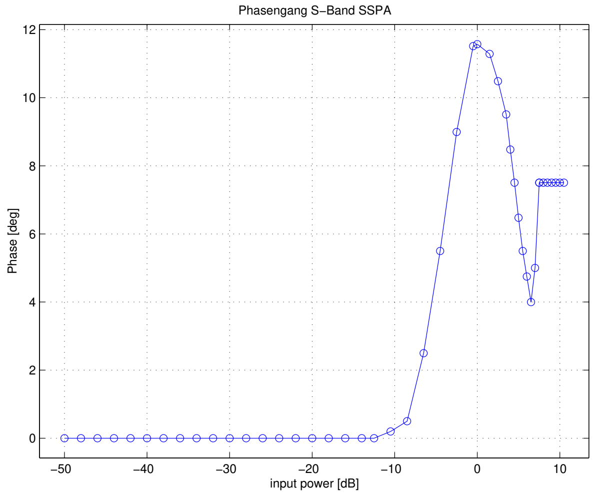

Abbildung 5.39: Phasengang eines typischen Transitorverstärkers.

5.4.3 Einfluß der Verstärker auf die Navigationsgenauigkeit

Angesichts der starken Nichtlinearitäten würde man eine starke Verschlechterung der Navigationsgenauigkeit beim Einsatz von Leistungssendeverstärkern erwarten. Wie Abbildung 5.40 zeigt, hat diese Nichtlinearität aber keinerlei Einfluß auf die Navigationsgenauigkeit. Dieses auf den ersten Blick überraschende Ergebnis wird im folgenden erklärt:

Einfluß der Verstärker auf das Signalspektrum

Wie Abbildung 5.41 zeigt, wird das ursprünglich durch die Modulation stark bandbegrenzte Spektrum („no HPA") durch die Nichtlinearität deutlich aufgeweitet. Das letztendliche Sendesignal ist also auf der einen Seite verzerrt, was die Synchronisationseigenschaften verschlechtert, besitzt aber auf der anderen Seite eine höhere Sendebandbreite, was die Navigationsgenauigkeit wiederum verbessert.

Offensichtlich kompensieren sich beide Effekte, so daß der HPA keinen Einfluß auf die Navigationsgenauigkeit mehr besitzt.

Allerdings ist die Emission in dieser Höhe in die Nachbarbänder nicht zulässig. Die einzige Möglichkeit, das Spektrum wieder auf die zulässige Bandbreite zu begrenzen ist der Einsatz eines Bandpaßfilters. In der Basisbandsimulation ist dieses Filter als Tiefpaßfilter realisiert.

Einfluß des Bandpasses auf das Signalspektrum

Das dem HPA nachgeschaltete Bandpaßfilter muß als Leistungsbauteil ausgelegt sein. Abbildung 5.42 zeigt ein solches Filter für das L-Band (nicht Space proofed). Im Vordergrund ist wiederum ein 30 cm-Maßstab abgebildet.

Wie in Abbildung 5.43 deutlich zu sehen ist, begrenzt das Bandpaßfilter erwartungsgemäß das Sendesignal auf das Nutzband.

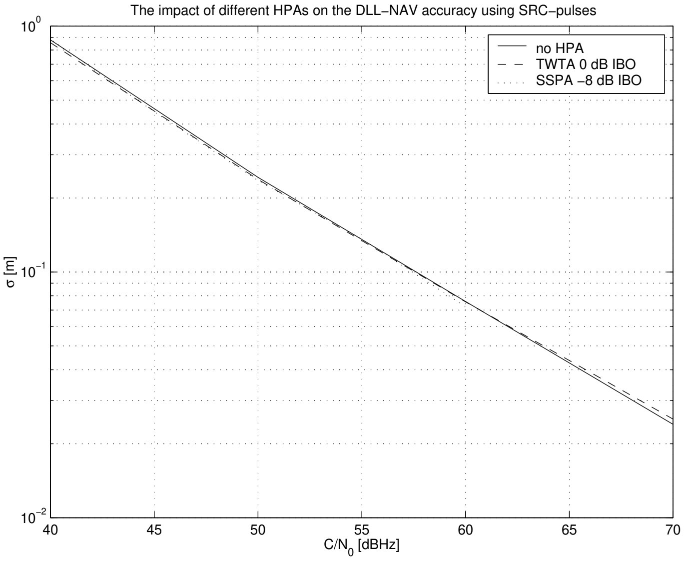

Abbildung 5.40: Einfluß der Leistungssendeverstärker auf die Navigationsgenauigkeit im Vergleich zu einem idealen Verstärker.

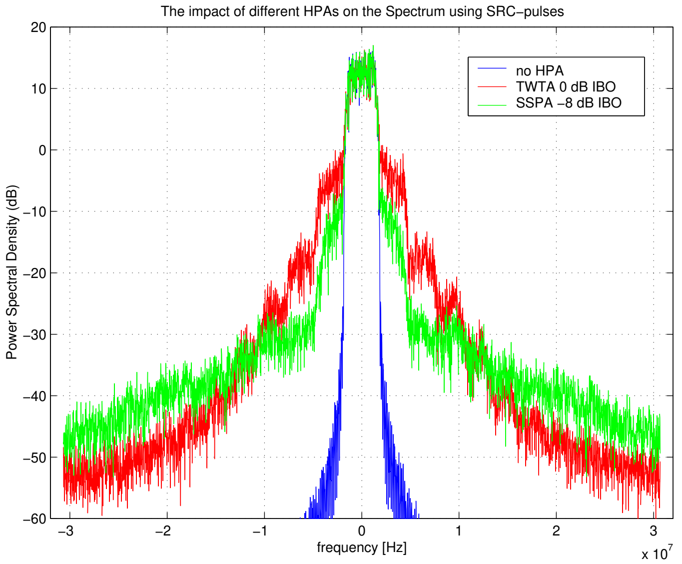

Abbildung 5.41: Einfluß der Leistungssendeverstärker auf das Spektrum des Sendesignals.

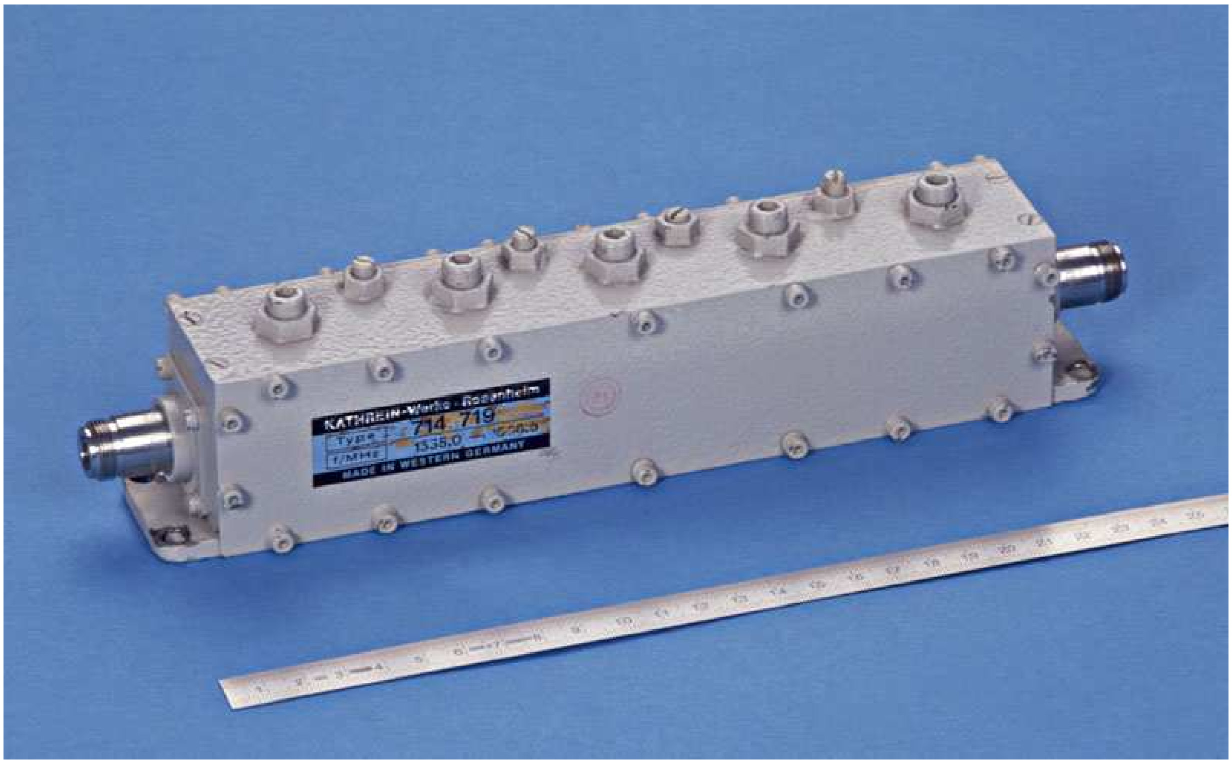

Abbildung 5.42: L-Band-Bandpaßfilter .

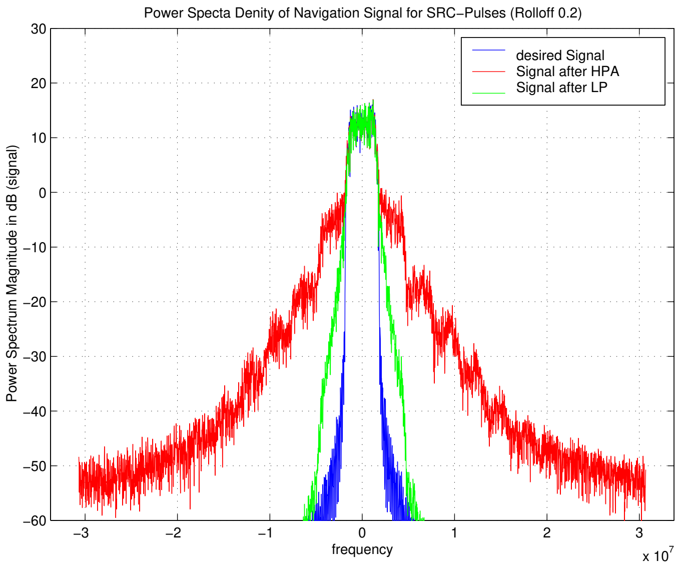

Abbildung 5.43: Einfluß der Leistungssendeverstärker in Kombination mit einem nachgeschalteten Bandpaßfilter auf das Spektrum des Sendesignals.

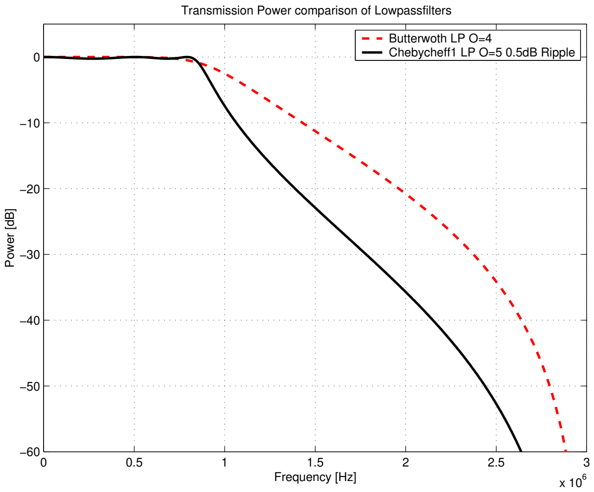

Abbildung 5.44: Betrag der Übertragungsfunktion der Bandpaßfilter.

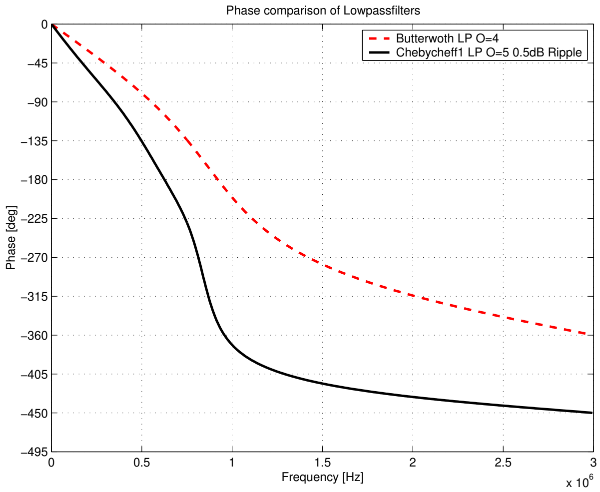

Abbildung 5.45: Phase der Übertragungsfunktion der Bandpaßfilter.

Einfluß des Bandpasses auf die Navigationsgenauigkeit

Zu diesem Zwecke wurden zwei Bandpaßfilter verwendet nämlich ein Butterworth- und ein Chebychev-Filter:

- **Butterworth**-Filter 4.Ordnung $O = 4$ mit Einseitenbandbreite (ESB) $f_{3dB} = 1.8414$ MHz.
- **Chebychev**-Typ 1-Filter 5. Ordnung $O = 5$; $f_{3dB} = 1.65726$ MHz; Passband Ripple = 0.5 dB.

Die Übertragungsfunktion der beiden Filter ist in den Abbildungen 5.44 und 5.45 dargestellt. Aus diesen Abblildungen ist die höhere Flankensteilheit des Chebychev-Filters ersichtlich, die sich in Abbildung 5.45 in einer deutlich höheren Phasendrehung niederschlägt.

Angesichts der Tatsache, daß es sich bei einem Bandpaßfilter um ein lineares Bauelement handelt, würde man keinen Effekt auf die Navigationsgenauigkeit erwarten. Die Linearität spielt hier aber keine Rolle. Wie Abbildung 5.46 zeigt, verschlechtert sich die Navigationsgenauigkeit beim Einsatz von Bandpaßfiltern um etwa 1 dB.

Zwei Effekte sind hierfür maßgebend:

Begrenzung des Frequenzbandes: Das Bandpaßfilter verringert das Spektrum des verzerrten und damit gespreizten Sendesignals signifikant (vergl. Abbildung 5.44). Allein dieser Effekt muß die Navigationsgenauigkeit verschlechtern.

Dispersion: Ein reales Filter ist dispersiv und besitzt damit eine frequenzabhängige Gruppenlaufzeit $\tau_{gr} = d\varphi(f)/df$. Diese Gruppenlaufzeit ist in Abbildung 5.47 dargestellt. Da ein Navigationssystem die Gesamtgruppenlaufzeit optimal zu schätzen versucht, ist es verständlich, daß diese Schätzung schwieriger wird, wenn Teile des Signals früher am Empfänger ankommen als andere.

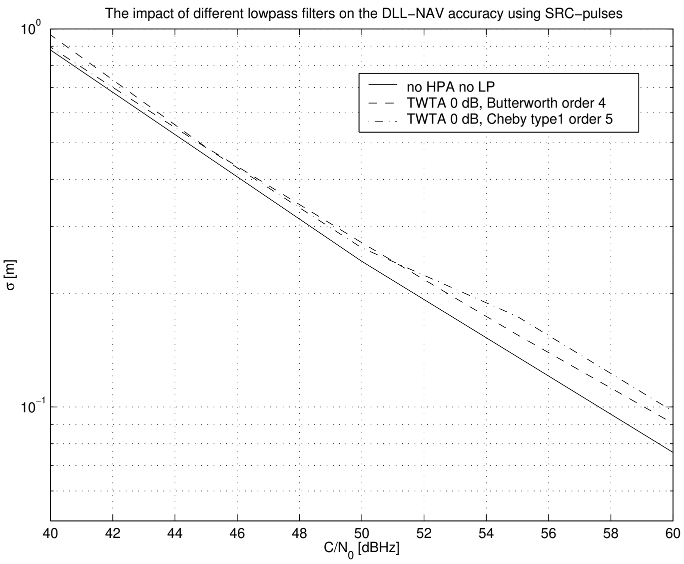

Abbildung 5.46: Einfluß der Leistungssendeverstärker in Kombination mit einem nachgeschalteten Bandpaßfilter auf die Navigationsgenauigkeit.

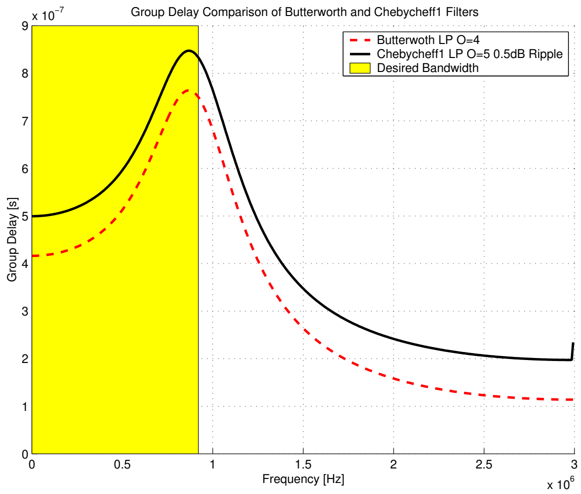

Abbildung 5.47: Frequenzabhängige Gruppenlaufzeit der verwendeten Bandpaßfilter.

Zur Klassifizierung der Gruppendispersion können zwei charakteristische Werte definiert werden, die mittlere Gruppenlaufzeit

$$\overline{\tau_{gr}} = \frac{\int\limits_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial \varphi}{\partial f} \cdot |H(f)|^2}{\int\limits_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2} \tag{5.19}$$

und die Varianz der Gruppenlaufzeit

$$\sigma_{gr}^2 = \frac{\int\limits_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\partial \varphi}{\partial f} - \overline{\tau_{gr}}\right)^2 \cdot |H(f)|^2}{\int\limits_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2} \tag{5.20}$$

In Tabelle 5.1 sind die entsprechenden Werte für die verwendeten Filter aufgeführt. Hierbei spielt weniger der Mittelwert der Gruppenlaufzeit $\overline{\tau_{gr}}$ eine Rolle, vielmehr ist es die erhöhte Varianz σ_{gr}^2, die die Verschlechterung der Navigationsgenauigkeit im oberen Leistungsbereich verursacht, wie in Abbildung 5.46 zu sehen ist.

Filtertyp	$\overline{\tau_{gr}}$	σ_{gr}
Butterworth	$5.3622 \cdot 10^{-7} s$	$1.3453 \cdot 10^{-3} s$
Chebychev	$6.1686 \cdot 10^{-7} s$	$1.5381 \cdot 10^{-3} s$

Tabelle 5.1: Mittelwert und Standardabweichung der Gruppenlaufzeit der verwendeten Filter.

Beide Effekte führen in der Kombination zu einer Degradation der Navigationsgenauigkeit. Da diese Verschlechterung allerdings nur etwa 1 dB beträgt, muß sie zwar bei der Dimensionierung der Satellitensendeleistung berücksichtigt werden, kann jedoch mit der entsprechenden Reserve an Sendeleistung leicht kompensiert werden.

5.5 Entscheidungsrückführung in der PLL

Für ein Satellitennavigationssystem gibt es zwei grundsätzlich verschiedene Anwendergruppen:

den Massenmarkt: Empfänger, die dieses Marktsegment bedienen, sind hauptsächlich auf ein niedriges Preissegment ausgerichtet. Die erreichbare Genauigkeit tritt hier in den Hintergrund. Technisch gesehen werden hier nur Empfänger zum Einsatz kommen, die lediglich die Codephase zur Positionsbestimmung nutzen. Die Messung und Auswertung der Trägerphase (vgl. Abschnitt 2.3.5) wäre für diese Empfänger zu teuer.

die Hochpräzisionsanwender: Hierzu zählen alle die Nutzergruppen, die mit extremen Genauigkeitsanforderungen an die Gerätehersteller herantreten. Hierzu zählen beispielsweise das Militär, die Geodäsie oder die Luftfahrt. Da der Preis der Geräte in diesem Falle in den Hintergrund tritt, kann hier die Auswertung der Trägerphase zur Genauigkeitsverbesserung genutzt werden.

Die im folgenden vorgestellte Anordnung zielt ganz auf die Hochpräzisionsanwendung. Sie ermöglicht auch bei schlechten Empfangsbedingungen eine gute Schätzung der Trägerphase.

5.5.1 Aufbau eines Empfängers

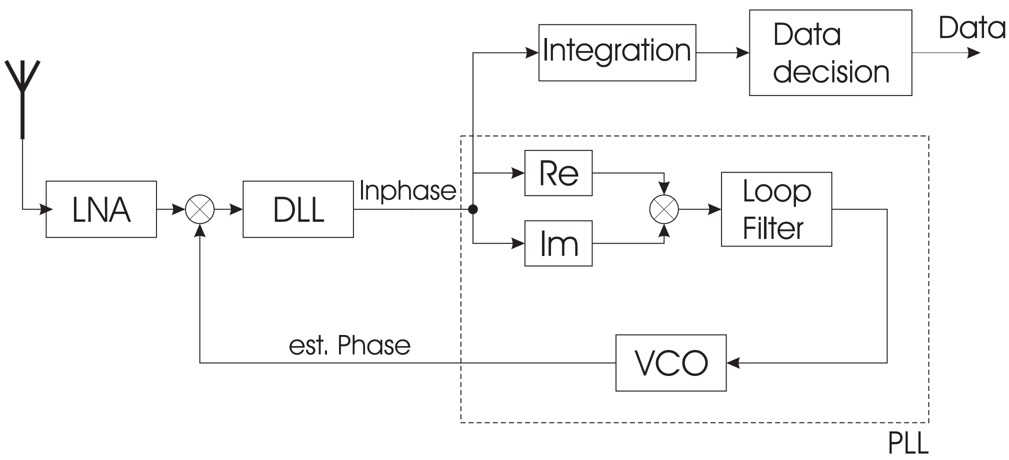

Abbildung 5.48: Schematischer Aufbau eines GPS-Empfängers.

Abbildung 5.48 zeigt den schematischen Aufbaus eines GPS-Empfängers. Das von der Antenne kommende Signal wird durch einen Low Noise Amplifier (LNA) verstärkt und mit Hilfe der DLL entspreizt. Es resultiert das sogenannte In-Phase-Signal (siehe auch Abschnitt 3.3). Dieses Signal beinhaltet sowohl das Daten- als auch das Trägersignal. Das Vorhandensein von (noch unbekannten) Daten erzwingt an dieser Stelle die Verwendung einer inkohärenten PLL [3].

In Abbildung 5.49 ist die Performance der inkohärenten PLL (hier als Costas-PLL) dargestellt. Im „Area II" verhält sie sich wie eine kohärente PLL, da der Squaring-Loss nicht ins Gewicht fällt. Für abnehmende Empfangsleistungen jedoch verschlechtert sich die Performance zunehmend („Area I") gegenüber der kohärenten PLL. Wie bereits erwähnt, liegt der Arbeitspunkt des GPS-Systems bei etwa 45 dBHz für gute Empfangsbedingungen. Eine in vielen Empfängern verwendete Standard-DLL kann das Signal jedoch auch noch bei Empfangswerten von bis zu 25 dBHz verfolgen. Somit ergibt sich ein Dynamikbereich von 25 bis 45 dBHz. Innerhalb dieses Bereichs erreicht jedoch der Verlust durch den Squaring-Loss erhebliche Dimensionen (siehe Abbildung 5.49).

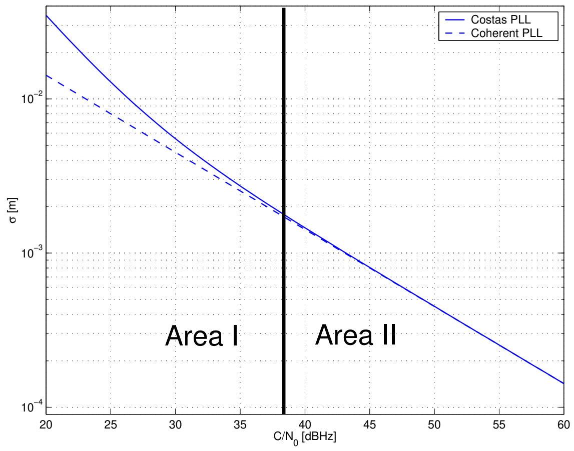

Abbildung 5.49: Vergleich zwischen inkohärenter Costas-PLL und kohärenter PLL.

5.5.2 GPS-Datenübertragung

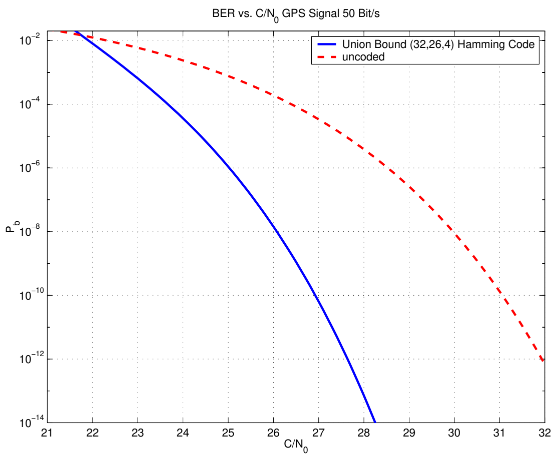

Abbildung 5.50: Bitfehlerraten der GPS-Datenübertragung.

Das GPS-System ist in erster Linie zur Laufzeitmessung und nicht für die Datenübertragung ausgelegt worden. Die sich hieraus ergebenden Systemparameter sind zunächst ungewöhnlich: Bei 50 bit/s Datenrate und 45 dBHz C/N_0 ergibt sich ein E_b/N_0 von 28 dB. Eine DLL kann das Signal noch bei etwa 25 dBHz synchronisieren. An diesem Punkt des Dynamikbereiches ergibt sich immer noch ein E_b/N_0 von 8 dB für die unkodierte Übertragung. Diese Werte erlauben eine sehr sichere Übertragung der Daten.
In GPS ist die Datenübertragung durch einen erweiterten (32,26) Hamming-Code geschützt. Abbildung 5.50 zeigt die Bitfehlerrate der uncodierten Übertragung (gestrichelte Linie). Bei 25 dBHz wird schon uncodiert eine Bitfehlerrate von $1 \cdot 10^{-4}$ erreicht. Bei der GPS-Bitrate von 50 bit/s würde das einem Bitfehler im Zeitraum von 20 Sekunden etsprechen. Die durchgezogene Linie in Abbildung 5.50 zeigt die Union Bound des verwendeten Hamming-Codes. Diese Bitfehlerrate wäre erreichbar, würde man den Code „Maximum Likelihood" decodieren. Für den untersten Punkt des Dynamikbereiches ergäbe sich eine Bitfehlerrate von $1 \cdot 10^{-6}$. Bei 50 bit/s entspräche das im Mittel einem Bitfehler alle 5,5 Stunden.

Diese Werte machen deutlich, daß man die Datenübertragung nahezu als fehlerfrei ansehen kann.

5.5.3 Nutzen der Daten

Da nun das Datensignal bekannt ist und die Anwesenheit des unbekannten Datensignals die Schätzung der Trägerphase vorher behinderte, könnte es hilfreich sein, das bekannte Datensignal zu nutzen, um die Phase genauer zu schätzen.

5.5.4 Entscheidungsrückführung in der PLL

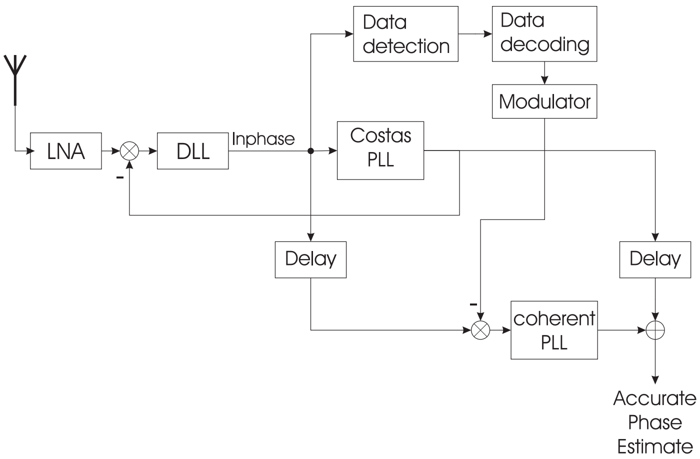

Abbildung 5.51: Aufbau der PLL mit Entscheidungsrückführung.

Im folgenden werden die einzelnen Schritte vorgestellt, die nötig sind, um die Trägersynchronisation zu verbessern (vergleiche auch Abbildung 5.51).

Entspreizen des Empfangssignals: Das Empfangssignal wird wie gehabt vom Eingangsverstärker verstärkt und der DLL zugeführt. Diese entspreizt das Signal und liefert das Ergebnis auf dem „Inphase-Ausgang“.

Grobsynchronisation mittels Costas-PLL: Anschließend wird eine Costas-PLL verwendet, um eine Grobsynchronisation durchzuführen. Diese wird einerseits verwendet um die Dopplerverschiebung der Trägerfrequenz für die DLL zu korrigieren, und andererseits um für die Datenentscheidung eine Phasenreferenz zu liefern. Um Phasensprünge („cycle slips“) und damit Fehlentscheidungen zu vermeiden, muß die Bandbreite dieser PLL an die Datenrate angepaßt werden und liegt zweckmäßigerweise bei etwa 2 Hz.

Entscheiden der Daten: Da die Costas-PLL eine Phasenreferenz liefert, kann das Signal über die Bitdauer integriert und entschieden werden (Standard-BPSK-Empfang [4]).

Kanaldecodierung: Wie in Abbildung 5.50 zu sehen ist, ist die Bitfehlerrate des uncodierten Signals schon niedrig genug, daß das hier vorgestellte Verfahren angewendet werden kann. Dennoch läßt sich die Fehlerrate der Datenübertragung durch Dekodieren des erweiterten Hamming-Codes noch weiter verringern. Die hier simulierten Ergebnisse verzichten jedoch auf diese Möglichkeit.

Entfernen der Daten: Sind die Daten bekannt, können sie durch die inverse Multiplikation vom Inphase-Signal entfernt werden. Hierbei ist zu beachten, daß sich durch die Integration für die Bitentscheidung ein Delay von 20 ms ergibt. Um diesen Betrag muß das Inphase-Signal ebenfalls verzögert werden.

Hochpräzisionsschätzung mittels kohärenter PLL: Sind die Daten vom Trägersignal entfernt, spricht nichts mehr gegen die Verwendung einer kohärenten PLL zur Schätzung der Trägerphase. Die Verwendung einer solchen Einheit hat an dieser Stelle folgende Vorteile:

1. Der Squaring-Loss fällt weg.
2. Es gibt keine 180° Phasenunsicherheit mehr.

Da diese kohärente Regelschleife genutzt wird, um die Entfernung zu bestimmen empfiehlt es sich, deren Loopbandbreite auf den für PLLs üblichen Wert von 20 Hz anzupassen.

Weitere Iterationen: Die so verbesserte Schätzung der Trägerphase könnte theoretisch dazu verwendet werden, um eine erneute Datenschätzung vorzunehmen. Angesichts der extrem niedrigen Bitfehlerrate ist der erwartete Gewinn aber gering.

5.5.5 Simulationsergebnisse

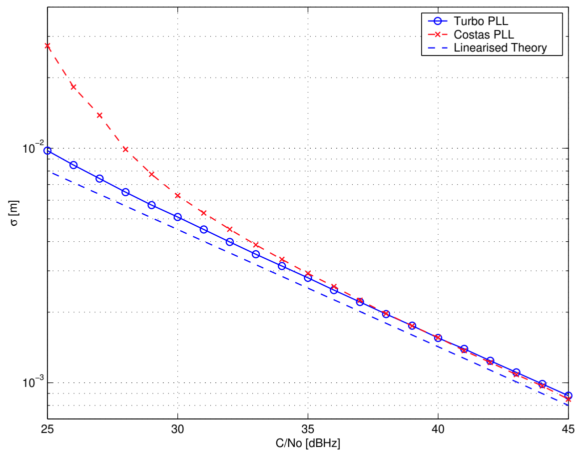

Abbildung 5.52: Vergleich einer PLL mit Entscheidungsrückführung mit einer Costas-PLL.

In Abbildung 5.52 sind die Simulationsergebnisse dargestellt. Deutlich sieht man, wie ab etwa 35 dBHz der Squaring-Loss die Performance der Costas-PLL verschlechtert, eine PLL mit Entscheidungsrückführung sich jedoch fast wie eine kohärente PLL verhält.

Durch die Verwendung dieses neuartigen Empfängers werden Gewinne von etwa 3 dB bei einem Arbeitspunkt von 25 dBHz möglich.

KAPITEL

6

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit befaßt sich mit Entwurf, Aufbau und Bewertung eines Satellitennavigationssimulators sowie dessen Anwendung zur Untersuchung relevanter Fragestellungen bei der Beurteilung bestehender und der Auslegung neuer Satellitennavigationssysteme. Insbesondere werden die Probleme bei der Verwendung konventioneller Simulationstechniken aufgezeigt und analysiert sowie neuartige Lösungsansätze vorgeschlagen. Der aus diesen Überlegungen resultierende Satellitennavigationssimulator wird dazu verwendet, sowohl GPS als auch das geplante europäische Satellitennavigationssystem Galileo zu untersuchen und zu bewerten.

In den Kapiteln 2 bis 4 dieser Arbeit werden Entwurf und Aufbau eines neuartigen Satellitennavigationssimulators beschrieben, sowie dessen Leistungsfähigkeit untersucht und bewertet. In Kapitel 2 wird zunächst die prinzipielle Arbeitsweise von Satellitennavigationssystemen beschrieben. Insbesondere wird das Sendesignal von Navigationssystemen eingeführt und Emfangstechniken nach dem Stand der Technik erläutert. Zur Simulation von Mehrwegeeffekten werden in Kapitel 2.2.2 Musterkanäle eingeführt. Ferner wird in Anhang A ein neues Verfahren zur aufwandgünstigen Nachbildung von Mehrwegeeffekten vorgestellt. Verglichen mit einem konventionellen Simulationsansatz ermöglicht es dieses Verfahren, einen Rayleigh-Kanal bei gleicher Simulationsgenauigkeit mit etwa 40 bis 50 % weniger Rechenaufwand zu realisieren.

In Kapitel 3 werden Entwurf und Aufbau des Simulationssystems beschrieben. Bei der Verwendung konventioneller „Sample by Sample"-Simulationstechniken entstehen, insbesondere durch die hohe Verarbeitungskomplexität, Probleme bei der Simulation. Durch Verwendung des neuen „Fast-Simulation-Approach" (Kapitel 3.3) ist der vorgeschlagene Simulator in der Lage, den enormen Rechenaufwand konventioneller Simulationsmethoden drastisch zu reduzieren. Bei diesem Ansatz genügt es lediglich, ein Codewort eines Satellitennavigationssystems zu erzeugen und zu speichern. Die Korrelatorausgänge des Empfängers werden durch einfache Operationen wie Verschiebung und Multiplikation berechnet. Die Simulation wird durch diesen Ansatz stark vereinfacht, da eine asynchrone Signalverarbeitung vermieden wird. Wesentlich ist, daß der Gewinn dieses Ansatzes bezüglich des Rechenaufwandes ohne merklichen Verlust an Genauigkeit der Simulationsergebnisse erzielt wird.

Analysen des gewählten Ansatzes zeigen in Kapitel 4, daß mögliche Ungenauigkeiten nur durch Interpolation hervorgerufen werden und zudem so geringfügig sind, daß sie vernachlässigt werden können. Zusätzlich wird die Güte des Simulationssystems durch Vergleich der Simulationsergebnisse mit der Cramer-Rao-Bound und mit der Analyse einer linearisierten „Delay Locked Loop" (DLL) nachgewiesen. Hierbei liegen die simulierten Werte um wenige Zehntel dB von der linear approximierten DLL entfernt. Wie später in Kapitel 5.1 gezeigt wird, sind beim Vergleich mit der Cramer-Rao-Bound beide Kurven nahezu deckungsgleich, wodurch eindrucksvoll die Genauigkeit des vorgeschlagenen Simulationswerkzeugs demonstriert wird.

Die softwaretechnische Umsetzung des hier vorgestellten Simulationssystems basiert vollständig auf einem objektorientierten Entwurf. Dabei kommt die sogenannte „Object Modelling Technique“ (OMT) zum Einsatz und ermöglicht es, ein gegen Fehlbedienungen gesichertes System aufzubauen. Diese hohe Sicherheit wird durch die konzeptionelle Trennung von Signal- und Parameterfluß erreicht. Durch dieses Konzept sind die Parameter des Systems auf jeder Ebene überwachbar. Fehleinstellungen können so ausgeschlossen werden.

In Kapitel 5 dieser Arbeit werden offene Fragen bei der Realisierung von Navigationssytemen untersucht und bewertet. Hierbei stehen in Kapitel 5.2 insbesondere Fragen zur Gestaltung des Satellitensignals und dessen Ausbreitung, in den folgenden Kapiteln aber auch Fragen zum Aufbau von Satelliten im Vordergrund. Im Rahmen der Signal-Design-Studie[1] der „European Space Agency“ (ESA) ist der Simulator eingesetzt worden, um offene Fragestellungen bezüglich des neuen europäischen Satellitennavigationssystems Galileo zu klären. Ausgehend von einem idealen Signalentwurf und dessen Analyse ist die Schlüsselfrage des Signalentwurfs für Galileo die Auswahl des Modulationsverfahrens und des Elementarimpulses. Diese Frage wird in Kapitel 5.2 geklärt, in dem zunächst die Cramer-Rao-Bound für mögliche Modulationsverfahren berechnet wird. Dieses Bound wird als Kriterium benutzt um BPSK mit Rechteck- und „Root-Raised-Cosine“ Impulsen als aussichtsreichste Modulationsverfahren auszuwählen. Durch die anschließende Simulation dieser beiden Signale erweist sich das mit „Root-Raised-Cosine“ Impulsen modulierte Signal als das geeignetste. Im AWGN-Kanal beträgt der Gewinn des „Root-Raised-Cosine“ Signals gegenüber dem Rechteck-Signal ca. 1 dB. Das Kapitel 5.2 schließt mit der Definition des Galileo-Basissignals.

Die Effekte des Mehrwegeempfangs spielen in der Satellitennavigation eine wichtige Rolle. In Kapitel 5.3 wird das hier vorgestellte Simulationssystem in diesem Zusammenhang genutzt, um die Einflüsse des Mehrwegeempfangs auf die Genauigkeit der Positionsbestimmung des Galileo-Basissignals zu erforschen. Bei diesen Untersuchungen zeigt sich, daß auch hier ein Signal, das einen „Root-Raised-Cosine“ Elementarimpuls verwendet, demjenigen deutlich überlegen ist, das mit einem Rechteck-Elementarimpuls arbeitet.

Die Gewinne des Root-Raised-Cosine Signals erreichen, abhängig vom gewählten Kanal, Dimensionen bis zu 8 dB .

Bei der Implementierung eines Satellitennavigationssystems sind Leistungsverstärker im Satelliten nötig, um das Signal nach der Erzeugung zu verstärken. Diese Verstärker haben stark nichtlineare Übertragungsfunktionen. Daher ist es eine wichtige Frage, inwieweit diese Nichtlinearitäten die Navigationsgenauigkeit beeinträchtigen. Diese Frage wird in Kapitel 5.4 beantwortet. Der Leistungssendeverstärker verschlechtert die Navigationsgenauigkeit zunächst nicht. Er verbreitert lediglich das Spektrum des Signals. Diese Verbreiterung ist jedoch nicht tolerabel, so daß Bandpaßfilter verwendet werden müssen, um die spektrale Aufweitung zu verhindern. Es zeigt sich, daß es diese Filter sind, die die Navigationseigenschaften nachteilig beeinflussen. Der Verlust liegt mit etwa 1 dB in einer Dimension, die leicht im Linkbudget berücksichtigt werden kann. Mit diesen Erkenntnissen können die Leistungsverstärker im Satelliten beim Satellitenbau dimensioniert werden.

Kapitel 5.5 gilt der Untersuchung eines Verfahrens der verbesserten Phasenschätzung für die Hochpräzisionsnavigation. Da dem Sendesignal Daten aufmoduliert sind, kann für die Phasenschätzung nur eine inkohärente „Phase-Locked-Loop“ (PLL) Verwendung finden. Diese weist jedoch Verluste bei starkem Rauschen auf. Diese Verluste können vermieden werden, indem man mittels einer inkohärenten PLL das Trägersignal schätzt, die Datenbits entscheidet und vom ursprünglichen Signal entfernt. Die hohe Energie je Datenbit, die bei GPS vorliegt, gewährleistet eine nahezu fehlerfreie Entfernung der Daten vom Navigationssignal. Das so vorprozessierte Signal kann mittels einer kohärenten PLL sehr genau synchronisiert werden und erfüllt so die Anforderungen der Hoch-

[1] Signal Design and transmission performance study for GNSS2

präzisionsnavigation. Mit diesem Verfahren können die Verluste einer inkohärenten PLL nahezu vollständig ausgeglichen werden.

Das hier vorgestellte Simulationssystem wurde in der „ESA Signal Design“-Studie, im SATNAVSIM-Projekt der Deutschen Raumfahrtagentur (DARA) und dessen Nachfolgeprojekt NAVSIM eingesetzt. Es hat sich in diesen Projekten im Praxiseinsatz bewährt. Durch die hohe Simulationsgenauigkeit können neue Empfängerkonzepte entwickelt und verifiziert werden. Die hohe Simulationsgeschwindigkeit erlaubt flexibles Reagieren auf externe Anforderungen und ermöglicht so die Beantwortung relevanter Forschungsfragen.

ANHANG

A

Realisierung von Fadingkanälen

In diesem Abschnitt wird die Realisierung von Fadingkanälen, insbesondere die Synthese der zeitvarianten Impulsantwort beschrieben. Das Prinzip wurde in [39] veröffentlicht.

A.1 Motivation

Mobilfunkkanäle sind gut als lineare, zeitvariante Mehrwegekanäle zu modellieren [40],[4], [41, Kapitel 11]. Im folgenden wird von dem erwähnten WSSUS-Kanalmodell ausgegangen, das von Bello in [40] eingeführt wurde. Jedes WSSUS-Kanalmodell ist durch die Scatteringfunktion charakterisiert.

Eine Vielzahl an Modellen zur Nachbildung der WSSUS-Prozesse, die auf Rice's Überlagerung von Sinusschwingungen basieren, wurde in der Vergangenheit vorgestellt, siehe z.B. [5, 42, 43, 8, 44, 45, 46, 47, 48, 49]. Diesen Modellen ist gemein, daß sie sowohl für eine Hard- wie für eine Softwareanwendung geeignet sind.

Vor ungefähr zehn Jahren stellte Schulze ein *Monte-Carlo-Modell* (MC-Modell) [8] vor. Dieses Modell ist intuitiv, flexibel und leicht zu implementieren. Durch die Vorgabe eines einzigen Parameters konnte die Impulsantwort vor dem eigentlichen Simulationslauf erzeugt werden. In [45] wird ein von Schulze vorgeschlagenes Modell mit mehreren zufälligen Parametersätzen angewendet. Das so definierte *äquivalente, zeitdiskrete MC-Modell* wird in [46] weiterentwickelt. Pätzold *u.a.* zeigen, daß *deterministische Modelle* besser geeignet sind als Schulze's MC-Modell, da sie bessere statistische Eigenschaften aufweisen [47, 48, 49]. Jedoch können bei deterministischen Modellen andere Probleme auftreten, die im folgenden weiter diskutiert werden.

In Abschnitt A.2 werden die von Schulze und Pätzold *et al.* eingeführten Modelle analysiert und ein neues Verfahren vorgestellt, das auf der Monte-Carlo-Methode mit „kontrolliertem Zufall" basiert. Dieses neue Verfahren ermöglicht es, den statistischen Prozeß bei gleichem Aufwand genauer oder bei gleicher Genauigkeit mit weniger Aufwand nachzubilden als Verfahren des Standes der Technik. Dieser Vergleich wird in Abschnitt A.3 vollzogen.

Die Prinzipien, die hier vorgestellt werden, können sehr leicht zu einem äquivalenten zeitdiskreten MC-Modell erweitert werden (vergl.[45, 46]).

Ziel der hier vorgestellten Verfahren ist es, das Fading-Signal bestmöglich bei geringstem Aufwand zu synthetisieren.

A.2 Emulation des WSSUS-Kanalmodells

Im folgenden wird von der Notation im komplexen Basisband ausgegangen. Sei $h(\tau, t)$ die Impulsantwort eines WSSUS-Kanals. Hierbei bezeichnet τ die Pfadverzögerung und t die absolute Zeit.

Ist der Prozess über die Musterfunktion stationär, so ist die Autokorrelationsfunktion (AKF) durch den Erwartungswert von $h(\tau, t)$ durch

$$\varphi_{hh}(\tau, \Delta t) = E[h(\tau, t)h^*(\tau, t + \Delta t)] \tag{A.1}$$

gegeben. Die „Scattering-Funktion“ ergibt sich durch Verwendung der Fouriertransformation bezüglich der Variablen Δt zu

$$S_h(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{hh}(\tau, \Delta t)e^{-j2\pi f_D \Delta t}\, d\Delta t. \tag{A.2}$$

Die Scattering-Funktion ist proportional zur zweidimensionalen Verteilungsdichtefunktion $p(\tau, f_D)$ der Pfadlaufzeit τ, und der Dopplerverschiebung f_D [8, 45], wobei $0 \leq \tau < \tau_{max}$ und $|f_D| < f_{D_{max}}$.

Das Doppler-Leistungsdichtespektrum und das Verzögerungsleistungsdichte-Spektrum entstehen durch Integration der Scattering-Funktion bezüglich τ bzw. f_D.

Bekannte Monte-Carlo-Modelle Schulze und Jakes ([8, 5]) haben gezeigt, daß

$$h(\tau, t) = \lim_{N\to\infty} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^{N} \exp(j(\underbrace{\theta_n}_{\text{Phase}} + \underbrace{2\pi f_{D_n} t}_{\text{Doppler}})) \cdot \underbrace{\delta(\tau - \tau_n)}_{\text{Delay}} \tag{A.3}$$

eine exakte Repräsentierung des WSSUS-Kanals für jede Scattering-Funktion darstellt [8]. Die kontinuierlichen Zufallsvariablen θ_n $(0 \leq \theta_n < 2\pi)$, τ_n $(0 \leq \tau_n \leq \tau_{max})$, und f_{D_n} $(-f_{D_{max}} < f_{D_n} < f_{D_{max}})$ müssen gemäß der gegebenen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen $p(\theta) = 1/(2\pi)$ and $p(\tau, f_D) \sim S_h(\tau, f_D)$ berechnet werden. Eine anschauliche Interpretation von Gleichung (A.3) ist, daß $h(\tau, t)$ eine Überlagerung von unabhängigen komplexen Echos ist, wobei jedes Echo durch eine zufällige Phase θ_n, ein zufälliges Delay τ_n und eine zufällige Dopplerverschiebung f_{D_n}, $1 \leq n \leq N$, repräsentiert wird. Durch den Faktor $1/\sqrt{N}$ wird die mittlere Leistung des Prozesses zu eins normiert. Aus der Anwendung des zentralen Grenzwertsatzes ergibt sich, daß Real- und Imaginärteil des so erzeugten komplexen Prozesses mittelwertfrei und Gauß-verteilt sind. Sie weisen dieselbe Varianz auf.

Sind Real- und Imaginärteil statistisch unabhängig, so ist $|h(\tau_i, t)|$ Rayleigh-verteilt [1]. Eine gute Approximation erreicht man für $N \geq 7$ [5, Kapitel 1.7].

Die Zeitselektivität ist durch die Dopplerverschiebungen f_{D_n}, die Frequenzselektivität durch die Verzögerungen τ_n vorgegeben; Für den Spezialfall $\tau_n = 0 \;\; \forall n$ ergibt sich Flat-Fading. Die entsprechende diskrete Realisierung wird erreicht, indem man $t = kT_s$ setzt, wobei $1/T_s$ die Abtastrate und k den diskreten Zeitindex darstellt.

Die verschiedenen Kanalsimulationstechniken, die hier zum Einsatz kommen, können in zwei Kategorien eingeteilt werden, je nachdem, wie oft ein Parametersatz $\{\theta_n, f_{D_n}, \tau_n\}$ erzeugt wird:

[1] Ein Rice-Kanal kann durch Addition einer Konstante modelliert werden [8].

- *"Single Parameter-Set-Monte-Carlo-Modell"* (SPS-MC-Modell): Ein zufälliger Parametersatz wird apriori erzeugt, z.B. vor dem eigentlichen Simulationslauf [8].
- *"Multiple Parameter-Set-Monte-Carlo-Modell"* (MPS-MC-Modell): Neue Parametersätze werden von Zeit zu Zeit während der Simulation neu berechnet, z.B. vor jedem neuen Datenblock [45].

Simulatoren, die auf dem MPS-MC-Modell basieren, sind die leistungsstärkeren, da für eine gleich gute Statistik der Impulsantwort $h(\tau, t)$ der Berechnungsaufwand deutlich kleiner ausfällt. Beispiel: Sei N_s die Anzahl der Parametersätze. Für ein MPS-MC-Modell mit $N = 7$, $N_s = 10000$ und einer Blocklänge von mehr als 100 ist die „Echtzeitkomplexität“ vergleichbar mit der eines SPS-MC-Modells. Um jedoch die Impulsantwort mit der entsprechenden Genauigkeit repräsentieren zu können, würde das SPS-MC-Modell $N = 70000$ benötigen.

Das SPS-MC-Modell erzeugt einen periodischen Fading-Prozess, da die Dopplerfrequenzen f_{D_n} quantisiert sind. Diese Periodizität resultiert in einem Liniendelayspektrum. Für eine unendliche Anzahl von Parametersätzen dagegen erreicht das MPS-MC-Modell genau die gewünschte Scattering-Funktion und ist nicht periodisch. Die Erzeugung von neuen Parametersätzen von Zeit zu Zeit kann als perfektes Zeit- oder Frequenzhopping interpretiert werden [45]. Bei SPS-MC-Modellen und klassischen Kanalsimulatoren, die auf Filtertechniken beruhen, ist die minimale Dopplerbandbreite limitiert, da die Stabilität der verwendeten Filter für sehr kleine Bandbreiten nicht mehr gewährleistet ist. Im Gegensatz hierzu gibt es beim MPS-MC-Modell keine untere Grenze für die Dopplerbandbreite. Leider bringt die Verwendung des MPS-MC-Modells Diskontinuitäten in der zeitlichen Korrelation mit sich. Als Konsequenz hiervon muß die Kanal- und Frequenzschätzung nach jeder Neuberechnung des Parametersatzes neu aufgesetzt werden. Dieser Nachteil wird durch das Herausschneiden von einer hinreichenden Anzahl aufeinanderfolgender Symbole am Anfang jedes Rahmens gelöst. Beispielsweise wird in einer DPSK-Übertragung das erste Bit nicht in die Berechnung der Bitfehlerrate mit einbezogen. Trotz dieses „Verlustes“ ist die MPS-MC-Methode deutlich leistungsfähiger.

Ein störender Nebeneffekt von Schulzes Ansatz (Gleichung (A.3)) stellt die Korrelation zwischen Real- und Imaginärteil von $h(\tau, t)$ dar, die auftritt, wenn die Dopplerbandbreite von Null verschieden und die Anzahl der Echos endlich ist. Die Kreuzkorrelationsfunktion für Flat-Fading ist

$$\varphi_{h_I h_Q}(\Delta t) = \frac{1}{2N'} \sum_{n=1}^{N'} \sin(2\pi f_{D_n} \Delta t), \tag{A.4}$$

wobei $N' = N \cdot N_s$.

Die Kreuzkorrelationsfunktion ist gleich Null für $\Delta t = 0$ und konvergiert zu Null für $N' \to \infty$. Weil N_s bei MPS-MC-Modellen groß ist, ist die Kreuzkorrelationsfunktion einer Kanalimpulsantwort auch praktisch gleich Null. Pätzold *u.a.* haben dieses Problem umgangen, indem sie N_I Inphasekomponenten und $N_Q = N_I + 1$ Quadraturkomponenten zusammen mit einem deterministischen Parametersatz verwenden [47, 48, 49]. Diese Vorgehensweise verletzt zwar das physikalische Prinzip der Wellenausbreitung, aber die Kreuzkorrelationsfunktion ist wie gewünscht immer gleich Null [47].

Erzeugung der Parametersätze Wie in [45] diskutiert, können θ_n, f_{D_n} und τ_n durch die bekannte „Transformationsmethode“ berechnet werden

$$v_n = g_v(u_n) = P_v^{-1}(u_n), \qquad 1 \le n \le N. \tag{A.5}$$

Hier ist v_n ein Ersatz für θ_n, f_{D_n}, bzw. τ_n. $\{u_n\}$ ist ein Satz von zufälligen, gleichverteilten Eingangsvariablen, die durch einen Zufallsgenerator erzeugt werden ($u_n \in (0 \dots 1)$). $g_v(u_n)$ sei eine gedächtnislose Nichtlinearität, die die Inverse der kummulativen Verteilungsfunktion $P_v(v) = \int_{-\infty}^{v} p_v(\nu)\, d\nu$ darstellt.

Zur Veranschaulichung der Vorgehensweise wird das Dopplerleistungsdichtespektrum entsprechend der zweidimensionalen isotropischen Verteilung betrachtet:

$$P(f_D) = \begin{cases} \frac{\text{const}}{\sqrt{1-\left(\frac{f_D}{f_{Dmax}}\right)^2}} & \text{für alle } |f_D| < f_{Dmax} \\ 0 & \text{sonst,} \end{cases} \tag{A.6}$$

Hierbei stellt $f_{D_{max}}$ die maximale Dopplerfrequenz dar [50, 5]. Die Anwendung von Gleichung (A.5) ergibt

$$f_{D_n} = g_{f_D}(u_n) = f_{Dmax} \cdot \cos(\pi u_n). \tag{A.7}$$

Ein Beispiel für das Verzögerungsleistungsdichtespektrums wird in [45] gezeigt.

Ein neues Monte-Carlo-Modell mit „kontrollierter Zufälligkeit“ Die Statistik von MC-Modellen hängt von den jeweiligen Realisierungen der Zufallswerte u_n ab. Bei einer kleinen Anzahl von Realisierungen von u_n kann es vorkommen, daß diese erheblich vom Langzeitmittelwert abweichen. In diesem Falle ist eine schlechte Statistik für das MC-Modell die Folge. Um diese Problematik zu umgehen, wird im folgenden ein Algorithmus vorgestellt, der auf den bekannten MC-Modellen beruht, aber mit einer geringeren Anzahl von Realisierungen N die gleiche Leistungsfähigkeit erreicht wie die klassische Realisierung.

Zuerst wird die Approximation von $p(\tau, f_D)$ betrachtet. Um die Statistik zu verbessern, wird das Intervall $[0, 1]$ in N Teilintervalle unterteilt, die alle die Länge $1/N$ aufweisen. Für jedes Intervall wird eine Zufallsvariable u'_n, $1 \le n \le N$, erzeugt. Die Zufallswerte u_n sind nun gleichverteilt im Intervall $[0, 1/N]$ zu wählen.

Im folgenden gelte

$$u_n = u'_n + (n-1)/N. \tag{A.8}$$

Hierbei ist zu beachten, daß die so erzeugten Zufallswerte u_n wie gefordert wiederum gleichverteilt im Intervall $[0, 1]$ sind. Damit ist ein MC-Modell mit „kontollierter Zufälligkeit“ entstanden. Mit diesem Ansatz approximieren die errechneten Zufallsvariablen $\{v_n\}$ die zu modellierende Scattering-Funktion genauer als ohne Verwendung der „kontollierten Zufälligkeit“. Die Anhäufung in sog. Clustern, wie sie bei einer geringen Anzahl von Realisierungen sehr wahrscheinlich ist, kann auf diese Weise unterbunden werden. Als ein Ergebnis von Gleichung (A.8) ist die Varianz innerhalb der Parametersätze $\{\tau_n\}$ und $\{f_{D_n}\}$ monoton steigend oder fallend; daher muß eine Permutation innerhalb eines Satzes durchgeführt werden. Das Prinzip der „kontollierten Zufälligkeit“ ist sowohl auf SPS-MC- und MPS-MC-Modelle anwendbar, wobei die Anwendung auf die letztgenannten erfolgversprechender ist (siehe auch Abschnitt A.8).

Betrachtet man nun die Approximation von $p(\theta)$, so sollte die Methode der „kontollierten Zufälligkeit“ nicht angewandt werden, um die $\{\theta_n\}$-Werte zu errechnen, da sich sonst die Repräsentanten für $t = 0$ nahezu auslöschen. Nimmt man z.B. kurze Rahmenlängen oder kleine Dopplerbandbreiten an, so würde man eine mittlere Leistung kleiner als eins erhalten. Das kann man am besten sehen, wenn N sehr groß ist: Wendet man Gleichung (A.8) in diesem Falle an, so würde dieser Fall in einer nahezu gleichverteilten Phasenverteilung resultieren. Die so erzeugten Repräsentanten würden sich für $t = 0$ zu Null aufheben.

Aus demselben Grund gibt es bei den in [47, 48, 49] beschriebenen deterministischen Modellen Probleme, es sei denn, der Zeitindex k wird verschoben, z.B. indem man den Startzeitpunkt als $t \gg 0$ wählt.

A.3 Untersuchung der Leistungsfähigkeit der Modelle

Die Echtzeitkomplexität aller hier betrachteten Synthesemethoden wird in Abhängigkeit von der Anzahl der Echos N angegeben, die nötig ist, um eine gewisse Genauigkeit zu gewährleisten. Je kleiner N gewählt werden kann, um so geringer ist die Komplexität des Verfahrens. Für eine digitale Realisierung müssen bei gegebenen Parametersätzen $2N$ Multiplikationen, $4N$ Additionen, $2N$ Table Lookups und 2 Divisionen durchgeführt werden, um einen komplexen Ausgangsabtastwert zu erhalten. Im Gegensatz zu klassischen Kanalsimulatoren, die auf Filtertechniken basieren [41, Fig. 11-9], sind MC-Modelle geeignet, beliebig geformte Scattering-Funktionen nachzubilden. Sie sind flexibel, für einen beliebigen Bereich $|f_{D_{max}}| \in (0, 1/(2T_s))$ nutzbar und benötigen keine Einschwingzeit. Interpolationsfilter, die in den klassischen Simulatoren die Komplexität bestimmen, sind nicht erforderlich.

Zur Analyse der Leistungsfähigkeit werden zwei Kriterien herangezogen:

1. Die Autokorrelationsfunktion des Synthesesignals (siehe [47]).
2. Die Bitfehlerrate in einem praktischen Übertragungssystem (siehe [51]).

Analyse mittels der Autokorrelationsfunktion Im folgenden wird die Synthese einer Kanalimpulsantwort eines Flat-Fading-Kanals mit dem Dopplerspektrum, das in Gleichung (A.6) beschrieben ist, betrachtet. Die entsprechende AKF ist [5]

$$\varphi_{hh}(\Delta t) = J_0(2\pi f_{D_{max}} \Delta t). \tag{A.9}$$

Geht man von Gleichung (A.3) aus, so lautet die AKF für einen einzigen Parametersatz

$$\hat{\varphi}_{hh}(\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} \cos(2\pi f_{D_n} \Delta t). \tag{A.10}$$

Für mehrere Parametersätze muß N in Gleichung (A.10) durch $N' = N \cdot N_s$ ersetzt werden. In [5] und [47] wird gezeigt, daß die Bessel Funktion $J_0(.)$, in eine Fourierreihe entwickelt werden kann:

$$J_0(2\pi f_{D_{max}} \Delta t) = \lim_{N \to \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N} \cos(2\pi f_{D_n} \Delta t) \qquad \text{for } 0 \leq |\Delta t| < \infty \tag{A.11}$$

wobei

$$f_{D_n} = f_{D_{max}} \cos\left(\pi \frac{n - 0.5}{N}\right), \qquad 1 \leq n \leq N \tag{A.12}$$

Es sei bemerkt, daß Gleichungen (A.10) und (A.11) für $N \to \infty$ identisch sind. Für eine endliche Anzahl von Echos ergibt sich eine sehr gute Repräsentation, falls $0 \leq |\Delta t| \leq (N-1)/(4 f_{D_{max}})$ und die Dopplerverschiebungen f_{D_n} deterministisch gemäß Gleichung (A.12) gewählt werden. Dieses entspricht der „method of exact Doppler spread“, wie sie in [47, 48] vorgestellt wird. Diese Methode ist für ein genügend großes N ideal bezüglich der Erfüllung einer bestimmten AKF. In [47, 48] kommen nur positive Dopplerfrequenzen vor. Insofern ist Gleichung (A.12) leicht modifiziert.

In der Regel ist es hinreichend, die AKF in einem gewissen Bereich zu approximieren. Zum Beispiel ist es bei einer DPSK-Übertragung über einen Flat-Fading-Kanal, die durch einen konventionellen Decoder empfangen wird, ausreichend, die AKF im Bereich von $t = T_{sym}$ zu approximieren. Hierbei bezeichnet T_{sym} die Symboldauer. Die Fortsetzung der AKF außerhalb dieses Bereiches ist unbedeutend.

Abbildung A.1 zeigt die AKF des zu synthetisierenden Signals (Zeitsignal zu Gleichung (A.6)) und die AKF, die aus der „method of exact Doppler spread“ resultiert. Die bereits in [47, 48] gezeigten Kurven wurden unter Verwendung der Gleichungen (A.3), (A.10), und (A.12) dargestellt. Durch die Konstruktionsmethode ist die Approximation nahezu perfekt für $f_{D_{max}} |\Delta t| \leq (N-1)/4$.

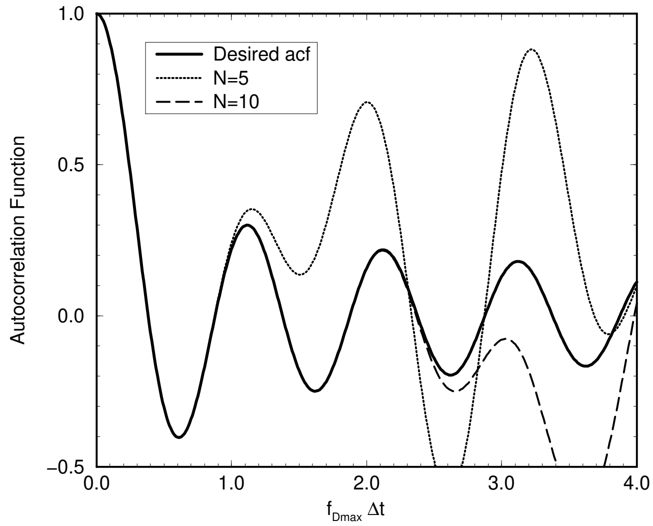

Abbildung A.1: Gewünschte Autokorrelationsfunktion der Kanalimpulsantwort und ihre Approximation durch ein deterministisches Modell im Vergleich..

In Abbildung A.2 sind die entsprechenden Kurven für das SPS-MC-Modell [8] mit verschiedenen Parametersätzen dargestellt. Für $f_{D_{max}} |\Delta t| < 0.3$ ist die Approximation sehr gut. Diese Parametersätze sind für die meisten Kommunikationssysteme relevant. In weiteren Simulationen wurde diese Übereinstimmung für die MPS-MC-Modelle mit und ohne die Methode des „kontrolliertem Zufalls“ überprüft. Das Resultat war eine Übereinstimmung für alle Δt.

Analyse mittels der Bitfehlerrate Entscheidend für die Simulation einer Datenübertragung ist die gute Übereinstimmung der simulierten mit der theoretischen Bitfehlerrate. In folgenden soll ein DPSK-System mit konventioneller Demodulation und angenommenem Flat-Fading-Kanal mit einem Dopplerleistungsdichtespektrum gemäß Gleichung (A.6) angenommen werden. Dieses Szenario bietet sich an, da hierbei die Bitfehlerraten analytisch berechenbar sind.

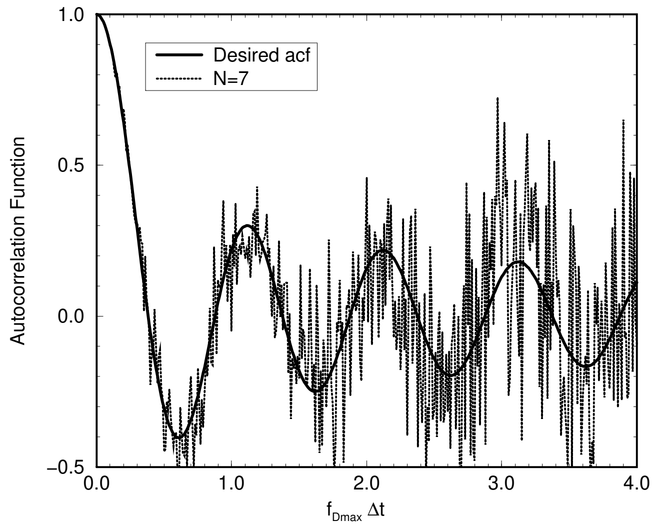

Abbildung A.2: Gewünschte Autokorrelationsfunktion der Kanalimpulsantwort und ihre Approximation für das SPS-MC-Modell bei verschiedenen Parametersätzen.

In den Abbildungen A.3, A.4 und A.5 ist die Bitfehlerrate über E_b/N_0 aufgetragen. Es wird so der direkte Vergleich zwischen dem deterministischen Modell [47], dem MPS-MC-Modell [47] und dem MPS-MC-Modell mit der Methode der kontrollierten Zufälligkeit ermöglicht. Hierbei bezeichnet E_b die mittlere Energie je Informationsbit, N_0 die Einseitenbandrauschleistungsdichte eines WGN-Prozesses. Für die MC-Modelle wurde die Bitfehlerrate über 10^5 Datenblöcke je 100 Bits bestimmt. Dabei wurden für jeden Datenblock neue Parametersätze errechnet. Bei dem deterministischen Modell wurde die Bitfehlerrate für einen Block der Länge 10^7 bestimmt.

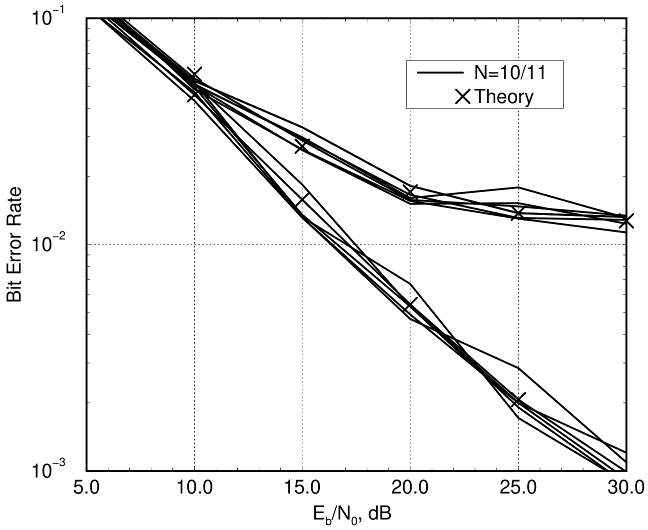

Abbildung A.3: BER versus E_b/N_0 für ein deterministisches Modell. (2DPSK, Rayleigh Fading, $f_{D_{max}} T_{sym} = 0,01$ und 0,05. Die verschieden Kurven korrespondieren mit verschiedenen Permutationen der Anfangsphasen θ_n.).

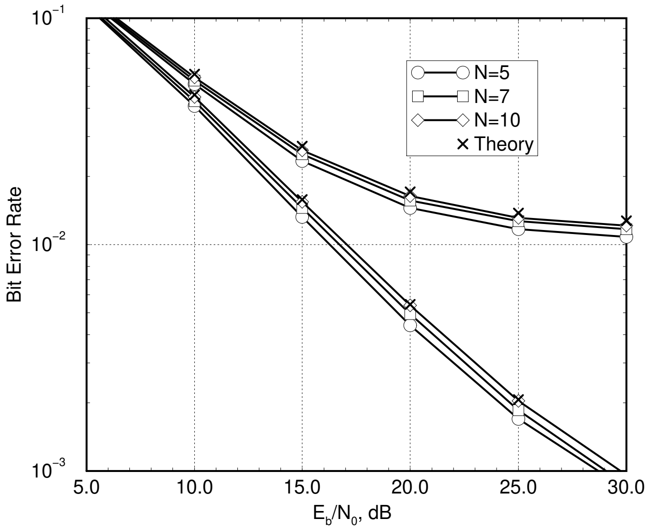

Abbildung A.4: BER versus E_b/N_0 für das „PPS-MC-Modell". (2DPSK, Rayleigh Fading, $f_{D_{max}} T_{sym} = 0,01$ und 0,05.).

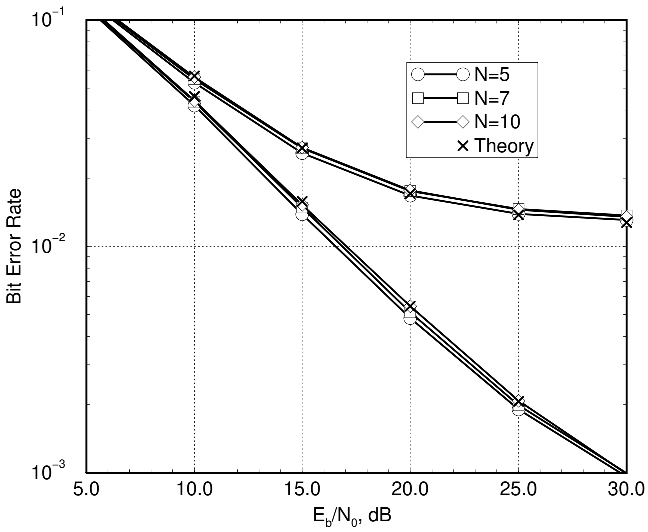

Abbildung A.5: BER versus E_b/N_0 für das ‘„MPS-MC-Modell“ mit „kontrolliertem Zufall“. 2DPSK, Rayleigh Fading, $f_{D_{max}} T_{sym} = 0,01$ und 0,05..

Antizipiert man eine perfekte Bitsynchronisation, so ist die analytische Funktion der Bitfehlerkurve als eine Funktion der Dopplerbandbreite gegeben als [4]

$$P_b = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{J_0(2\pi f_{D_{max}} T_{sym})}{1 + N_0/E_b}\right). \tag{A.13}$$

Diese Funktion ist als Vergleich (in den Abbildungen als „Theory“) ebenfalls gezeigt.

Betrachtet man Abbildung A.3, so wird deutlich, daß das deterministische Modell [47] erhebliche Schwächen in Bezug auf die Bitfehlerrate aufweist, wenn man $N_I = 10$ und $N_Q = 11$ wählt. Die verschiedenen Kurven korrespondieren mit verschiedenen Permutationen der Startphasen θ_n. Dieses Resultat mag überraschen, da das Modell für das verwendete Dopplerleistungsdichtespektrum entworfen wird und neue Parametersätze von Block zu Block errechnet werden.

Beim deterministischen Modell wird die Bitfehlerrate für einen Block der Länge 10^7 berechnet. Um eine bessere mittlere „Fade-Länge“ [48] und eine bessere „Level-Crossing Rate“ zu erreichen, wird der diskrete Zeitindex $k \gg 1$ gewählt. Das MPS-MC-Modell [45] erreicht für $N = 10 \ldots 20$ gute Resultate (siehe Abbildung A.4). Das MPS-MC-Modell mit „kontrolliertem Zufall“ jedoch erreicht eine vergleichbare Leistungsfähigkeit für $N = 7 \ldots 10$ (siehe Abbildung A.5) in diesem Szenario. Die Performance des SPS-MC-Modells [8] hängt vom jeweiligen generierten Parametersatz ab. Mindestens $N = 50 \ldots 100$ Repräsentanten sind nötig, um vernünftig Resultate zu erzielen.

Das neue MPS-MC-Modell mit „kontrolliertem Zufall“ stellt bei minimalem Rechenaufwand eine sehr gute Approximation von Fading-Prozessen zur Verfügung.

ANHANG

B

Parameterliste

Um eine Vorstellung der Einsatzmöglichkeiten des Simulators zu geben, werden im folgenden alle Parameter des Simulators aufgeführt und kurz erläutert. Sie sind in funktionale Gruppen eingeteilt. Eine weitere Erklärung der einzelnen Parameter würde den Rahmen dieser Abhandlung sprengen.

Parametername	Erklärung	Einheit
Maintenance	Simulationsmodus	-
PhysicalSampFreq	Signalabtastrate	Hz
SymbFreq	Chiprate	Hz
CarrierFreq	Trägerfrequenz	Hz
SimulationDuration	Simulationsdauer	s
CorrSpacing	Early-Late-Spacing	Chips
C_No_dB	C/No	dBHz
MeanTau	τ-Vorsetzung DLL	s
ChannelFileName	Kanalauswahl	-
ReceiverSpeed	Empfänger-Geschwindigkeit	m/s
DllTauLimit	Ausrastbegrenzung DLL	Chips
ObservationPoints	Signalanzeigepunkte	-
BlockDisplays	angezeigte Blöcke	-
CollectorLength	Signalanzeigelänge	s
ResultPoints	Auswertepunkte	-
DLLType	koh. nicht koh. DLL	-
BlockLengthSamples	Delay der dig. DLL	Samples
ResourcePath	Quellpfad der Simulation	-
Comment	Kommentar	-

Tabelle B.1: Generelle Parameter der Simulation.

Parametername	Erklärung	Einheit
ResultBaseFileName	Basisfilename Simulation	-
ResultFilePath	Speicherpfad der Simulation	-
DllErrorMaxHist	Delay-Fehler-Histogramm bis zu diesem Wert	s
DllErrorMinHist	Delay-Fehler-Histogramm ab diesem Wert	s
DllErrorNrHist	Anzahl der Histogrammauswertungen für den Delay Fehler	-
DllErrorFullSpectrum	Analyse des gesamten Spektrums des Delay-Fehlers	-
DllErrorMinFreq	Delay-Fehler-Spektrum ab dieser Frequenz	Hz
DllErrorMaxFreq	Delay-Fehler-Spektrum bis zu dieser Frequenz	Hz
DllErrorNrFreqs	Anzahl der Frequenzstützstellen für den Delay-Fehler	-
PllErrorMaxHist	Phasen-Fehler-Histogramm bis zu diesem Wert	s
PllErrorMinHist	Phasen-Fehler-Histogramm ab diesem Wert	s
PllErrorNrHist	Anzahl der Histogrammauswertungen für den Delay-Fehler	-
PllErrorFullSpectrum	Analyse des gesamten Spektrums des Delay Phasen	-
PllErrorMinFreq	Phasen-Fehler-Spektrum ab dieser Frequenz	Hz
PllErrorMaxFreq	Phasen-Fehler-Spektrum bis zu dieser Frequenz	Hz
PllErrorNrFreqs	Anzahl der Frequenzstützstellen für den Phasen-Fehler	-

Tabelle B.2: Result Parameter der Simulation.

Parametername	Erklärung	Einheit
QPN_M	Codelänge	Bits
QPN_m1	High-Rate- /Low-Rate Länge	-
QPN_m3	High-Rate-Länge	-
QPN_Alpha	Code Inphase/Quadphase Ratio	-
QPN_CodeLR1Nr	Nummer des Low-Rate-Codes 1	-
QPN_CodeLR2Nr	Nummer des Low-Rate-Codes 2	-
QPN_CodeHR1Nr	Nummer des High-Rate-Codes 1	-
QPN_CodeHR2Nr	Nummer des High-Rate-Codes 2	-
QPN_CodeHR1Phase	Phase des High-Rate-Codes 1	-
QPN_CodeHR2Phase	Phase des High-Rate-Codes 2	-
ModBandwidth	Sendebandbreite des Modulators	Hz
ModRolloff	Rolloff für RRC und RC	-
ModPulseShape	Pulse Shape für BPSK	-

Tabelle B.3: Modulationsparameter der Simulation.

Parametername	Erklärung	Einheit
HPAFileName	Kennlinienfile des HPAs	-
HPABypass	Bypass für den HPA (ein/aus)	-
HPAIBO	Input Back off	dB

Tabelle B.4: Parameter für der High Power Amplifier.

Parametername	Erklärung	Einheit
LP_FilterType	Filtertyp	-
LP_F_3dB	3dB Frequenz	Hz
LP_Order	Ordnung	-
LP_PassBandRipple	Ripple für Cheby- und Elliptic-Filter	dB
LP_StopBandAtt	Stop-Band-Dämpfung	-

Tabelle B.5: Parameter des Tief-/Bandpasses.

Parametername	Erklärung	Einheit
TauGenSignalType	Signalform	-
TauGenGain	Verstärkung	-
TauGenEventTime	markante Zeitpunkte	-
TauGenConstant	additive Konstante	-
TauGenFileName	File Name eines Quellfiles	-
TauGenFilePath	Pfad eines Quellfiles	-
TauGenFunctionString	Funktionaufruf	-

Tabelle B.6: Parameter des τ-Signalgenerators.

Parametername	Erklärung	Einheit
LoopFilterType	PI- oder PDT_1-Auswahl	-
LoopDefinitionType	automatische oder manuelle Definition	-
LoopBW	DLL-Loop-Bandbreite	Hz
LoopDampingFactor	Dämpfungsfaktor der DLL	-
LoopFilterGain	Gain des Loopfilters	-
LoopFilter_TI	Integratorzeit des Loopfilters	s
LoopFilter_TD	Differenzierungszeit des Loopfilters	s
DLL_RefSig	Auswahl des Referenzsignals	-

Tabelle B.7: DLL Parameter.

Parametername	Erklärung	Einheit
PLL_LoopFilterType	PI- oder PDT_1-Auswahl	-
PLL_LoopDefinitionType	automatische oder manuelle Definition	-
PLL_LoopBW	PLL-Loop-Bandbreite	Hz
PLL_LoopDampingFactor	Dämpfungsfaktor der PLL	-
PLL_LoopFilterGain	Gain des Loopfilters	-
PLL_LoopFilter_TI	Integratorzeit des Loopfilters	s
PLL_LoopFilter_TD	Differenzierungszeit des Loopfilters	s
PLL_MeanFrequency	Frequenzvorsetzung PLL	-
PLL_MeanPhase	Phasenvorsetzung PLL	-
PLL_LoopClosed	Betriebsart der PLL	-

Tabelle B.8: PLL-Parameter.

ANHANG

C

Blockschaltbilder der Simulationen

1. **Simulation 3:**
   Dieses Simulationslayout (vergl. auch Abb. C.1) stellt die Grundversion dar, die in der Lage ist, eine komplette DLL zu simulieren. Die vorhergehenden Versionen wurden nur genutzt, um z.B. Loop-S-Kurven zu erzeugen. Ausgehend von der Annahme, daß eine optimale Trägersynchronisation vorliegt, können hier Einflüsse von Pulseshape, Codelängen und anderer Parameter simuliert werden.

2. **Costas PLL:**
   Um die Trägerphasen messungen simulieren zu können, wurde eine Costas PLL zur Verwendung bei BPSK-Bitübertragung entwickelt. (siehe Abbildung C.2). Dieses Modul wird bei den nachfolgenden Layouts genutzt.

3. **Simulation 4**
   Dieses Layout ist in der Lage, Einflüsse auf Pseudorange- und Phasengenauigkeit zu erforschen. Hierbei wird von der Annahme ausgegangen, daß es eine anderweitig realisierte optimale „Automatic Frequency Control“ (AFC) gibt, die verhindert, daß der Dopplereffekt bei diesem Empfänger allzusehr stört.

4. **Simulation 5:**
   Im Layout der Simulation 5 ist die Rückkopplung der PLL vor die DLL vorgesehen, so daß die Aufgaben der AFC direkt von der PLL übernommen werden können.

5. **Simulation 6:**
   Im Aufwendigsten der aufgebauten Simulatoren konnten zusätzlich alternative Signalformate simuliert werden, die während der ESA SDS [1] untersucht wurden. Diese Überlegungen wurden jedoch wegen ihrer schlechten Performance nicht weiterverfolgt.

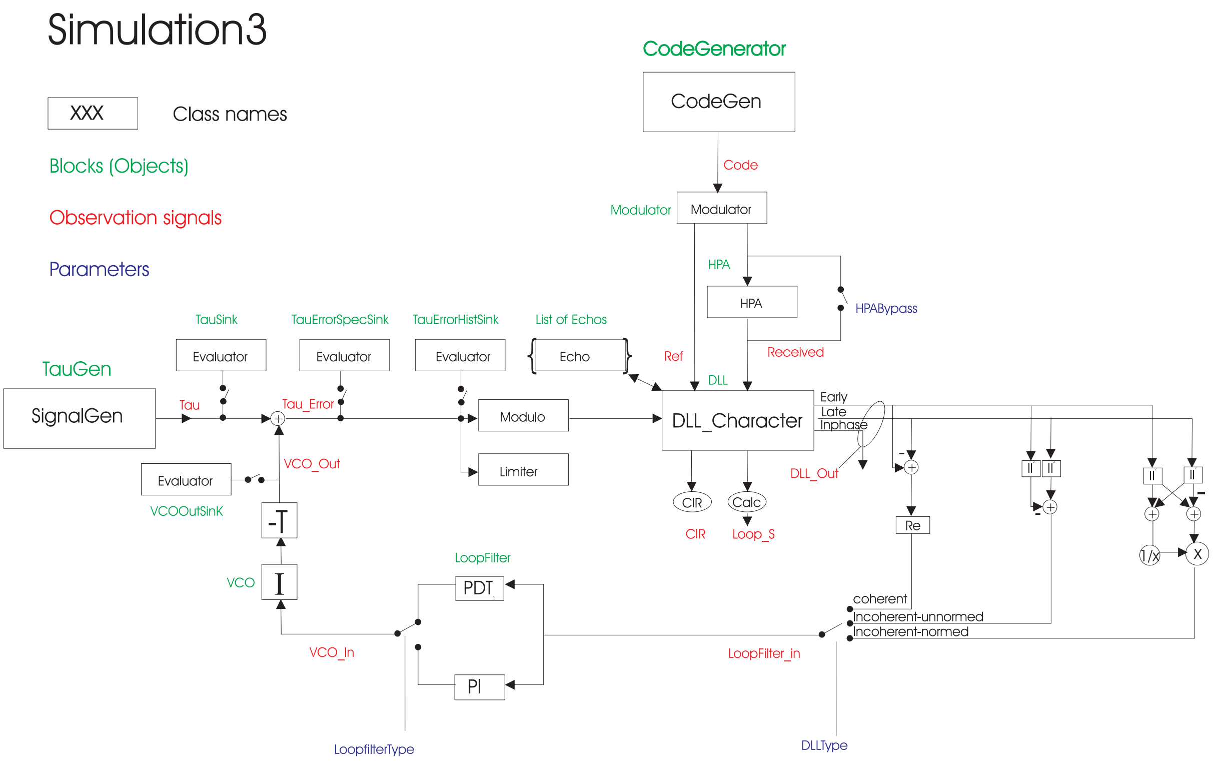

Abbildung C.1: Layout der Simulation 3.

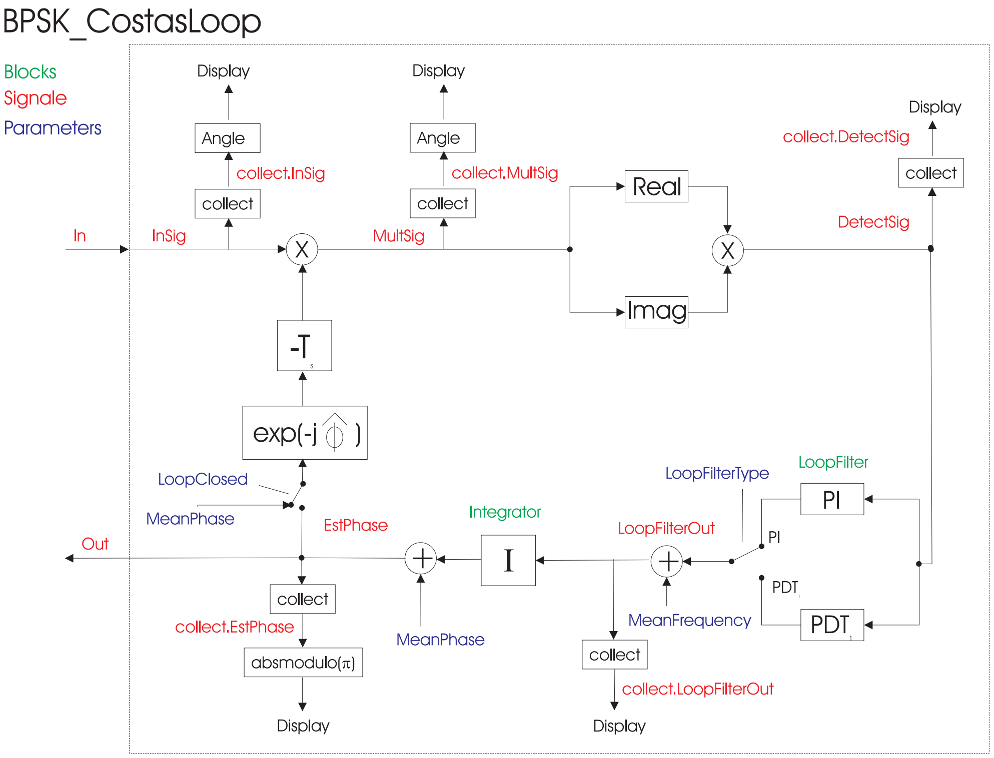

Abbildung C.2: Layout der Costas PLL.

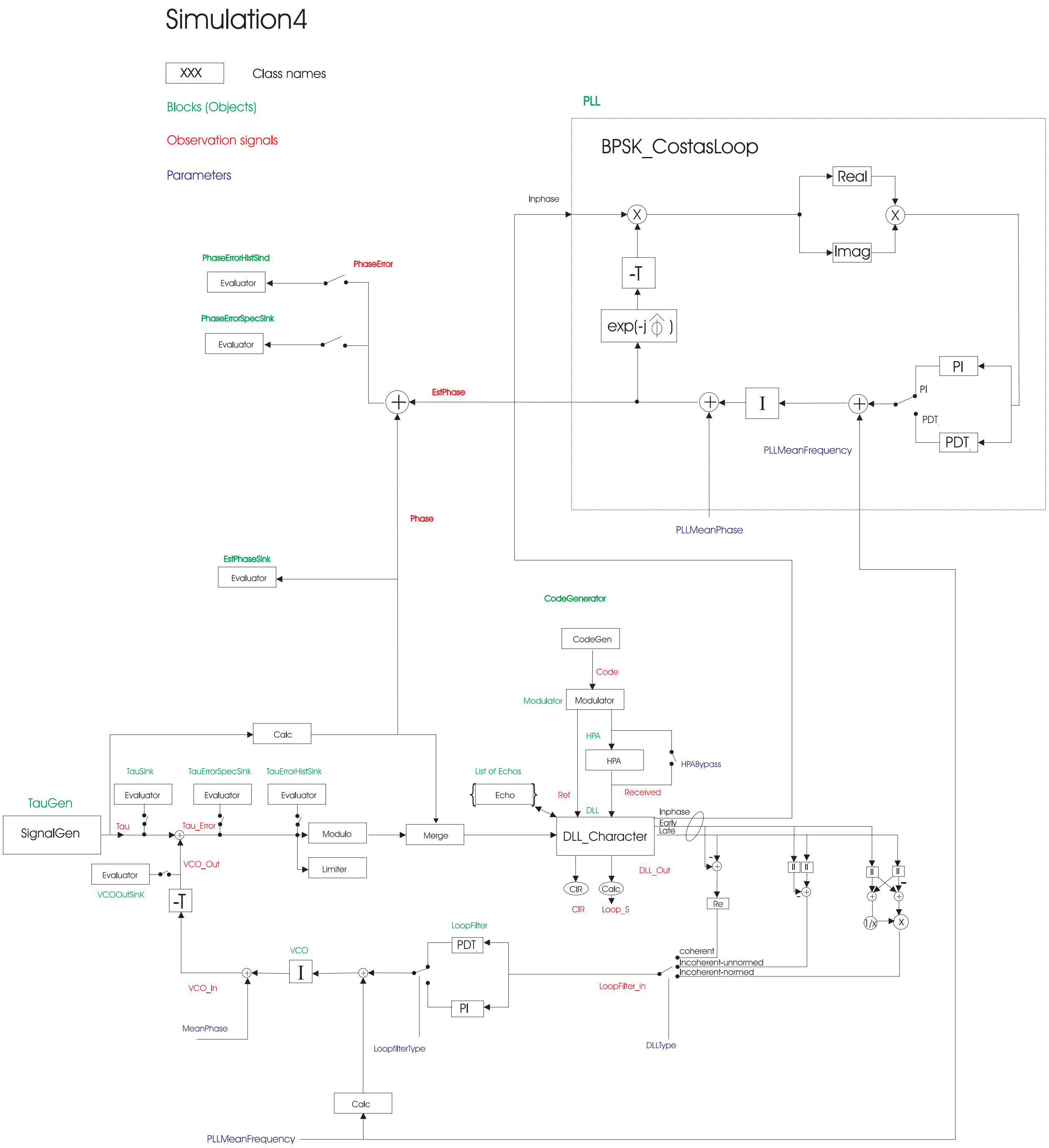

Abbildung C.3: Layout der Simulation 4.

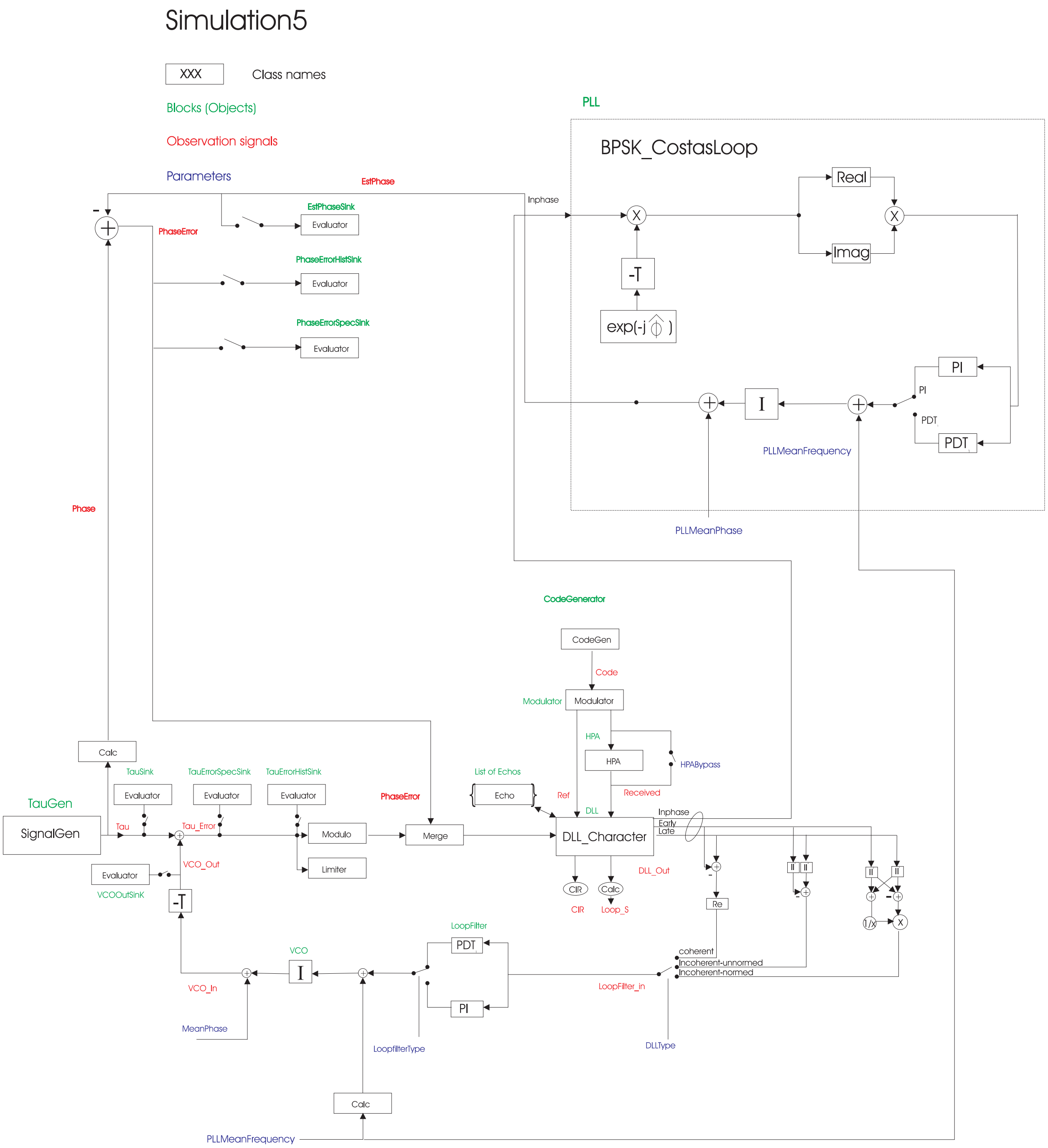

Abbildung C.4: Layout der Simulation 5.

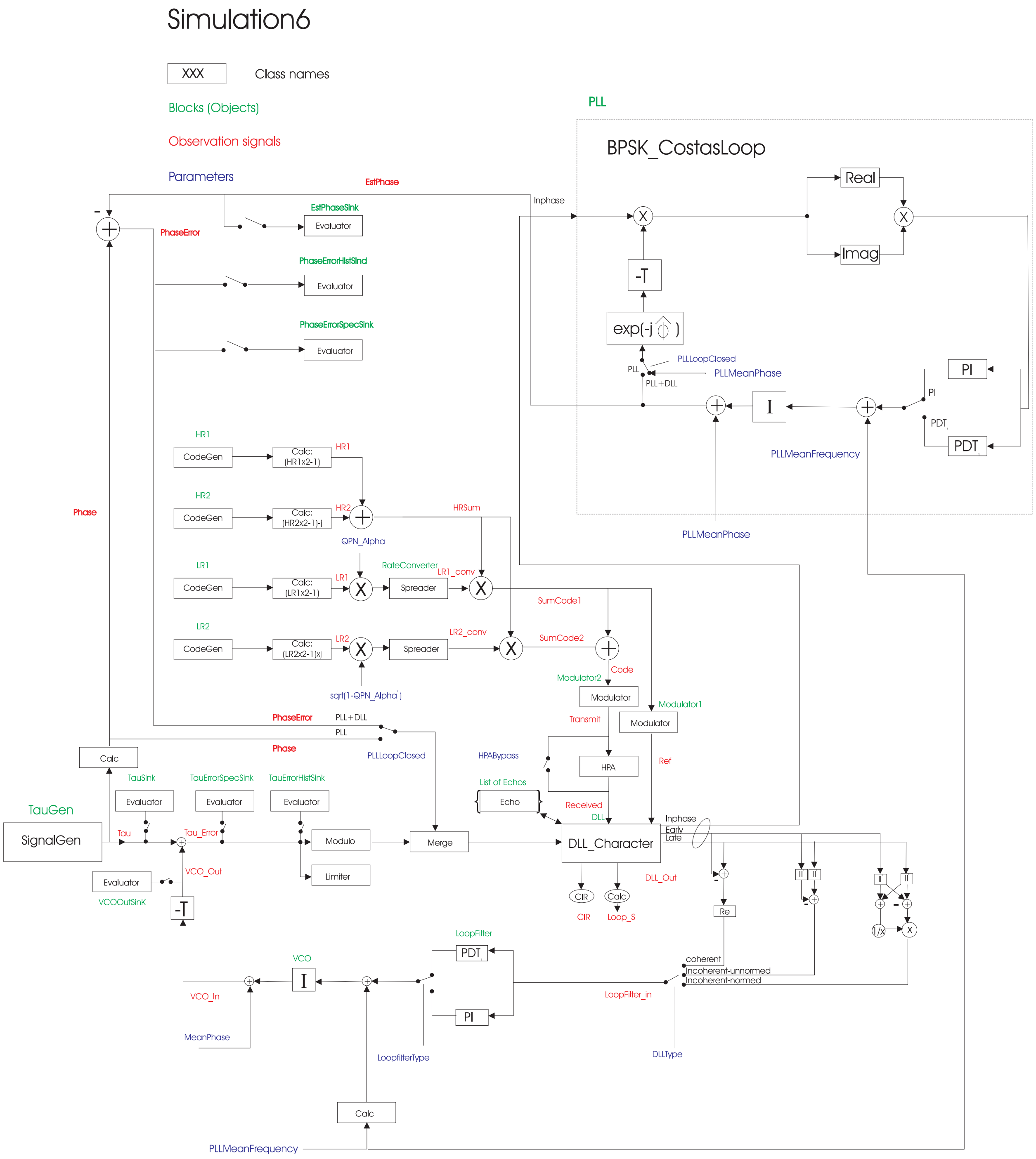

Abbildung C.5: Layout der Simulation 6.

Literaturverzeichnis

[1] R. Schweikert, T. Woerz. Signal design and transmission performance study for GNSS-2. Final report, European Space Agency, 1998.

[2] G. Seeber. *Satellitengeodäsie.* Walter de Gruyter & Co., Berlin, 1989.

[3] B.W. Parkinson, J.J. Spilker. *Global Positioning System Theory and Applications I*, volume 163 of *Progress in Astronautics and Aeronautics.* American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc, Washington, 1996.

[4] J.G. Proakis. *Digital Communications.* John Wiley & Sons, Inc. , New York, 1989.

[5] W.C. Jakes. *Microwave Mobile Communications.* John Wiley & Sons, Inc. , New York, 1974.

[6] B. Sklar. *Digital Communications, Fundamentals and Applications.* Prentice-Hall, Inc. , New Jersey, 1988.

[7] M. Werner, H. Brehm, W. Stammler. Design of a highly flexible digital simulator for narrow-band fading channels. *Conference Proceedings EUSIPCO*, pages 1113–1116, 1986.

[8] H. Schulze. Stochastic models and digital simulation of mobile channels. *Proceedings Kleinheubacher Berichte*, 32:473–483, 1989.

[9] A. Jahn. *Ressourcenverwaltung in Kommunikationsnetzen mit niedrigfliegenden Satelliten.* Herbert Utz Verlag, 1999. Dissertation, Fernuniversität Hagen.

[10] A. Jahn. Propagation data and channel model for LMS-systems. Final report, ESA Purchase order 141742, DLR Institut für Nachrichtentechnik, 1994.

[11] M.A.N. Parks, B.G. Evans, G. Butt and S. Buonomo. Simultanious wideband propagation measurements applicable to mobile satellite communication systems at L- and S-band. *AIAA 16th International Communications Satellite Systems Conference (ICSSC 1996)*, pages 929–936, 1996.

[12] COST 207 WG1. Proposal on channel transfer functions to be used in GSM tests 1986. Technical report, CEPT Paris, 1986.

[13] R. Schweikert, T. Wörz. Signal design and transmission performance study for GNSS-2. Technical note on digital channel model for data transmission, European Space Agency, 1998.

[14] R. Schweikert, T. Woerz, R. de Gaudenzi, A. Steingass, A. Damman. On signal structures for galileo. *International Journal for Satellite Communication*, 18:271–291, 2000.

[15] Deutsche Flugsicherung. *Luftfahrthandbuch VFR.* Büro Nachrichten für Luftfahrer der DFS, Offenbach, 1998.

[16] A. Jahn, M. Sforza, S. Buonomo, E. Lutz. A wideband channel model for land mobile satellite systems. *Proceedings Fourth International Mobile Satellite Conference (IMSC '95)*, pages 122–127, 1995.

[17] A. Jahn, M. Sforza, S. Buonomo, E. Lutz. Narrow- and wideband channel characterization for land mobile satellite systems: Experimental results at L-band. *Proceedings Fourth International Mobile Satellite Conference (IMSC '95)*, pages 115–121, 1995.

[18] A. Jahn. Propagation considerations and fading countermeasures for mobile multimedia services. *IJSC*, 19:223–250, 2001.

[19] A. Jahn. Propagation characteristics for mobile multimedia satellite systems from L-band to EHF-band. *Proceedings AP2000 Millenium Conference on Antennas and Propagation*, 2000. P0366 on CD-ROM.

[20] A. Jahn, H. Bischl, G. Heiß. Channel characterisation for spread spectrum satellite communications. *Proceedings IEEE Fourth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA '96)*, pages 1221–1226, 1996.

[21] H. Bischl, A. Jahn, E. Lutz. Wideband channel model for UMTS satellite communications. *ITU, REVAL, ITU-TG81*, 1996.

[22] H. Bischl, A. Jahn, E. Lutz. Wideband channel model for UMTS satellite communications - tapped delay model. *ETSI/SMG5 #16, March 18-22*, 1996.

[23] H. Bischl, A. Jahn, E. Lutz. Wideband channel model for UMTS satellite communications - detailed model. *ETSI/SMG5 #16, March 18-22*, 1996.

[24] F.M. Gardner. *Phase Lock Techniques.* John Wiley & Sons, Inc. , New York, 1966.

[25] B.W. Parkinson, J.J. Spilker. *Global Positioning System Theory and Applications II* , volume 164 of *Progress in Astronautics and Aeronautics.* American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc. , Washington, 1996.

[26] I.N. Bronstein, K.A. Semendajew . *Taschenbuch der Mathematik.* B. G. Teubner, Stuttgart, 1991.

[27] F. Dörrscheidt, W. Latzel. *Grundlagen der Regelungstechnik.* B.G. Teubner, Stuttgart, 1989.

[28] R.E. Crochiere, L. Rabiner. *Multirate Digital Signal Processing.* Prentice-Hall, Inc. , Eaglewood Cliffs, New Jersey, 1983.

[29] A. Steingass, H. Nickl. Pulse shape selection for navigation systems in a multipath environment. *IEEE Transactions on Communications*, submitted for Publication.

[30] J. Rumbaugh, M. Blaha, W. Premerlani, F. Eddy, W. Lorensen. *Objektorientiertes Modellieren und Entwerfen.* Prentice-Hall, Inc. , London, 1993.

[31] T. Alberty. Frequency domain interpretation of the cramer-rao bound for carrier and clock synchronization. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43:1185–1191, Feb.-Apr. 1995.

[32] H.L. van Trees. *Detection, Estimation and Modulation Theory.* John Wiley & Sons, Inc. , New York, 1968.

[33] M. Moeneclaey. A fundamental lower bound on the performance of practical joint carrier and bit synchronizers. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 32:1007–1012, Sep. 1994.

[34] R. De Gaudenzi, M. Mouise, R. Viola. A digital chip timing recovery loop for band-limited direct-sequence spread-spectrum signals. *IEEE Transactions on Communications*, 41:1760–1769, 1993.

[35] F. Amoroso. The bandwidth of digital data signals. *IEEE Communications Magazine*, 18(6):13–24, November 1980.

[36] H.D. Lüke. *Signalübertragung.* Springer Verlag, Berlin, 1990.

[37] M. Schnell. *Systeminhärente Störungen bei Spread Spectrum-Vielfachzugriffsverfahren für die Mobilfunkübertragung.* VDI-Verlag, 1997. Doktorarbeit Universität Essen.

[38] A. Steingass, M. Angermann, A. Dammann, R. Schweikert, T. Wörz. The impact of high power amplifiers and their associated lowpass-filters on pseudorange accuracy and the spectrum of the signal. *Proceedings of 3rd European Symposium on Global Navigation Satellite Systems GNSS99*, pages 628–632, Oct. 1999.

[39] P. Hoeher, A. Steingass. Emulation of Multipath Fading Channels using the Monte Carlo Method. *European Transactions on Telecommunications (ETT).* Accepted for publication.

[40] P.A. Bello. Characterization of randomly time-variant linear channels. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 11:360–393, Dec. 1963.

[41] H. Meyr, M. Moneclaey, S.A. Fechtel. *Digital Communication Receivers.* John Wiley & Sons, Inc. , New York, 1998.

[42] G.L. Turin, F.D. Clapp, T.L. Johnston, S.B. Fine, K.V. Lever. A statistical model for multipath propagation. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 21:1–9, Feb. 1972.

[43] E.F. Casas, C. Leung. A simple digital fading simulator for mobile radio. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, pages 212–217, Sept. 1988.

[44] C. Loo, N. Secord. Computer models for fading channels with applications to digital transmission. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40:700–707, Nov. 1991.

[45] P. Hoeher. A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 41:461–468, Nov. 1992.

[46] K.-W. Yip, T.-S. Ng. Efficient simulation of digital transmission over WSSUS channels. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43:2907–2913, Dec. 1995.

[47] M. Pätzold, U. Killat, F. Laue, Y. Li. On the statistical properties of deterministic simulation models for mobile fading channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47:254–269, Feb. 1998.

[48] M. Pätzold, U. Killat, Y. Shi, F. Laue. On the problems of monte carlo method based simulation models for mobile radio channels. *Proc. IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, pages 1214–1220, Sept. 1996.

[49] M. Pätzold, U. Killat, Y. Shi, F. Laue. A deterministic method for the derivation of a discrete wssus multipath fading channel model. *European Transactions on Telecommunications (ETT)*, pages 165–175, Mar.-Apr. 1996.

[50] R.H. Clarke. A statistical theory of mobile-radio reception. *Bell System Technical Journal*, vol. 47:957–1000, Aug. 1968.

[51] S.A. Fechtel. A novel approach to modeling and efficient simulation of frequency-selective fading radio channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, pages 422–431, Apr. 1993.

[52] J. Furthner, E. Engler, A. Steingass, M. Angermann, J. Hahn, A. Hornbostel, R. Krämer, H.P. Müller, T. Noak, P. Robertson, S. Schlüter and J. Selva. Realization of an end-to-end software for navigation systems. *International Journal for Satellite Communication*, 18:371–389, 2000.

[53] E. Engler, A. Steingass, S. Schlüter. End-to-end simulator for the evaluation of GALILEO. *Galileo's World*, vol. 3:24–29, 2001.

[54] P.W. Ward. Using a GPS receiver monte carlo simulator to predict RF interference performance. *ION GPS-97*, pages 1473–1482, 1997.

Abkürzungsverzeichnis

AFC	Automatic Frequency Control
AKF	Autocorrelation Function
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
C/A-Code	Coarse/Aquisition Code
CDMA	Code Division Multiple Access
CRB	Cramer Rao Bound
DARA	Deutsche Agentur für Raumfahrtangelegenheiten
DLL	Delay Locked Loop
DME	Distance Measuring Equipment
DPSK	Differential Phase Shift Keying
E-Nav-Band	Galileo Navigationsband „E“
ESA	European Space Agency
ESA-SDS	Signal Design Studie der ESA
EU	Europäische Union
Galileo	Europäisches Satelliten Navigationssystem
GLONASS	Russisches Satelliten Navigationssystem (GLobales NAvigations Satelliten System)
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
G-Nav-Band	Galileo Navigationsband „G“
GNSS	Global Naviagtion Satellite System
GNSS2	Nachfolger der heutigen Global Satellite Naviagtion Systeme (GPS,GLONASS)
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communications
HPA	High Power Amplifier
IBO	Input Backoff
KKF	Kreuzkorrelationsfunktion
LNA	Low Noise Amplifier
MC	Monte Carlo
MEO	Mid Earth Orbit
MPS	Multiple Parameter Set
MSK	Minimum Shift Keying
P-Code	Precision-Code (Militärischer Code des GPS-Systems)
PI-Glied	Proportional Integrator
PLL	Phase Locked Loop
PSK	Phase Shift Keying
PT_1-Glied	Kurzzeitintegrator
QPSK	Quadratur Phase Shift Keying
RC	Raised Cosine
RECT	Rechteck (Rectangular)
RRC	Root Raised Cosine

Si(x)	$\sin(x)/x$
SPS	Single Parameter Set
SSPA	Solid State Power Amplifier
TWTA	Traveling Wave Tube Amplifier
VCO	Voltage Controled Oscillator
WGN	White Gaussian Noise
WSSUS	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering
Y-Code	Verschlüsselungscode zum P-Code

Formelverzeichnis

B	Sendebandbreite
B_{Loop}	Bandbreite von PLL oder DLL
C	Empfangsleistung
$c(t)$	Code Wort
C/N_0	Signalrauschabstand
$d(t)$	Daten Signal
f_{3dB}	Frequnz der halben Leistung
f_{chip}	Chiprate
f_c	Trägerfrequenz
G	Gewinn
$H(f)$	Übertragungsfunktion im Frequenzbereich
$H(s)$	Übertragungsfunktion im S-Bereich
$h(t)$	Impulsantwort
J_0	Besselfunktion
K_{inphase}, K_{early}, K_{late}	Korrelatorausgänge für Early, Late und Inphase
K_p	Proportionalanteil
N_0	Rauschleistungsdichte
O	Ordnung
O_{DLL}	Offset der DLL
P_{in}	Eingangsleistung
P_{out}	Ausgangsleistung
P_b	Bitfehlerrate
R	Kanalcoderate
$S(f)$	Spektrum des Signals $s(t)$
$t(t)$	Träger Signal
T_{Code}	Dauer eines Codeworts
T_{Data}	Dauer eines Datenbits
T_c	Chipdauer
α	Rolloffaktor
Δ	Korrelator Spacing
ω_n	Natürliche Frequenz des Systems
σ	Standardabweichung
σ_g	Standardabweichung der Gruppenlaufzeit
τ	Verzögerung
τ_{gr}	Gruppenlaufzeit
$\varphi_{s,t}$	Autokorrelationsfunktion der Signale $s(t)$ und $t(t)$
ξ	Dämpfungsfaktor

Abbildungsverzeichnis

Tabellenverzeichnis