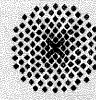
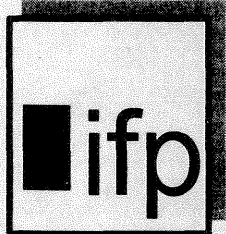
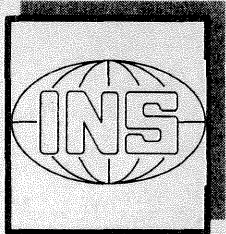
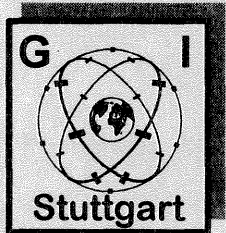


Universität Stuttgart



Schriftenreihe der Institute des Studiengangs Geodäsie und Geoinformatik

Technical Reports
Department of Geodesy and
Geoinformatics



F. Butsch

Untersuchungen zur
elektromagnetischen
Interferenz bei GPS

ISSN 0933-2839

Report Nr. 2001.1

Untersuchungen zur elektromagnetischen Interferenz bei GPS

Von der Fakultät für Bauingenieur und Vermessungswesen
der Universität Stuttgart zur Erlangung der Würde eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.) genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von

Felix Butsch
aus Bühlertal

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. A. Kleusberg

Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. D. Fritsch

Prof. Dr.-Ing. Ph. Hartl

Tag der mündlichen Prüfung: 18.07.01

Institut für Navigation der Universität Stuttgart
2001

Inhaltsverzeichnis:

	Seite
0 Abstract	10
0.1 Introduction	10
0.2 System Description of a GPS Receiver	11
0.3 Theoretical Analysis of Interference Mechanisms.....	11
0.4 Limit Levels and Maximum Range	12
0.5 Detection of Interference Signals	12
0.6 Laboratory Measurements for the Determination Susceptibility to Interference	13
0.7 Field Measurements.....	14
0.8 Summary and Discussion of the Conclusions.....	15
1 Einleitung	16
1.1 Einführung in die Thematik.....	16
1.2 Aufgabenstellung.....	17
1.3 Stand der Wissenschaft und Technik zu Beginn der Arbeit.....	17
1.4 Vorgehensweise und Übersicht über die Arbeit.....	18
2 Systembeschreibung eines GPS-Empfängers.....	20
2.1 Satellitensignal.....	20
2.2 Signalverarbeitung im GPS-Empfänger	25
2.2.1 Antenne.....	27
2.2.2 Verstärkerstufen.....	27
2.2.3 Thermisches Rauschen	28
2.2.4 Filter.....	29
2.2.5 Mischer.....	33
2.2.6 Oszillatoren.....	34
2.2.7 Automatische Verstärkungsregelung und Analog/Digital-Wandler	34
2.3 Gewinnung der GPS-Rohdaten.....	34
2.3.1 Code-Regelschleife.....	35
2.3.2 Phasenregelschleife und Daten-Demodulation	37
2.3.3 Digitale Realisierung der Regelschleifen.....	39
2.3.4 Messung der Pseudorange.....	43
2.3.5 Verarbeitung des P- und des Y-Codes.....	44
2.3.6 Messung der Trägerphase.....	46
2.4 Signal- zu Rauschleistungsverhältnis und Akquisition.....	47
2.4.1 Signal- zu Rauschleistungsverhältnis des C/A-Codes	47
2.4.2 Signal- zu Rauschleistungsverhältnis von P- bzw. Y-Code	54

2.4.3	<i>Akquisition und Ausrasten</i>	54
2.5	Messgenauigkeit und Bit-Fehlerrate	55
2.5.1	<i>Messgenauigkeit der Pseudorange</i>	55
2.5.2	<i>Messgenauigkeit der Trägerphase</i>	58
2.5.3	<i>Wahrscheinlichkeit für das Auftreten eines Cycle Slips</i>	60
2.5.4	<i>Carrier Smoothing</i>	61
2.5.5	<i>Bit-Fehlerrate</i>	62
2.6	Nutzung der Rohdaten	64
2.6.1	<i>Positionsbestimmung</i>	64
2.6.2	<i>Genauigkeit der Position</i>	65
2.6.3	<i>Differentielles GPS</i>	67
3	Theoretische Behandlung der Störmechanismen	68
3.1	Auswirkung von Störsignalen auf Verstärker	68
3.2	Einfluss der Hochfrequenz- und Zwischenfrequenzfilter	69
3.3	Empfang der Spiegelfrequenz	70
3.4	Effekte bei der Analog/Digital-Wandlung	71
3.5	<i>S/N-Degradation am Analog/Digital-Wandler</i>	73
3.6	Spreizung und Entspreizung des Nutzsymbols	78
3.7	Spreizung des Störsymbols beim Empfang von C/A bzw. P-Code	81
3.8	Spreizung des Störsymbols beim Empfang des Y-Codes	85
3.9	Schmalbandige Störsignale	86
3.9.1	<i>Auswirkung schmalbandiger Störsignale</i>	86
3.9.2	<i>Störfestigkeitskurve</i>	88
3.9.3	<i>Störung des C/A-Codes durch sinus-förmige Störsignale</i>	89
3.10	Breitbandige Störsignale	90
3.10.1	<i>Bandbegrenztes Rauschen</i>	90
3.10.2	<i>Pseudonoise-Code-modulierte Störsignale</i>	94
3.11	Impuls-förmige Störsignale	96
3.11.1	<i>Modell für den Einfluss impuls-förmiger Signale</i>	96
3.11.2	<i>Einfluss der Signale von Pseudosatelliten</i>	98
3.12	Techniken zur Verbesserung der Störfestigkeit	98
3.12.1	<i>Verwendung besserer Filter</i>	98
3.12.2	<i>Externe Stützung</i>	100
3.12.3	<i>Lineare Prädiktion</i>	100
3.12.4	<i>Übersicht über die Störsignalunterdrückungsverfahren</i>	102
4	Grenzwerte und Reichweite	104
4.1	Grenzwerte für Störsignale beim Empfang des C/A-Codes	104

4.1.1	Berechnung des ungestörten S/N_0	104
4.1.2	Berechnung des effektiven S/N_0	105
4.1.3	Grenzwerte für die Leistung bzw. Leistungsdichte.....	106
4.2	Grenzwerte für Störsignale beim Empfang von P bzw. Y-Code.....	110
4.3	Reichweite von Störsignalen.....	110
4.3.1	Störreichweite eines Senders mit 1 Watt EIRP.....	114
4.3.2	Störreichweite eines Amateurfunk-Digipeaters.....	114
4.3.3	Störreichweite der Störstrahlung eines Fernsehsenders.....	114
4.3.4	Störreichweite des taktischen Richtfunks.....	116
5	Detektion von Störsignalen.....	117
5.1	GPS-Empfänger-interne Detektion.....	117
5.2	Detektion von Störeinflüssen auf die GPS-Rohdaten.....	119
5.3	Detektion von Störsignalen im Frequenzbereich.....	121
5.4	Permanente Überwachung des Frequenzbereichs.....	129
5.5	Konzept für ein Interference Monitoring System.....	130
6	Labormessungen zur Bestimmung der Störfestigkeit.....	134
6.1	Antennenmessungen.....	135
6.2	Messungen an Vorverstärkern.....	137
6.2.1	Kompressionsmessungen.....	137
6.2.2	Intermodulationsmessungen.....	139
6.3	Messungen an der Schnittstelle zwischen AGC und A/D-Wandler eines GPS-Empfängers..	141
6.4	Störfestigkeitsmessungen an Empfängern.....	142
6.4.1	Simus-förmige Störsignale.....	145
6.4.2	Impuls-förmige Störsignale.....	148
6.4.3	Störfestigkeitskurven kombinierter GPS-/GLONASS-Empfänger.....	149
7	Feldmessungen.....	151
7.1	Messaufbau.....	151
7.2	Durchführung der Feldmessungen.....	151
7.3	Ergebnisse der Feldmessungen.....	152
7.3.1	Störungen durch Amateurfunk.....	154
7.3.2	Potentielle Störungen durch Radar und DME.....	169
8	Zusammenfassung und Diskussion der Ergebnisse.....	172
8.1	Zusammenfassung.....	172
8.2	Ergebnisse der Arbeit.....	173
8.2.1	Fortschritte in der Theorie und bei der Modellbildung.....	173
8.2.2	Ergebnisse der Labormessungen.....	174

8.2.3 Ergebnisse der Feldmessungen	174
8.2.4 Anwendung der erarbeiteten Methoden und Erkenntnisse	175
8.3 Hindernisse	176
9 Literaturverzeichnis	178
10 Verzeichnis der Abbildungen und Tabellen.....	183
A Anhang.....	186
A.1 Verwendete Integrale	186
A.2 Mittelwerte trigonometrischer Funktionen	186
A.3 Spektrum des Produkts zweier Signale.....	187
A.4 Faltung im Frequenzbereich	187
A.5 Übertragungsfunktion eines Integrate & Dump-Filters:	187
A.6 Definition der äquivalenten Rauschbandbreite.....	188
A.7 Äquivalente Rauschbandbreite eines Integrate & Dump-Filters	188
A.8 Mischung zweier Signale.....	188
A.9 Bandpass-Filter nach Butterworth	189
A.10 Entstehung von Oberwellen.....	191
A.11 Intermodulation	192
A.12 Leistung eines elektrischen Signals.....	193
A.13 Frequenzbelegung in der Nähe des Frequenzbereichs von GPS	194
A.14 Eine Auswahl gemessener Spektren von Störsignalen	197
A.15 Abkürzungen und Glossar	199

Symbolbezeichnungen

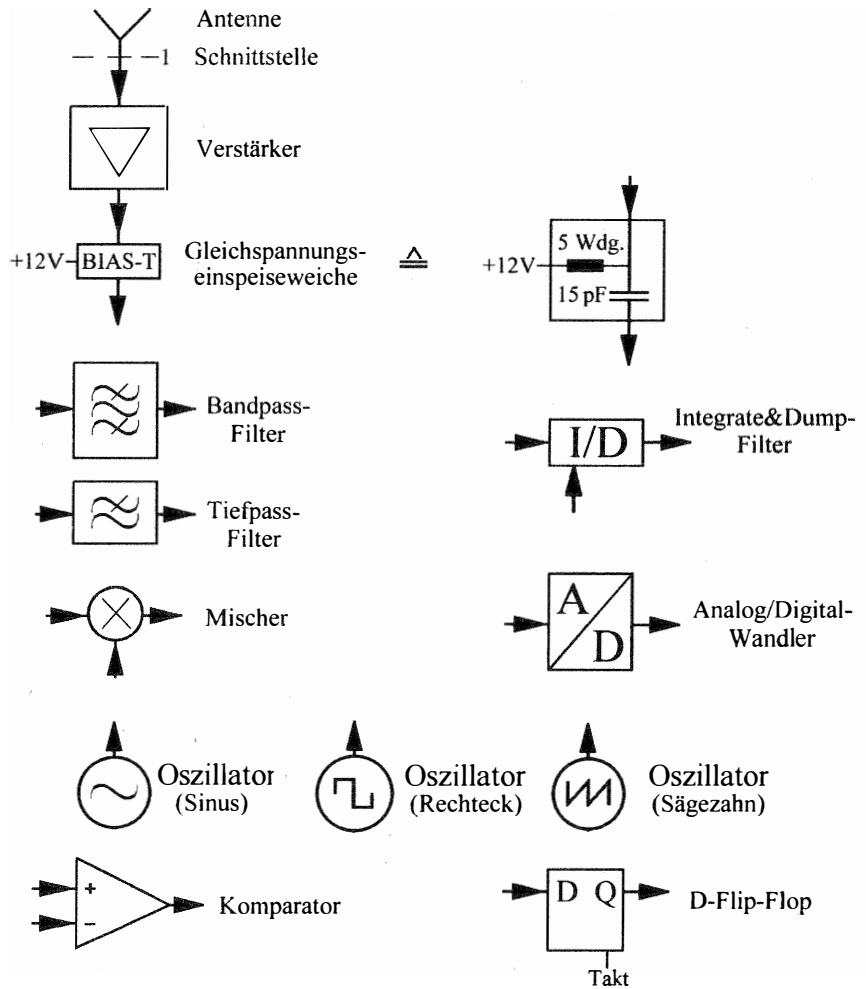
$*$	Faltungsoperator
\sim	proportional
$\overline{(\quad)}$	zeitlicher Mittelwert
$a(f)$:	Dämpfung oder Prä-Korrelations-Frequenzgang als Funktion der Frequenz (a = attenuation)
$\alpha_{A/D}$:	Konversionsverlust am A/D-Wandler
$\alpha_{B,i}(f)$:	Frequenzgang eines Butterworth-Filters i-ter Ordnung
$\alpha_{Emp}(f)$:	Frequenzgang des Empfängers, d.h. der Baugruppen im Hauptgehäuse
$\alpha_{ges}(f)$:	Gesamtfrequenzgang, d.h. Produkt aus Prä-Korrelations-Frequenzgang und SINC ² -Funktion
α_{Kab} :	Kabeldämpfung
$\alpha_{Kab}(f)$:	auf sein Maximum normierter Frequenzgang der Dämpfung des Antennenkabels
A :	Amplitude
α_0 :	Maximum des Verlaufs der Dämpfung als Funktion der Frequenz
α_f :	Freiraumdämpfung
A_w :	Antennenwirkfläche
B :	Bandbreite
B_B :	Bandbreite des mit den Daten modulierten Trägers
B_C :	Bandbreite der Hautkeule der Funktion $\sin(x)/x$
B_{ID} :	Bandbreite des Integrate&Dump-Filters
B_j :	Bandbreite des Störsignals
B_{DLL} :	Bandbreite der Code-Regelschleife
B_{PLL} :	Bandbreite der Phasenregelschleife
B_{Spec} :	Auflösungsbandbreite eines Spektrumanalysators oder DSP-Empfängers
C :	Leistung des Nutzsignals vor der Korrelation (C = carrier) oder Lichtgeschwindigkeit
$c(t)$:	zeitlicher Verlauf des Codes C/A-Code oder P-Code
d :	Distanz
$d(t)$:	Daten
f :	Frequenz
F :	Rauschzahl
f_{HF} :	Trägerfrequenz, L1-Frequenz (1575.42 MHz) bzw. L2-Frequenz (1227.6 MHz)
f_j :	Frequenz des Störsignals
f_o :	obere Grenze eines Frequenzbereichs
f_{L1}, f_{L2} :	L1-Frequenz bzw. L2-Frequenz
f_u :	untere Grenze eines Frequenzbereichs
$F\{\}$:	Fourier-Transformierte
$F_{-1}\{\}$:	inverse Fourier-Transformierte

f_C :	Code-Taktrate
FDR :	Frequency Dependent Rejection, Dämpfung, die z.B. durch den Versatz der Mittenfrequenz eines Störsignals gegenüber der Mittenfrequenz des Nutzsignals hervorgerufen wird
F_{ges} :	Gesamtrauschzahl
F_{LNA} :	Rauschzahl eines Vorverstärkers
f_{HF} :	Mittenfrequenz des GPS-Signals (1575.42 oder 1227.6 MHz)
F_{Spek} :	Rauschzahl eines Spektrumanalysators oder DSP-Empfängers
f_{ZF} :	Zwischenfrequenz
G :	Antennengewinn, Verstärkung eines Verstärkers ($G = \text{gain}$)
G_0 :	nominelle Verstärkung eines Verstärkers
$g(f)$:	Frequenzgang des auf das Maximum normierten Gewinns einer Antenne
G_{LNA} :	Verstärkung eines Vorverstärkers
$g_{LNA}(f)$:	Frequenzgang der auf das Maximum normierte Verstärkung eines Vorverstärkers
G_0 :	Maximum des Gewinns bzw. der Verstärkung
Hz :	Hertz
$H(f)$:	Frequenzgang einer Spannungsverstärkung
$H(S)$:	Übertragungsfunktion
$H_{B,i}$:	Übertragungsfunktion eines Butterworth-Filters i-ter Ordnung
I_0 :	Leistungsdichte eines Störsignals oder Bessel-Funktion 0-ter Ordnung
J :	Leistung eines Störsignals (jammer = Störer)
J_{eff} :	effektive Störleistung
J_{th} :	genormte, maximal zulässige Störleistung für CW-Signale ($th = \text{threshold}$)
$L(f)$:	Leistungsdichte eines Nutzsignals
L :	Chip-Länge in m
L_C :	Leistungsdichte eines PN-Codes
L_J :	Leistungsdichte eines Störsignals (nach der Filterung)
L_{JC} :	Leistungsdichte des Produkts aus Störsignal und generiertem PN-Code
$L_{J,e}$:	(ungefiltertes) Leistungsdichte eines empfangenen Störsignals
n :	Zahl der Code-Chips pro Code-Periode (1023 beim C/A-Code) oder größter Index
N :	Rauschleistung ($N = \text{noise}$)
$N_{J,0}$:	durch Störsignal erzeugte, künstliche Rauschleistungsdichte
N_0 :	thermische Rauschleistungsdichte
m :	Zahl der Code-Sequenzen pro Daten-Bit, 20 im Falle des C/A-Codes
M :	Zahl der aufsummierten Werte eines I&D-Filters
P :	elektrische Leistung allgemein oder Wahrscheinlichkeit
p :	Wahrscheinlichkeitsdichte oder Amplitudenverteilung
$p(t)$:	zeitlicher Verlauf des P-Codes
P_0 :	Leistungsdichte der Intra-System Interference
P_e :	Bit-Fehlerrate
P_E :	Leistung am Ausgang einer Empfangsantenne

P_G :	Prozessgewinn
$p_{ges}(U)$:	gesamte Amplitudenverteilung
$p_s(U)$:	Amplitudenverteilung eines Störsignals
$p_N(U)$:	Amplitudenverteilung einer Rauschspannung
P_S :	Leistung am Eingang einer Sendeantenne
S :	Nutzleistung (S = Signal) oder Laplace-Variable
$S(f)$:	Leistungsspektrum eines Nutzsignals (z.B. Linienspektrum bzw. Fourier-Reihe)
$SINC(X)$:	$\sin(x)/x$ -Funktion
S/N :	Signal- zu Rauschleistungsverhältnis nach der Korrelation
S/N_0 :	Signal- zu Rauschleistungsdichteverhältnis nach der Korrelation
$Span$:	Breite des bei der Spektralanalyse zu untersuchenden Frequenzbereichs
S_r :	Sweep Rate eines Spektrumanalysators = max. pro Sekunde analysierbarer Span
T :	Periodendauer oder Integrationszeit eines Integrate&Dump-Filters
T_{ANT} :	Rauschtemperatur einer Antenne
T_{Sweep} :	Sweep-Zeit eines Spektrumanalysators bzw. DSP-Empfängers
T_{Syst} :	Rauschtemperatur einer Systems
t :	Zeit
T_C :	Periodendauer des Codes
U :	Spannung
\hat{U} :	Amplitude eines sinus-förmigen Störsignals
$V[]$:	Schätzoperator für die mittlere quadratische Abweichung
V :	Volt
W :	Watt
$w(t)$:	zeitlicher Verlauf des W-Codes
$y(t)$:	zeitlicher Verlauf des Y-Codes
σ_N :	Standardabweichung des thermischen Rauschens
σ_p :	Standardabweichung der Pseudorange
σ_ϕ :	Standardabweichung der Trägerphase
ΣP :	Ergebnis der Akkumulation im pünktlichen I-Kanal (P = punctual)
ΣQP :	Ergebnis der Akkumulation im pünktlichen Q-Kanal
ΣIE :	Ergebnis der Akkumulation im frühen I-Kanal (E = early)
ΣQE :	Ergebnis der Akkumulation im frühen Q-Kanal
ΣIL :	Ergebnis der Akkumulation im späten I-Kanal (L = late)
ΣQL :	Ergebnis der Akkumulation im späten Q-Kanal
α :	Tastverhältnis = Pulsbreite / Periodendauer
$\delta(\cdot)$:	Dirac-Funktion
Δf :	Abstand zwischen zwei Spektrallinien oder einseitige Bandbreite
λ :	Wellenlänge
μ :	Mittelwert
ρ :	Pseudorange

φ :	Phase
$\Delta\varphi$:	Nachführfehler der Phase
ω :	Kreisfrequenz = $2\pi f$
Φ :	Trägerphase

Symbole in Blockdiagrammen:



0 Abstract

This dissertation has the title „**Investigations on Electromagnetic Interference in the Field of GPS**“. These investigations have been carried out at the Institute of Navigation of the University of Stuttgart/Germany. The contents of this thesis can be summarised as follows:

(Each sub-chapter of this abstract corresponds to a single main chapter of the thesis with the same number).

0.1 Introduction

In the past, researchers at institutes of several German universities as well as geodesists and surveyors repeatedly observed that GPS receivers did not operate or lost track of the signals at some locations without any detectable reason. Therefore, it was concluded that these problems were caused by to electromagnetic interference. It was feared that interference signals could be a safety risk for the GPS-based approach and landing of aircraft. The work presented here is based on the results and experience gained by the author during his involvement in the following research projects, which were conducted to tackle this problem:

- „ISAN II research programme“ (Integrity for Satellite Navigation, funded by former the German Space Agency DARA, now called German Aerospace Research Centre DLR). The aim of this project was - amongst other things - to analyse the impact of multipath reception and interference signals on the integrity on the GPS-based precision approach navigation
- The project GNSS Interference Monitoring System (GIMOS, conducted by the German Air Navigation Services, DFS Deutsche Flugsicherung) focused on the development of a system to be applied for a site survey of the interference environment at airports as a pre-requisite to the introduction of non-precision approach procedures.

The task of the work is to analyse and to develop models for the impact of interference signals on the reception of GPS signals. Furthermore simulated interference signals shall be applied to measure the susceptibility of various commercial off-the-shelf receivers. The aim of these measurements is to compare the susceptibility of different types of receivers and to improve the models for the interference effects by comparison with the measured results. A further goal is to develop methods to detect the impact interference and to find the source. For this purpose, field measurements in the vicinity of airports and other potentially electromagnetically polluted areas shall be carried out. The knowledge gained about the type and nature of interference sources shall be helpful for the improvement of GPS receivers with respect to their resistance to interference.

At the start of the work, models for the impact of interference signals on the correlation of received and replica version of pseudonoise codes are known. Furthermore some general models for the impact of interference to communication receivers exist. But there is a great lack of information on functioning of modern GPS receivers with digital signal processing and a lack of data for the characterisation of the interference susceptibility of commercial off-the-shelf receivers. This deficiency of information is due to the fear of manufacturers that their competitiveness could be jeopardised by release of proprietary information.

0.2 System Description of a GPS Receiver

After a short description of the GPS signals, chapter 2 presents the basic design and functioning of GPS receivers. The focus is the description of the receiver elements on which the interference susceptibility mainly depends. Moreover the peculiarities of modern, digital GPS receivers are presented. A further topic is the signal to noise ratio S/N as a measure for the quality of the received GPS signal. GPS receivers perform an estimation of the S/N during the correlation of received and replica versions of the pseudonoise codes. The estimated value for the S/N is here called \hat{S}/\hat{N} . If the \hat{S}/\hat{N} is calculated properly by the receiver's internal software, it can be used to assess the impact of interfering signals. This is can be done e.g. by inserting the \hat{S}/\hat{N} into equations describing the dependency of standard deviations of pseudorange or carrier phase of the S/N .

0.3 Theoretical Analysis of Interference Mechanisms

In chapter 3, models for the impact of interference signals on various electrical circuits of GPS receivers are presented. At first, the generation of harmonics and intermodulation signals is described. Afterwards the signal path between antenna and correlator and the various radio frequency and intermediate frequency filters are analysed. It turns out that the pre-correlation transfer function, which describes the combined effect of these filters, plays a major role for the frequency dependent rejection (FDR) of interference signals. The lack of accounting for the pre-correlation filtering turns out to be main deficiency of the models for the interference resistance of GPS receivers in the literature. This lack is compensated for in this thesis by the proposal to use a combination of the transfer functions of bandpass filters of the Butterworth type. This type of filters is not only suitable to describe the transfer function of classic LC-filter, but also to a certain degree for Surface Acoustic Wave (SAW) filters.

In another sub-chapter the rejection of image signals in the case of a L1/L2 receiver is explained. In addition the derivation of a general model for the conversion loss of Analogue to Digital (A/D) converters in the presence of interference signals. Special attention is given to the generation of artificial noise (with the power density $N_{i,0}$) by the despreading of interference signals. While this effect had been widely known before, the combined effect of pre-correlation filtering and despreading is analysed here for the first time.

Moreover, the concept of the application of a so-called "interference susceptibility curve" for the description of the frequency dependence of the susceptibility is introduced. Such a curve indicates the interference level to degrade the signal to noise ratio by e.g. 10 dB as a function of frequency. Additional sub-chapters present models for the description of the impact of various types of interference signals, e.g. sinusoidal signals, narrowband signals, pulsed signals, pseudonoise signals as well as broadband noise. The model for the interference by band limited noise is evolved by accounting for the pre-correlation filtering in the calculation of the Frequency Dependent Rejection (FDR) for this type of signal. A separate sub-chapter deals with various interference mitigation techniques and tries to quantify the expected improvement of the interference resistance for the individual techniques.

0.4 Limit Levels and Maximum Range

Chapter 4 presents a derivation of power limit levels for various types of interference signals. In addition the various standards for interference susceptibility are introduced and their applicability is explained. Several sub-chapters deal with the calculation of the range of different types of interference signals for selected examples is carried out. Another issue that is discussed, is the analysis of the minimum required frequency separation of signals with given properties to protect the GPS signals.

0.5 Detection of Interference Signals

Chapter 5 describes various techniques for the detection and the mitigation of interference signals. At first a technique originally proposed by [Ward, P., 1994] for the detection of interference signals at the A/D converter is analysed to quantify the sensitivity threshold of such a method. A further sub-chapter presents various possibilities to analyse GPS raw data to detect the impact of interference signals. It turns out that the standard deviation of pseudorange and carrier phase measurements as a function of the satellite's elevation angle usually varies already in the order of a factor 2.5 between the minimum and the maximum value. In addition the range to the satellites vary permanently and that interference signals often only occur for short time intervals. For these reasons it is difficult to determine a potential increase of the standard deviation by interference signals. Therefore it proved to be easier to analyse the estimated \hat{S}/\hat{N} . A degradation of the S/N of 10 dB results in an increase of the standard deviations of pseudorange and carrier phase of $\sqrt{10}$, a value that is discernible from the natural variation. An additional sub-chapter presents the conditions and the measurement set-up for the detection of interference signals by spectral analysis of the received signals. It turns out that it is useful to connect a spectrum analyser to an off-the-shelf GPS antenna with a built in pre-amplifier. The use of a GPS antenna has the following advantages:

- such antennas with built-in preamplifiers are easily available
- such antennas have almost isotropic characteristics in the upper hemisphere; therefore all potential interference signals are received
- the antenna patterns of almost all satellite navigation antennas are comparable, since all antennas have to receive signals from all satellites above the horizon
- interference thresholds for GPS receivers are referenced with respect to the antenna port of a GPS antenna anyway
- the same signals are analysed that are also received by a satellite navigation receiver

If the resolution bandwidth is chosen sufficiently low (in the order of 10 kHz, depending of the total noise figure of the measurement set-up), the sensitivity is sufficient to detect interference signals exceeding the lowest level of -150.5 dBW of the interference threshold mask specified in [ICAO-SARPs, 1999]. For a first assessment of the potential impact of a received signal, a comparison of the spectrum with this mask proved to be useful. For this comparison, it is important to transform the measured spectrum, that is referenced to the input connector of the spectrum analyser to the interface between antenna element and pre-amplifier by accounting for pre-amplifier gain and antenna cable loss.

Since interference threshold mask in [ICAO-SARPs, 1999] is only valid for CW-signals, further analysis is necessary for broadband signals. For this purpose it is proposed to calculate the generated artificial noise power density $N_{J,0}$ and to compare this value with a threshold that has been deduced as well. The $N_{J,0}$ for this case is calculated by the convolution of the measured spectrum with the spectrum of the self-generated replica of the pseudonoise code. It is recommended to take the pre-correlation filtering into account for this calculation.

In a further sub-chapter the concept for an automatic GNSS Interference Monitoring System (GIMOS) is introduced: Such a system applies a digital spectrum analyser with a built-in signal processor to determine the spectrum of signals received by an active GPS antenna by calculation of a Fast Fourier Transformation (FFT). Parallel to that, the GPS signals are received by a GPS receiver, certified for aviation use. These two devices are controlled and the data is acquired, evaluated and stored by a software running on a connected personal computer.

0.6 Laboratory Measurements for the Determination Susceptibility to Interference

Chapter 6 describes the measurement set-ups and presents the results of interference susceptibility tests that have been carried out in the laboratory: At first several measured antenna gain versus frequency plots are depicted to give an idea which signal can be received by GPS antennas. After this, it is reported about the determination of the compression point of pre-amplifiers. Especially curves describing the compression point versus frequency proved to be helpful for the comparison with power level of Radar signals received during the field measurements, to rule out saturation of the pre-amplifier.

A further sub-chapter presents intermodulation measurements of several pre-amplifiers. Especially intermodulation of two selected frequencies from the INMARSAT band can cause an intermodulation signal near the GPS L1 frequency. Another sub-chapter presents the results of interference measurements carried out at a combination of an amplifier stage with automatic gain control and an A/D converter of an experimental GPS receiver. By using an experimental receiver it is possible to analyse the effect of fed-in interference signals at the A/D-converter. It can be shown that in its effort to maintain a target power level for the noise floor, the automatic gain control reduces the gain. Once an interfering signal exceeds the floor above a certain level, the reduction of the gain prevents the A/D converter from being able to digitise the GPS signal.

Further sub-chapters describe a measurement set-up for the automatic measurement of the interference susceptibility of GPS receivers and the obtained results. An interference signal is simulated by feeding in the signal generated by a signal generator into the signal path at the interface between the pre-amplifier output and the antenna connector of GPS receivers. The signal generator is controlled and the GPS raw-data is acquired by a software running on a personal computer. For the determination of the interference susceptibility for a given frequency, the interference power is increased stepwise by the software until the signal to noise ratio estimated and put out by the GPS receiver is degraded by 10 dB. Once the corresponding power level has been established, it is stored together with the frequency as one point of a susceptibility curve. Afterwards this procedure is repeated for a slightly increased frequency until the whole susceptibility curve for the desired frequency range is complete.

Apart from these measurements, the interference levels to prevent acquisition and to cause loss of lock are determined for the tested receivers. It turns out, that there are big differences in the interference resistance of various receiver types.

0.7 Field Measurements

Chapter 7 deals with the field measurements in various areas, presumably polluted by interference signals: At first the applied measurement set-up is presented. GPS raw data measurements as well as spectral analyser measurements are conducted simultaneously. For this purpose a GPS receiver and a spectrum analyser are connected to the same GPS antenna. The measured data is acquired, evaluated and stored by means of a special software program running on a personal computer. This software also performs the transformation of the measured spectrum from the input of the spectrum analyser to the input of the pre-amplifier. After this it is compared to an interference threshold mask as well as a measured interference susceptibility curve to assess the potential impact of the received signal. Often the spectra of potential interference signals only exceed the interference mask but not the susceptibility curve. In this case the case no impact on the GPS raw data is expected, since the receiver is more robust than required by the standard. Nevertheless the source of the signal should be searched to prevent the interference to other GPS receiver which may be more vulnerable. If a great number of measured spectra has to be evaluated, it proves to be useful to compare only the maximum of the individual spectra with a set of curves that indicate the interference level to degrade the \hat{S}/\hat{N} by 3 dB as well as by 10 dB and to cause loss of lock versus frequency.

Furthermore in this chapter a map of Germany where the measurement locations are marked is presented. Other maps show an amateur radio relay (also called Digipeater = digital repeater) network. Transmitter of this network being operated in the frequency band between 1240 and 1243.25 MHz turn out to be nearly the sole source of interference to GPS in Germany during the last years. They caused interference to L1/L2-receivers operated by researchers at several universities as well as by geodesists and surveyors. Digipeater signals don't pose a threat to L1-only receivers used in aviation, since the separation of their frequency band from the L1 frequency. But signals from Digipeaters could interfere with the L1/L2 receivers used by the Ranging and Integrity Monitoring stations of the European Geostationary Navigation Overlay System (EGNOS).

After it became known that Digipeaters caused interference some manufacturers improved their GPS receivers either by using an additionally SAW filters [Maenpa, J. et al., 1997] or by tailoring such a filter that had already been part of the design. Another means to overcome this problem is the use of multi-bit A/D converters. It turns out to be useful to record spectrograms of the interference signals to get a clue of the variation of the spectrum as a function of time. Since Digipeaters transmit short data packages which are separated by gaps of up to several seconds, receiver lose track of the GPS signals short intervals. The same is true for the degradation of the \hat{S}/\hat{N} or the occurrence of peaks in the pseudorange or phase measurements.

Since the L1-signal is undisturbed during these time intervals it proves to be useful, to calculate and inspect the difference between the L2 and the L1 pseudorange or carrier phase measurements. The evaluation of the \hat{S}/\hat{N} proves to be very useful, since the short intervals of interference of maximum ten seconds do not allow a reliable calculation of standard deviations of pseudorange or carrier phase measurements.

Other transmitters operated near the L2-frequency, like medium range air traffic control Radars in the frequency range 1250 to 1260 MHz or Distance Measuring Equipment (DME) ground transponders operating in the band between 962 and 1215 MHz turn out to cause not interference due to the low duty cycle of their signals.

0.8 Summary and Discussion of the Conclusions

After a short description of the contents of each chapter of the thesis, chapter 8 presents the main results of the work as well as the application of some of these results. Beyond the points already summarised in this abstract, the following subjects are treated in this chapter:

In this thesis, the use of the estimated signal to noise ratio \hat{S}/\hat{N} indicated by GPS receivers for the determination of the interference susceptibility as well as for assessment of the impact of interference signals is proposed for the first time. The \hat{S}/\hat{N} is used for the determination of a interference susceptibility curve in laboratory as well as for the detection of the impact of interference signals on GPS raw data record in the field. The use of the \hat{S}/\hat{N} proved to be very useful. The reason for this is, that it is far more difficult to assess the impact by analysis of parameters like the standard deviations of pseudorange and phase measurements and almost impossible by the analysis of the bit error rate or the mean time between cycle slips. But it is important to point out, that a prerequisite for the use of the estimated signal to noise ratio is that receivers perform a perfect calculation of the \hat{S}/\hat{N} . If this is done, the \hat{S}/\hat{N} can also be used for other purposes, like the weighting of individual pseudoranges within the position calculation. Unfortunately today many commercial GPS receivers only output values for the \hat{S}/\hat{N} that have been normalised in such a way that a range of values e.g. between 0 and 100 or between 0 and 30 is obtained.

The knowledge and insights gained during the preparation of this thesis have been applied for a variety of signal compatibility studies that have been presented in various working groups of CEPT (Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications (e.g. [Butsch, F. 1998a]), ITU (International Telecommunication Union (e.g. [Butsch, F. 1999]) an ICAO International Civil Aviation Association (ICAO, e.g. [Butsch, F. 1998b]). The latter had the title „Compatibility study between Radio Navigation Satellite Service and Fixed Service in the 1559 – 1610 MHz Band“. These study came to the conclusion that the so-called Fixed Services (mainly military communication systems) have to be removed from the frequency band 1559 to 1610 MHz to enable an undisturbed of the L1-frequencies of GPS and GLONASS. This is vital for satellite navigation in aviation. ICAO and CEPT took up this conclusion and achieved a step-wise removal of the Fixed Service transmitters from this band until 2015 [ITU-WRC, 2000].

The concept for a GNSS Interference Monitoring System (GIMOS) that has been developed during the work for this dissertation has led to the development and deployment of such a system by the German air traffic service provider DFS Deutsche Flugsicherung.

1 Einleitung

1.1 Einführung in die Thematik

Das Global Positioning System (GPS) ist ein vom amerikanischen Verteidigungsministerium betriebenes Satellitennavigationssystem. Ein GPS-Empfänger empfängt die Signale von mehreren Satelliten, bestimmt ihre Laufzeit und berechnet daraus seine Position. Anwendung findet GPS im militärischen Bereich, in Luftfahrt, Schifffahrt, Straßenverkehr und im Vermessungswesen. Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Erkennung und der Beschreibung der Störung (Interferenz) von empfangenen GPS-Signalen durch elektromagnetische Signale.

In der Vergangenheit war immer wieder festgestellt worden, dass GPS-Empfänger an manchen Orten auf Grund von elektromagnetischen Störungen zeitweise keine oder nur ungenaue Messergebnisse lieferten. So wurde von Störproblemen an der TU Braunschweig [Lipp, A., 1994], der Universität Karlsruhe [Kuhn, M., 1996], der TH Darmstadt [Gianniou, M., 1996] berichtet. Aber auch Mitarbeiter des Instituts für Angewandte Geodäsie (IFAG) [Kolb, W. 1995], des Landesvermessungsamts Baden-Württemberg [Göbel, E., Gültlinger, M. 1994] und des Landesamts für Flurneuordnung [Holzwarth, G., 1994] berichteten über Erfahrungen mit Störungen von GPS.

Bei der Einführung der Nutzung von GPS in der Luftfahrt Mitte der 90-iger Jahre erkannte man die Bedeutung dieser Problem für die Sicherheit und befürchteten eine Verschärfung bei der später geplanten Einführung der auf GPS basierenden Landeanflüge. (GPS wird es in der Luftfahrt in Deutschland seit 1995 als zusätzliches Navigationsmittel für die Streckennavigation und seit 1996 für Nicht-Präzisionsanflüge verwendet. Die operationellen Nutzung von differentiellem GPS für Präzisionsanflüge wurde mehrfach verschoben und ist derzeit für das Jahr 2004 vorgesehen). Unter anderem führte die Erkenntnis, dass elektromagnetische Interferenz eine Gefährdung der Luftfahrt verursachen könnte zum Entstehen der Projekte „ISAN II Wissenschaftsprogramm“ (Integrity for Satellite Navigation = ISAN), gefördert von der Deutschen Agentur für Raumfahrtangelegenheiten (DARA) und „GNSS Interference Monitoring System“ (GIMOS, im Auftrag der Deutschen Flugsicherung DFS). Die Projekte ISAN und GIMOS hatten zum Ziel, die Integrität der Satellitennavigation beim Landeanflug zu erhöhen, da es besonders beim Landeanflug auf eine hohe Genauigkeit, Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit des Navigationssystems ankommt. Das Projekt ISAN konzentrierte sich speziell auf die Untersuchung des Einflusses von Störsignalen sowie reflektierten Nutzsignalen (Mehrwegeempfang) bei präzisen Landeanflügen. Das Ziel war es Methoden zu finden diese Einflüsse festzustellen, sie zu vermindern, sowie sie bei der Erarbeitung von Normen für die Anwendung von GPS in der Luftfahrt entsprechend zu berücksichtigen. Das Ziel von GIMOS war es, ein Überwachungssystem für Störsignale im Frequenzbereich von GPS zu entwickeln, das dazu geeignet ist vor der Freigabe von Flugplätzen für auf nicht stand-alone GPS basierenden Nicht-Präzisionsanflügen ein Begutachtung der Störsignallumgebung durchzuführen sowie durch permanente Beobachtung eine statistische Aussage über die langfristige Entwicklung von Art und Umfang der Störprobleme zu ermöglichen.

Die vorliegende Arbeit beruht zum großen Teil auf den vom Autor bei seiner Beteiligung an diesen Projekten gewonnen Erkenntnissen. Sie profitiert außerdem von der Erfahrung des Instituts für Navigation bei der Anwendung von GPS für die hochpräzise Navigation sowie bei der Entwicklung von hochfrequenztechnischen wissenschaftlichen Geräten.

1.2 Aufgabenstellung

Das Ziel der Arbeit ist die Beeinträchtigung des Empfangs von GPS-Signalen durch Störsignale zu untersuchen. Insbesondere geht es darum, die Auswirkung von solchen Signalen auf GPS-Empfängern zu modellieren.

Ferner soll mit Hilfe von künstlich erzeugten Störsignalen die Störfestigkeit von verschiedenen handelsüblichen GPS-Empfängern untersucht werden. Das Ziel dieser Untersuchungen ist das Verhalten unterschiedlicher Gerätetypen zu vergleichen und die Modelle für die Störmechanismen zu verbessern.

Bei weiteren Untersuchungen geht es darum, Methoden zu finden, um elektromagnetische Störungen und deren Ursachen nachzuweisen. Dazu sollen Feldmessungen in störgefährdeten Gebieten durchgeführt werden, um Erkenntnisse über Art und Umfang der Störquellen sowie deren Auswirkung auf die von Satellitennavigationsempfängern ausgegebenen Rohdaten zu gewinnen. Eine weitere Aufgabe besteht in der Erarbeitung von Konzepten für die optimale Erkennung von elektromagnetischen Störungen.

Die bei Feldmessungen entdeckten Störquellen und die gefundenen Schwachpunkte von verwendeten Empfängern sollen dazu beitragen in der Zukunft die Verfügbarkeit und Zuverlässigkeit von GPS zu steigern.

1.3 Stand der Wissenschaft und Technik zu Beginn der Arbeit

Wissenschaftlichen Veröffentlichungen und Publikationen von Geräteherstellern konzentrieren sich zu Beginn der Arbeit hauptsächlich auf die Anwendung von GPS. Was die potentielle Beeinträchtigung der Genauigkeit und Zuverlässigkeit von GPS angeht, so beschäftigen sich sehr viele Wissenschaftler mit der Detektion von Messfehlern durch die Beobachtung der Summe der Fehlerquadrate bei der Positionsbestimmung (das Receiver Autonomous Integrity Monitoring = RAIM). Darüber hinaus arbeiten viele Forscher - insbesondere auch in Deutschland im Rahmen des oben erwähnten ISAN II Wissenschaftsprogramms - an der Detektion, der Analyse sowie der Entwicklung von Techniken zur Unterdrückung des Empfangs von reflektierten GPS-Signalen (Mehrwegeempfang).

Hinsichtlich der Beeinträchtigung von GPS durch elektromagnetische Interferenz gibt es in den ersten Jahren vorwiegend Berichte über das Auftreten von Störsignale (z.B. [Gianniou, M., 1996], [Kuhn, M., 1996], [Kolb, W. 1995], [Groten, E., et al., 1996]), die die Auswirkungen beschreiben. In diesen Berichten werden zwar konkrete Vermutungen über die Störquellen angestellt, es fehlt jedoch der konkrete Nachweis, sowie die quantitative Beschreibung des Zusammenhangs von Ursache und Wirkung. Ferner sind Modelle für den Einfluss von Störsignalen auf die Korrelation von empfangenen und generierten Pseudonoise-Codes in GPS-Empfängern bekannt ([Spilker, J.,1980], [Ward, P., 1994], [Ward, P., 1998]). Darüber hinaus gibt es in der Literatur allgemeine Modelle, die die Beeinflussung des Empfangs von Funksignalen durch Störsignale beschreiben (z.B. die Entstehung von Oberwellen, das Auftreten von Intermodulation in [Couch, L., 1993]).

Außerdem existieren bereits Entwürfe für Normen, die die geforderte Messgenauigkeit und Störfestigkeit von GPS-Empfängern in der Luftfahrt beschreiben. Es handelt sich dabei um die Entwürfe für die „Standards and Recommended Practices for Airborne GNSS-Receiver“ [ICAO-SARPs, 1999] der International Civil Aviation Organisation (ICAO) und die „Minimum Operational Performance Standards for Airborne Supplemental Navigation Equipment using Global Positioning System“ [MOPS, Do-208, 1991] der amerikanischen Radio Technical Commission for Aviation (RTCA). Diese Entwürfe für Normen (engl. draft standards) enthalten jeweils ein Kapitel, das sich mit der Spezifikation der erforderlichen Störfestigkeit von GPS-Empfängern beschäftigt. Insbesondere im Falle der ersten Versionen der ICAO-SARPs aus der Mitte der neunziger Jahre ist das entsprechende Kapitel „Resistance to Interference“ noch rudimentär und unvalidiert.

Zu dieser Zeit gibt es in der Wissenschaft einen großen Mangel an Information über die Funktionsweise moderner digitaler Empfänger und ihr Verhalten gegenüber Störsignalen. Eine Ursache dafür ist, dass es sich bei GPS lange Zeit um ein vorwiegend militärisches Satellitennavigationssystem handelte. Darüber hinaus ist die Industrie zur Sicherung ihrer Wettbewerbsfähigkeit zu einer restriktiven Informationspolitik gezwungen.

1.4 Vorgehensweise und Übersicht über die Arbeit

Die Modellierung des Einflusses von Störsignalen ist nur möglich, wenn zuvor die Funktionsweise von GPS-Empfängern verstanden wird. Deshalb erfolgt in Kapitel 2 eine Beschreibung der verschiedenen Baugruppen, der Gewinnung der Rohdaten sowie der Nutzung der Rohdaten zur Positionsbestimmung. Ein weiterer Schwerpunkt ist die Darstellung des Signal- zu Rauschleistungsverhältnisses S/N , das als Qualitätsmaß für die Güte des Empfangssignals dient. Der Grund dafür ist, dass später das von den GPS-Empfängern ausgegebene Schätzwert \hat{S}/\hat{N} dazu genutzt werden soll, den Einfluss von Störsignalen zu quantifizieren.

Kapitel 3 dient dazu, die Einwirkungsmechanismen von Störsignalen mit Hilfe von Modellen zu charakterisieren. Dabei werden verschiedene bekannte, sowie neu entwickelte Modelle dargestellt. Um die in den letzten Jahren von verschiedenen Herstellern propagierten Techniken zur Verminderung des Einflusses von Störsignalen einschätzen zu können, werden diese Techniken detailliert erläutert sowie die davon erwartete Verbesserung quantifiziert.

Das Kapitel 4 beschäftigt sich mit der Herleitung von Grenzwerten für verschiedenen Typen von Störsignalen unter Nutzung der erarbeiteten Modelle aus Kapitel 3. Die berechneten Grenzwerte werden für die Berechnung der maximalen Reichweite von Störsignalen anhand exemplarischer Fälle genutzt.

Kapitel 5 dient dazu, Methoden zu beschreiben, die geeignet sind, Störsignale zu detektieren. Insbesondere erfolgt eine Beschreibung der Spektralanalyse von potentiellen Störsignalen sowie der dafür notwendigen Anforderungen an die Messgeräte. Ferner wird erläutert, wie unter Nutzung verschiedener GPS-Rohdaten die Auswirkung von Störsignalen nachgewiesen werden kann. Die erarbeiteten Methoden sollen bei Feldmessungen angewendet werden.

Um die Auswirkung von bei Feldmessungen gefundenen potentiellen Störsignalen abschätzen zu können und um Modelle für die Auswirkung von Störsignalen überprüfen zu können, wurden Labormessungen Störfestigkeitsmessungen von GPS-Empfängern im Labor durchgeführt. Die dabei verwendeten Messaufbauten sowie der erzielten Ergebnisse sind in Kapitel 6 dargestellt.

Feldmessungen dienen dazu, den Berichten über in der Vergangenheit aufgetreten Störsignalen nachzugehen und aufzuklären ob bekannte oder eventuell neu auftretende Störungen eine potentielle Gefahr für die Anwendung von GPS in der Luftfahrt darstellen können. In Kapitel 7 erfolgt eine Erläuterung der Feldmessungen sowie eine Beschreibung des Messaufbaus als auch der aufgetreten Störsignale sowie deren Auswirkungen.

2 Systembeschreibung eines GPS-Empfängers

Um die Einwirkungsmechanismen von Störsignalen auf einen GPS-Empfänger verstehen zu können, muss man sich zunächst intensiv mit dessen Funktionsweise beschäftigen. Ein GPS-Empfänger verarbeitet die von den nominell 24 GPS-Satelliten gesendeten Signale und bestimmt ihre Laufzeiten. Alle GPS-Satelliten senden ihre Signale auf den beiden Trägerfrequenzen L1 (1575.42 MHz) und L2 (1227.6 MHz) aus. Die Signale der einzelnen Satelliten enthalten unter anderem die aktuelle Uhrzeit ihrer Atomuhr und die Ephemeriden ihrer Bahn. Außerdem sind die ausgestrahlten Trägerwellen mit für jeden Satelliten charakteristischen Pseudonoise-Codes (PN-Codes) moduliert. Ein PN-Code besteht aus einer scheinbar zufälligen aber eindeutig definierten Folge der logischen Werte 1 und -1. Jeder Satellit sendet zwei verschiedene Codes, nämlich einen C/A-Code (1.023 MHz Code-Takt) und einen P-Code (10.23 MHz Code-Takt). Der C/A-Code wiederholt sich nach 1 ms während der P-Code in Teilsequenzen mit der Länge von einer Woche ausgesendet wird. GPS-Empfänger, die im Straßenverkehr, in Luft- und Schifffahrt eingesetzt werden, verwenden meist nur den C/A-Code auf der L1-Frequenz, hingegen benutzen militärische und Empfänger im Vermessungswesen oft zusätzlich den P- bzw. Y-Code (Kapitel 2.1) auf der L1 und der L2-Frequenz.

Um möglichst viele der sich über dem Horizont befindlichen GPS-Satelliten gleichzeitig empfangen zu können, verfügen GPS-Empfänger gegenwärtig in der Regel über bis zu 12 Satellitenkanäle. Die PN-Codes dienen dazu die Signale der einzelnen Satelliten voneinander zu trennen. Ferner werden durch die Korrelation des Empfangssignals mit den in den einzelnen Empfangskanälen des Empfängers erzeugten Kopien der Codes, die Pseudolaufzeiten der Signale bestimmt. Die Korrelation wird mit Hilfe von Code-Regelschleifen (Delay Locked Loop = DLL) durchgeführt. Die ermittelten Laufzeiten entsprechen, bis auf einen kleinen Beitrag, der vom Zeitversatz zwischen Empfängeruhr und Satellitenuhr stammt, den Entfernungen zu den Satelliten. Aus der Multiplikation der Laufzeiten mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit erhält man deshalb nicht die geometrischen Entfernungen, sondern Pseudoentfernungen (Pseudoranges). Mit Hilfe der übertragenen Ephemeriden der Satellitenbahnen und den Pseudoranges kann die Position des Empfängers berechnet werden. Außer einer Code-Regelschleife verfügt jeder Satellitenkanal über eine Phasenregelschleife (Phase Locked Loop = PLL). Die PLLs dienen dazu, die durch Doppler-Verschiebung der Trägerfrequenz bedingten Frequenzversätze zwischen Empfangssignalen und Empfängeroszillator zu kompensieren und die Trägerphase zu messen.

2.1 Satellitensignal

Das Signal eines einzelnen GPS-Satelliten besteht aus einem Signal auf der L1-Frequenz, das mit dem C/A-Code, dem P-Code und den Navigationsdaten moduliert ist, und einem Signal auf der L2-Frequenz, das mit dem P-Code und Navigationsdaten moduliert ist. Der ursprünglich nur für die militärische Anwendung bestimmte P-Code ist durch die Verknüpfung mit einem weiteren, dem zivilen Nutzer unbekanntem W-Code (Code-Taktrate 0.5115 MHz, [Eisfeller, B., 1997]) zusätzlich verschlüsselt um die Nachahmung (engl. spoofing) des Signals zu erschweren (A/S = Anti Spoofing). Dadurch entsteht der sogenannte Y-Code, der die gleiche Code-Taktrate wie der P-Code aufweist.

Tab. 2-1: Eigenschaften des GPS-Signals [Spilker, J., 1980]

	L1-Signal		L2-Signal
Trägerfrequenz f_{HF}	1575.42 MHz		1227.6 MHz
Code	C/A-Code	P(Y)- Code	P(Y)-Code
Code-Taktfrequenz f_C	1.023 MHz	10.23 MHz	10.23 MHz
Bandbreite der Hauptkeule B_C	2.046 MHz	20.46 MHz	20.46 MHz
Länge n der gesendeten Code-Sequenz (C/A) bzw. Code-Teilsequenz (P)	1023	$\approx 6.18 \cdot 10^{12}$	$\approx 6.18 \cdot 10^{12}$
Übertragungsdauer der gesendeten Code- Sequenz (C/A) bzw. Code-Teilsequenz (P)	1 ms	1 Woche	1 Woche
Datenrate f_B	50 bit/s	50 bit/s	50 bit/s
Nomineller Empfangspegel*	-160 dBW	-163 dBW	-166 dBW

(* bezieht sich auf linear polarisierte Empfangsantenne mit 3 dBi Antennengewinn bzw. zirkular polarisierter Antenne mit 0 dBi Gewinn und einem Elevationswinkel von 5° , [GPS-ICD200C])

Die beiden Teile des GPS-Signals kann man mathematisch folgendermaßen beschreiben:

$$U_{L1} = A [c(t) \cdot d(t)] \sin(2\pi f_{L1} t) + \frac{A}{\sqrt{2}} [y(t) \cdot d(t)] \cos(2\pi f_{L1} t) \quad [V] \quad (2-1)$$

$$U_{L2} = \frac{A}{2} [y(t) \cdot d(t)] \cos(2\pi f_{L2} t) \quad [V] \quad (2-2)$$

Mit:

A : Amplitude des mit dem C/A-Code modulierten Teils des GPS-Signals

$c(t)$: C/A-Code

$d(t)$: Navigationsdaten

f_{L1} : 1575.42 MHz,

f_{L2} : 1227.6 MHz

$y(t)$: Y-Code

Ferner gilt:

$$y(t) = p(t) \cdot w(t) \quad (2-3)$$

Mit:

$p(t)$: P-Code

$w(t)$: W-Code

Die Datenübertragungsrate ist 50 bit/s, so dass die Übertragung von einem Daten-Bit 20 ms dauert. Der Datenstrom wird mit dem PN-Code multipliziert. Hat ein Daten-Bit den logischen Zustand +1 (true), dann werden 20 C/A-Code-Sequenzen unverändert gesendet, hat es den logischen Zustand -1 (false), dann werden $m = 20$ invertierte C/A-Code-Sequenzen gesendet.

Das Produkt dieser Verknüpfung wird dem zuvor sinus-förmigen Trägersignal durch binäre Phasenmodulation (Binary Phase Shift Keying = BPSK) aufgeprägt (Abb. 2-1). Die BPSK-Modulation hat zur Folge, dass in Zeitintervallen, in denen das Produkt von Daten-Bit und Code-Bit (Chip) den logischen Wert 1 hat, eine sinus-förmige Sequenz von Trägerschwingungen ($\sin \omega t$), und in Zeitintervallen, in denen es den Wert -1 hat, eine Sequenz Trägerschwingungen mit einer um 180° gedrehten Phase ($-\sin \omega t$) gesendet wird.

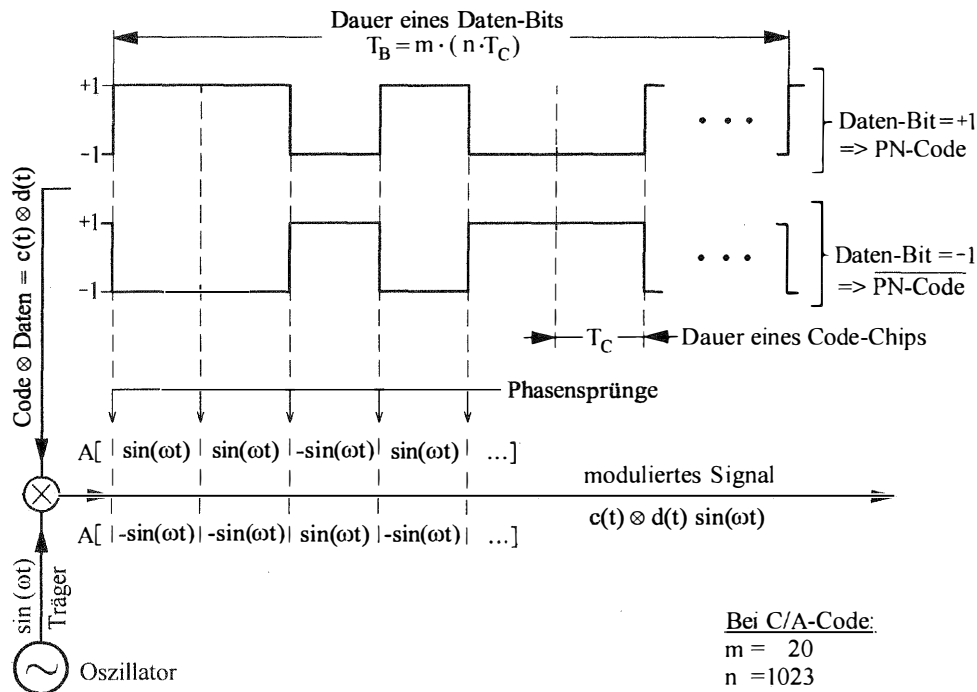


Abb. 2-1: Modulation des Trägers mit PN-Code und Daten

Ein mit einem binären Datenstrom mit der Datenrate f_B BPSK-modulierter Träger hat das folgende Leistungsdichtespektrum [Proakis, J., 1989]:

$$L_B(f) = S T_B \text{SINC}^2(\pi T_B (f - f_{HF})) \quad [W / \text{Hz}] \quad (2-4)$$

Mit:

L_B : Leistungsdichte in W/Hz

T_B : Periodendauer eines Daten-Bits,

$T_B = 1/f_B$, bzw. $T_B = m \cdot T$, mit $m = 20$ und $T = 1 \text{ ms}$ beim C/A-Code

aus der Datenrate $f_B = 50 \text{ Hz}$ folgt $T_B = 20 \text{ ms}$

SINC(X): $\sin(x)/x$ - Funktion

f_{HF} : Frequenz des Trägers, f_{L1} oder f_{L2} , in Hz

Es handelt sich dabei um eine SINC²-förmige Funktion mit einer Breite der Hauptkeule von $2f_B$. Man kann dieses Signal nahezu verzerrungsfrei in einem Nachrichtenkanal übertragen, dessen Bandbreite der Breite der Hauptkeule entspricht [Proakis, J., 1989]:

$$B_B = 2f_B \quad [\text{Hz}] \quad (2-5)$$

Nach [Ward, P., 1998] kann das Spektrums des C/A-Codes wie folgt beschrieben werden:

$$S_{C/A}(f) = \frac{A^2}{n^2} \delta(f) + \frac{(n+1)}{n^2} A^2 \sum_{k=-\infty, k \neq 0}^{+\infty} \text{SINC}^2\left(k \frac{\pi}{n}\right) \delta\left(f + k \frac{1}{T}\right) \quad [W] \quad (2-6)$$

Mit:

A : Signalamplitude in V

$\delta(f)$: Dirac-Impuls, repräsentiert einzelne Linie des Linienspektrums

n : Zahl der Code-Chips pro Code-Periode, $n = 1023$ beim C/A-Code

T : Periodendauer des Codes, $T = n T_C$, $T = 1$ ms beim C/A-Code

T_C : Dauer eines Code-Chips, 1 ms/1023 beim C/A-Code

Die Gl. (2-6) stellt ein Linienspektrum dar. Sein Linienabstand von $1/(nT_C) = 1$ kHz entspricht dem Reziprokwert der Periodendauer des Codes (Abb. 2-2).

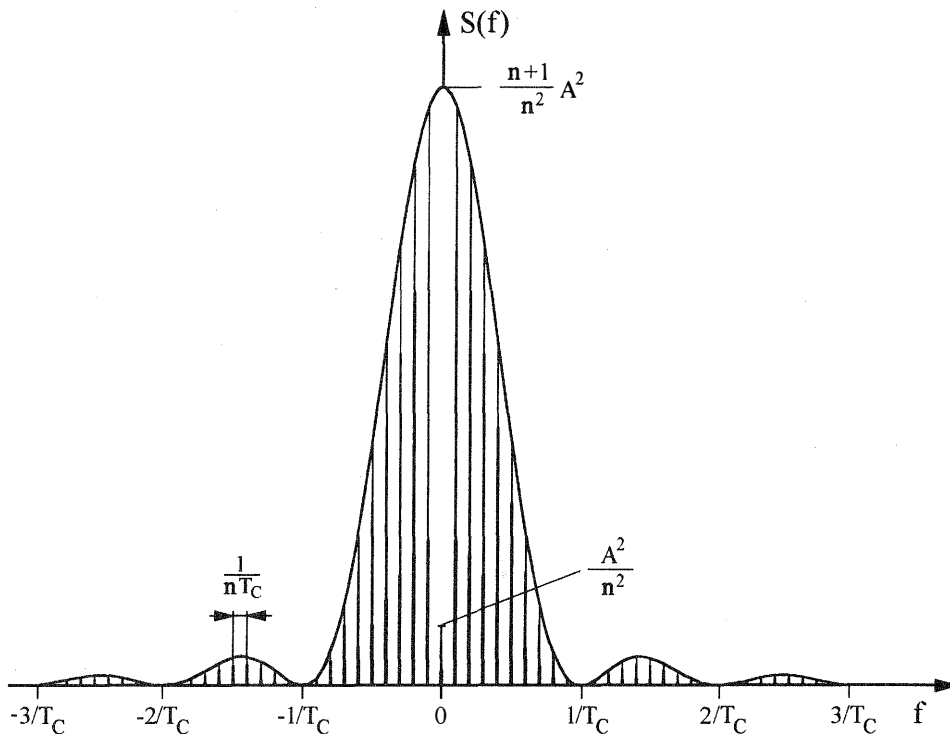


Abb. 2-2: Leistungsspektrum eines PN-Codes

Die Einhüllende dieses Linienspektrums ergibt sich zu:

$$S = A^2 \frac{n+1}{n^2} \text{SINC}^2(\pi T_C f) \quad [W] \quad (2-7)$$

Beim P-Code ist auf Grund der Periodendauer T der gesendeten Code-Sequenz von einer Woche, die Zahl der Code-Chips $n \approx 6.18 \cdot 10^{12}$ so groß dass der Linienabstand $1/T$ näherungsweise gegen Null geht. Wenn der Linienabstand verschwindet kann man ein Leistungsdichtespektrum angeben.

Beim Übergang von einem Leistungsspektrum $S(f)$, das aus einzelnen Linien besteht, zum äquivalenten, kontinuierlichen Leistungsdichtespektrum $L(f)$ gilt allgemein (vgl. Abb. 3-13):

$$L(f) = \frac{S(f)}{\Delta f} \quad (2-8)$$

Dabei ist Δf der Linienabstand in Hz:

$$\Delta f = \frac{1}{T} = \frac{1}{nT_C} \quad (2-9)$$

Damit ergibt sich aus der Einhüllenden des Leistungsspektrums nach Gl. (2-7) eine Näherung für das Leistungsdichtespektrum:

$$L(f) \approx A^2 T_C \text{SINC}^2(\pi T_C f) \quad [W/Hz] \quad (2-10)$$

Diese Näherung gilt für das mit dem P-Code modulierte Signal sehr gut. Sie kann aber auch bei Berücksichtigung der entsprechenden Code-Taktrate als grobe Näherung für den C/A-Code verwendet werden.

Die Leistung eines sinus-förmigen Signals wird wie folgt berechnet (Anhang, Gl. (A-31)):

$$S = \frac{1}{2} A^2 \quad (2-11)$$

Moduliert man mit einem PN-Code einen sinus-förmigen Träger, so erhält man das auf die Mittenfrequenz des Trägers verschobene Spektrum, jedoch lediglich mit der halben Leistung bzw. Leistungsdichte (vgl. Gl. (A-17) im Anhang). War das Maximum der Leistungsdichte zuvor $A^2 \cdot T_C$, so ist es nach der Modulation mit dem Träger $1/2 \cdot A^2 \cdot T_C$. Deshalb folgt mit Gl. (2-11) aus Gl. (2-10) eine Näherung für die Leistungsdichte eines mit dem P-Code modulierten Trägers:

$$L_P(f) \approx S_P \cdot T_{C,P} \cdot \text{SINC}^2(\pi T_{C,P} \cdot (f - f_{HF})) \quad [W/Hz] \quad (2-12)$$

Mit:

L_P : Leistungsdichte des P-Code Signals

S_P : Leistung des P-Code-Signals in W

$T_{C,P}$: Dauer eines Code-Chips des P(Y)-Codes $1/T_{C,P} = 10.23$ MHz

Analog ergibt sich eine Näherung für die Leistungsdichte des mit dem C/A-Code modulierten Trägers:

$$L_{C/A}(f) \approx S_{C/A} \cdot T_{C,C/A} \cdot \text{SINC}^2(\pi T_{C,C/A} \cdot (f - f_{HF})) \quad [W/Hz] \quad (2-13)$$

Mit:

$L_{C/A}$: Leistungsdichte des C/A-Code Signals

$S_{C/A}$: Leistung des C/A-Code-Signals in W

$T_{C,C/A}$: Dauer eines Code-Chips des C/A-Codes $1/T_{C,C/A} = 1.023$ MHz

Die SINC^2 -förmige Funktion hat eine Hauptkeule mit einer Breite von $B_C = 2/T_{C,P} = 20.46$ MHz im Falle des P-Codes und $B_C = 2/T_{C,CA} = 2.046$ MHz beim C/A-Code. Innerhalb der Breite der Hauptkeule wird mehr als 90.3 % der Signalleistung übertragen (vgl. Gl. (A-2) im Anhang), so dass es ausreicht, wenn ein GPS-Empfänger über diese Bandbreite verfügt. Reine C/A-Code-Empfänger nutzen den Frequenzbereich von 1575.42 MHz ± 1.023 MHz, während P(Y)-Code-Empfänger die Frequenzbereiche 1575.42 MHz ± 10.23 MHz und 1227.6 MHz ± 10.23 MHz verwenden.

2.2 Signalverarbeitung im GPS-Empfänger

GPS-Empfänger wie sie im Vermessungswesen bzw. in der Luftfahrt verwendet werden bestehen im Allgemeinen aus einer Antenne, mit eingebautem bzw. separaten Vorverstärker, die über ein Antennenkabel mit dem Hauptgehäuse verbunden ist. Die Baugruppen im Hauptgehäuse gliedern sich in ein Hochfrequenzteil, ein Digitalteil und einen Navigationsrechner (Abb. 2-3). Die Antenne empfängt ein Signal, das sich aus den Signalen aller empfangenen GPS-Satelliten und eventuell auftretenden Störsignalen zusammensetzt. Das von der Antenne kommende Signal wird von dem rauscharmen Vorverstärker (LNA = Low Noise Amplifier) verstärkt. Im Vorverstärker passiert das Signal erstmals ein oder mehrere Bandpass-Filter, deren Aufgabe es ist Signale, die in benachbarten Frequenzbändern auftreten zu unterdrücken, um eine Beeinträchtigung des GPS-Signal zu vermeiden.

Im Hochfrequenzteil (HF-Teil in Abb. 2-3) wird das Signal anschließend mehrfach verstärkt und durch Bandpässe gefiltert. Außerdem wird es in zwei oder drei Stufen jeweils durch Mischung mit dem Signal eines Oszillators auf eine digitalisierbare Zwischenfrequenz (ZF) heruntergesetzt (Mischer siehe Kapitel 2.2.5; die Oszillatoren sind mit einem Hauptoszillator phasenstarr gekoppelt, d.h. kohärent). Beispielsweise wird in [Plessey, 1995a] die Heruntermischung des L1-Signals von 1575.42 MHz auf 4.3 MHz in zwei Stufen mit den Zwischenfrequenzen 175.42 MHz bzw. 35.42 MHz beschrieben.

Eine Verstärkungsregelung (Automatic Gain Control = AGC, Abb. 2-3) im HF-Teil stellt die Verstärkung so ein, dass eine durch Bauteilstreuungen oder Variation der Länge des Antennenkabels bedingte Abweichung der Verstärkung von ihrem Nominalwert kompensiert werden. Das heruntergemischte Signal wird von einem Analog-Digitalwandler (A/D-Wandler) abgetastet und dem Digitalteil zugeführt.

Ein Zweifrequenzempfänger enthält für die beiden GPS-Frequenzen (L1 bzw. L2) jeweils einen Vorverstärker, eine HF-Teil und einen Digitalteil, jedoch nur einen gemeinsamen Navigationsrechner. Man unterscheidet bei GPS-Empfängern zwischen Empfangskanälen und Satellitenkanälen. Der Begriff Empfangskanal bezeichnet einen Signalpfad für Signale mit einer der beiden von GPS verwendeten Trägerfrequenzen (L1 bzw. L2). Ein Empfangskanal für L1 bzw. L2 zweigt sich in seinem Digitalteil in mehrere Satellitenkanäle auf. Das heruntergemischte L1- bzw. L2-Signal wird auf diese parallelen Satellitenkanäle verteilt.

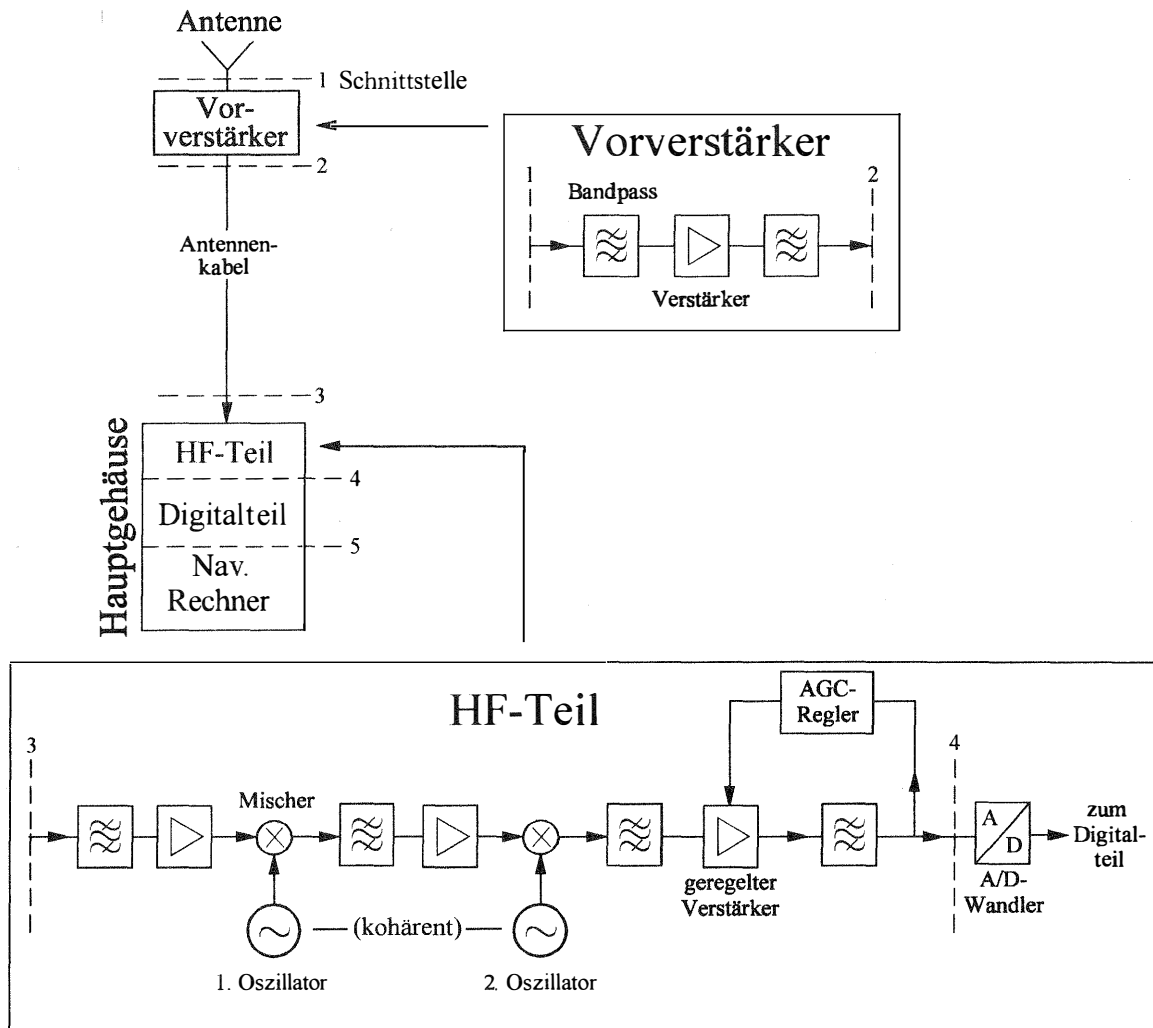


Abb. 2-3: Signalpfad von der Antenne bis zum A/D-Wandler

Bei der Verarbeitung des L1-Signals wird in jedem einzelnen dieser Kanäle versucht das Empfangssignal mit der selbsterzeugten Kopie eines einzelnen Satellitensignals zu synchronisieren (die Verarbeitung des L2-Signals unterscheidet sich von der des L1-Signals vgl. Kapitel 2.3.5). Dazu wird der Pseudonoise-Code und der sinusförmige Träger des zu empfangenen Satelliten erzeugt. Dabei wird der erzeugte Code und die Frequenz des Trägers durch eine Code- bzw. eine Phasenregelschleife ständig so nachgeführt, dass sie mit dem vom betreffenden Satelliten stammenden Signal synchron sind. Aus der Verschiebung die notwendig ist, um die Codes zu synchronisieren, wird die Laufzeit des Signals bestimmt und daraus wiederum die Schrägentfernung zum Satelliten berechnet. Da die ermittelte Entfernung um einen gewissen Betrag verfälscht ist, der von der nicht perfekten Synchronisation zwischen den Uhren im Satellit und im Empfänger stammt, wird sie Pseudorange genannt. Die Verschiebung der Trägerfrequenz, die notwendig ist um den generierten Träger mit dem Satellitensignal zu synchronisieren, entspricht der Doppler-Frequenz des Satellitensignals. Das Integral der Doppler-Frequenz über der Zeit (integrierter Doppler) entspricht der Phase und wird hier als Trägerphasenmesswert bzw. Trägerphase bezeichnet. Die im Digitalteil gemessenen Rohdaten wie Pseudorange und Trägerphasenmesswerte werden anschließend von einem Navigationsrechner weiter verarbeitet. Dieser berechnet daraus die Position und den Versatz der Empfängeruhr gegenüber der GPS-Systemzeit.

2.2.1 Antenne

Eine GPS-Antenne soll im Allgemeinen alle Satelliten in der oberen Hemisphäre gleichzeitig empfangen und darf deshalb keine hohe Richtwirkung haben. Die Richtwirkung einer Antenne beschreibt man durch den Antennengewinn. Er gibt an mit welchem Faktor die Leistung eines Signals im Vergleich mit einer isotropen Antenne (ohne Vorzugsrichtung) gewichtet wird. Der Gewinn ist bei GPS-Antennen näherungsweise unabhängig vom Azimutwinkel. Er hängt jedoch vom Elevationswinkel des einfallenden Signals ab. Die Abb. 2-4 zeigt den typischen Verlauf des Antennengewinns als Funktion des Elevationswinkels [Macom, Inc, 1999]. Je nach Technologie der Antenne und abhängig von der Größe der Grundplatte (ground plane) beträgt der Gewinn gegenüber einer isotropen Antenne ca. 1 bis -4.5 dBi in Horizontalrichtung und 1 dBi bis 7.5 dBi in Vertikalrichtung (dBi = dB im Vergleich zu einer isotropen Antenne). Für Funkverträglichkeitsuntersuchungen ist es üblich mit den standardisierten Werten von -4.5 dBi in Horizontalrichtung, +7.5 dBi in Zenitrichtung und -10 dBi in Nadirrichtung zu rechnen [ICAO-SARPs, 1999]. Der Antennengewinn und seine Variation als Funktion von Azimut- und Elevationswinkel sind abhängig von der Frequenz des empfangenen Signals. Das bedeutet, dass der Antennengewinn, mit dem ein Störsignal empfangen wird, von dem nominellen Wert abweichen kann (siehe Kapitel 6.1).

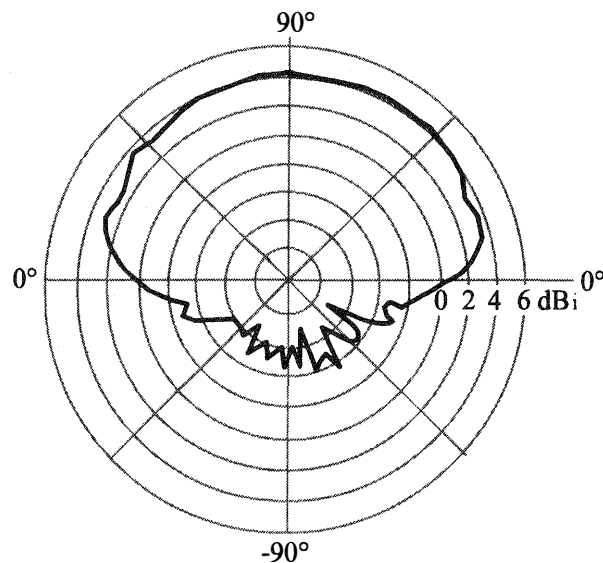


Abb. 2-4: Gewinn als Funktion des Elevationswinkels

Bei einem Zweifrequenzempfänger besteht die Antenne entweder aus einem Element (z.B. Helix-Antenne bzw. Patch mit dickem Substrat) das über eine ausreichende Bandbreite verfügt, um beide Frequenzen (L1 und L2) zu empfangen, oder sie enthält zwei übereinander angeordnete Patch-Antennen mit unterschiedlichen Mittenfrequenzen.

2.2.2 Verstärkerstufen

Die verschiedenen Verstärkerstufen im Signalpfad des GPS-Empfängers haben die Aufgabe den Pegel des Empfangssignals um ca. 100 dB zu verstärken ohne dabei das Signal- zu Rauschleistungsverhältnis wesentlich zu verschlechtern. Es ist üblich das Signal- zu Rauschleistungsverhältnis des modulierten Signals als C/N (Carrier to Noise Ratio) zu bezeichnen, während das Signal- zu Rauschleistungsverhältnis im Basisband als S/N (Signal to Noise Ratio) bezeichnet wird.

Die Verringerung des C/N durch den Empfänger selbst wird durch die Rauschzahl F beschrieben. Sie ist ein Maß dafür wie stark das Signal- zu Rauschleistungsverhältnis durch das Eigenrauschen des Verstärkers verschlechtert wird [Hartl, P., 1988]. Das C/N eines Signals nimmt beim Durchlaufen eines Systems mit der Rauschzahl F um die Rauschzahl ab. Bei der Verwendung von mehreren Verstärkerstufen gilt für die Rauschzahl F_{ges} des Gesamtsystems [Hartl, P., 1988]:

$$F_{ges} = F_1 + \frac{F_2-1}{G_1} + \frac{F_3-1}{G_1 \cdot G_2} + \frac{F_4-1}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3} + \dots \quad (2-14)$$

Mit:

F_i : Rauschzahl der i-ten Stufe

G_i : Verstärkung der i-ten Stufe

Aus Gl. (2-14) ist ersichtlich, dass die Rauschzahl der ersten Verstärkerstufe im Signalpfad maßgeblich die Gesamtrauschzahl bestimmt. Der Vorverstärker muss deshalb über eine sehr niedrige Rauschzahl verfügen.

2.2.3 Thermisches Rauschen

Zusätzlich zum Satellitensignal und eventuell auftretenden Störsignalen empfängt die GPS-Antenne thermisches Rauschen. Sein Leistungsdichtespektrum ist im Mikrowellenbereich (>1 GHz) unabhängig von der Frequenz und sein Betrag ist proportional zur Rauschtemperatur der Antenne T_{Ant} [Hartl, P., 1988]. Man kann zeigen, dass dadurch dass die Antennenkeule einer GPS-Antenne zu großen Teil in den 5° Kelvin kalten Weltraum zeigt, jedoch auch die ca. 300° Kelvin warme Erdoberfläche erfasst, ihre Rauschtemperatur bei ca. 100° Kelvin liegt (dies ist der in der Literatur [Dierendonck, A., 1996], [Ward, P., 1998], [ITU-RM.1088] allgemein verwendete Wert). Die Zunahme des Rauschens durch Dämpfungsverluste in Kabeln bzw. Filtern und das thermische Rauschen der Bauelemente lässt sich dadurch beschreiben, dass man für den Empfänger eine Systemrauschtemperatur angibt. Die Systemrauschtemperatur T_{Sys} in Kelvin lässt sich nach [Couch, L., 1993] aus der Gesamtrauschzahl des Empfängers wie folgt berechnen :

$$T_{Sys} = T_{Ant} + 290 \cdot (F_{Ges} - 1) \quad (2-15)$$

Mit:

T_{Ant} : effektive Rauschtemperatur der Antenne, 100° Kelvin bei GPS-Antennen

F_{Ges} : Gesamtrauschzahl des Empfängers

Aus der Rauschtemperatur ergibt sich die auf den Antennenausgang bezogene Rauschleistungsdichte wie folgt [Hartl, P., 1988]:

$$N_0 = K \cdot T_{Sys} \quad (2-16)$$

Mit:

N_0 : Rauschleistungsdichte in W/Hz

K : Boltzmannkonstante ($1.38 \cdot 10^{-23}$ Ws/K)

GPS-Empfänger besitzen Systemrauschtemperaturen zwischen 350° Kelvin und 500° Kelvin. Daraus ergeben sich Rauschleistungsdichten von -203.2 dBW/Hz bzw. -201.6 dBW/Hz.

Die Rauschleistungsdichte N_0 ist im interessierenden Frequenzbereich zwischen 1 und 2 GHz unabhängig von der Frequenz. Deshalb ist die Rauschleistung N proportional zur Bandbreite, innerhalb der sie bestimmt wird:

$$N = N_0 B \quad (2-17)$$

Mit:

N : Rauschleistung in W

B : Bandbreite in Hz

2.2.4 Filter

Auf dem Weg von der Antenne bis zum A/D-Wandler wird die Bandbreite des Signalpfades durch verschiedene Filter schrittweise verringert. Während Antenne und Vorverstärker noch bis zu 50 MHz Bandbreite aufweisen, so hat das letzte Filter vor dem A/D-Wandler eine Bandbreite von ca. 20 MHz im Falle des P-Code-Empfängers und ca. 2 MHz beim C/A-Code Empfänger. Der Grund für die schrittweise Reduzierung der Bandbreite liegt darin, dass der Aufwand für die Realisierung schmaler Bandpass-Filter um so geringer wird, je niedriger seine Mittenfrequenz ist. Da die Mittenfrequenz des Signals bei jeder Mischung verringert wird, können auch die Bandpass-Filter in den einzelnen Stufen des HF-Teils entsprechend schmaler realisiert werden. Für die Trennschärfe eines Filters ist außer der Bandbreite die Flankensteilheit von Bedeutung. Sie ist um so größer, je höher die Ordnung des Filters ist. Sowohl im Vorverstärker, als auch im HF-Teil kommen überwiegend Filter 2. und 3. Ordnung zum Einsatz ([Murata, 1999], [Toko, 1999]). Diese Filter sind mit Einfügungsdämpfungswerten von weniger als 3 dB sehr dämpfungsarm.

In Abb. 2-5 ist der Frequenzgang eines dielektrischen Filters 2. Ordnung dargestellt [Murata, 1999]. Zum Vergleich ist der Frequenzgang eines Butterworth-Filters 2. Ordnung mit einer 3 dB-Bandbreite von 32.8 MHz eingezeichnet. Der Frequenzgang des dielektrischen Filters wurde auf die Einfügungsdämpfung im Durchlassbereich $a_0 = 2.3$ dB normiert, während das theoretische Butterworth-Filter eine Einfügungsdämpfung von $a_0 = 0$ dB hat. Der auf sein Maximum normierte Frequenzgang der Verstärkung des Vorverstärkers in dB, kann genähert werden durch ein Butterworth-Filter 2. oder 3. Ordnung:

$$g_{LNA}(f) = a_{B,i}(f, f_{HF}, B) \quad (2-18)$$

Mit:

f_{HF} : Mittenfrequenz = GPS-Frequenz

B : zweiseitige Bandbreite, Erfahrungswerte: $B = 25$ bis 50 MHz

$a_{B,i}(f, f_{HF}, B)$: Frequenzgang eines Butterworth-Filters nach Gl. (A-24)

i : Ordnung des Butterworth-Filters, hier $i = 2$ bzw. 3

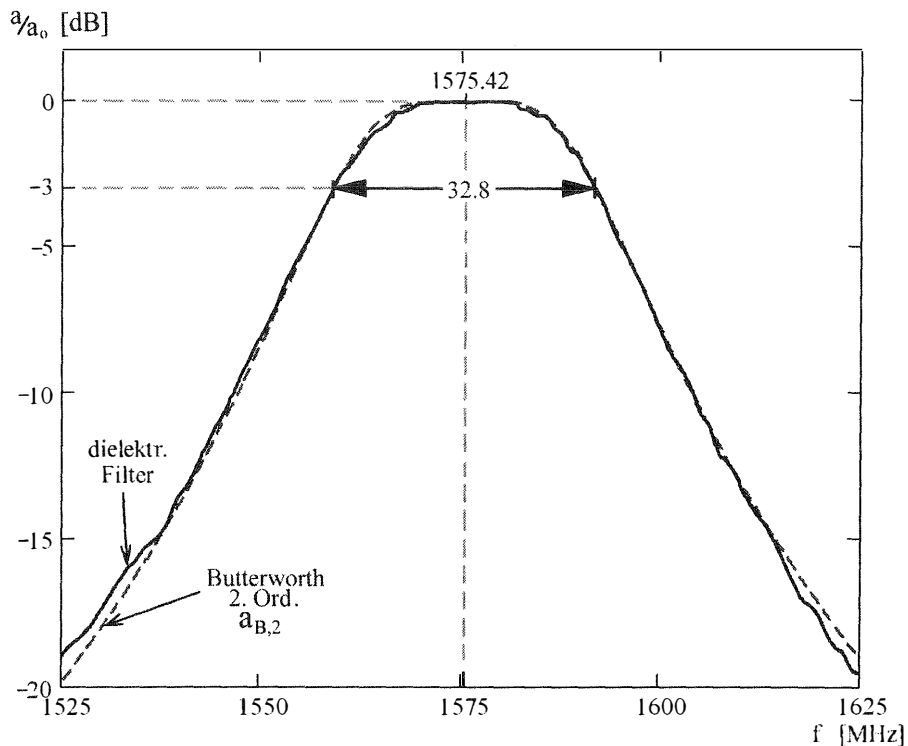


Abb. 2-5: Frequenzgang eines dielektrischen Filters

Das Bandpass-Filter mit der geringsten Bandbreite befindet sich im Allgemeinen direkt vor dem A/D-Wandler oder ggf. eine Stufe davor (wie z.B. in [Plessey, 1995a] beschrieben wird). Hier wird oft ein Oberflächenwellenfilter (Surface Acoustic Wave = SAW) verwendet. Diese spezielle Technik erlaubt es, sehr gut reproduzierbare Filter mit einer hohen Flankensteilheit zu realisieren. Auf Grund der hohen Einfügungsdämpfung von mehr als 10 dB (z.B. 14 bis 18 dB beim DW9255 [Mittel, 1998]) können sie nicht in der HF-Stufe eingesetzt werden, da sich dadurch die Rauschzahl des Empfängers näherungsweise um ihre Einfügungsdämpfung erhöhen würde. Außerdem können bisher keine SAW-Filter mit einer Mittenfrequenz über 1 GHz hergestellt werden. Obwohl ein SAW-Filter im Frequenzbereich an der Bandgrenze über eine sehr hohe Trennschärfe verfügt, wird seine Dämpfungswirkung in weiter entfernten Frequenzbereichen durch Übersprechen begrenzt.

Beim Übersprechen gelangen Signale durch induktive, kapazitive oder Strahlungskopplung auf unkontrollierten Wegen (z.B. durch Zwischenwände des Gehäuses) von einem Teil einer elektronischen Schaltung in einen anderen Teil (z.B. an einem Filter vorbei). Deshalb ist die Trennschärfe eines Empfängers in Frequenzbereichen, die weit von der Mittenfrequenz entfernt sind, mathematisch schwer zu beschreiben und deshalb oft nur messtechnisch erfassbar.

Laut [Fenton, P., et al., 1991] (Novatel) kommen im HF-Teil von GPS-Empfängern Butterworth-Filter 5. Ordnung zum Einsatz. Die Abb. 2-6 zeigt den normierten Frequenzgang eines üblicherweise in GPS-Empfängern (z.B. GPS-Builder-2 von Plessey) verwendeten SAW-Filters (DW9255) das eine Mittenfrequenz von 35.42 MHz hat. Zum Vergleich ist der Frequenzgang eines Butterworth-Filters 5. Ordnung mit der gleichen Mittenfrequenz dargestellt. Der Frequenzgang des SAW-Filters wurde auf die Einfügungsdämpfung im Durchlassbereich $a_0 = -17$ dB normiert.

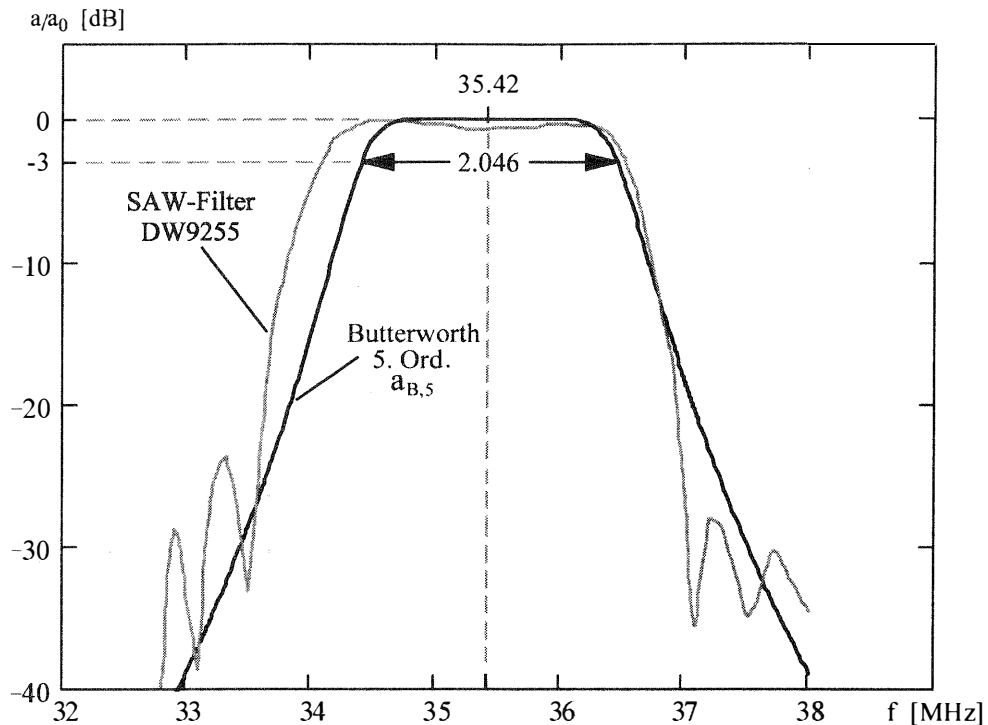


Abb. 2-6: Butterworth-Filter 5. Ordnung und typisches SAW-Filter

Der Frequenzgang eines Zwischenfrequenzfilters überträgt sich virtuell in den Hochfrequenzbereich. Dies kommt daher, dass auch Signale aus benachbarten Frequenzbereichen auf die ZF heruntergemischt und dort vom schmalen ZF-Filter gedämpft werden. In Abb. 2-7 ist der Frequenzgang des SAW-Filters ein zweites Mal dargestellt. Zum Vergleich ist dort die Frequenzachse mit den Werten der Zwischenfrequenz und der dazugehörigen Hochfrequenz dargestellt. Ferner zeigt die Abb. 2-7 das normierte Leistungsdichtespektrum des C/A-Codes vor und nach der Filterung durch das SAW-Filter. Während die Hauptkeule der SINC-Funktion nahezu unverändert bleibt, werden die Nebenkeulen stark gedämpft und teilweise verzerrt. Dies hat auf die Qualität des GPS-Signals keinen entscheidenden Einfluss, aber es hat zur Folge dass die Störfestigkeitskurve in der Praxis stark von ihrem theoretischen Verlauf abweicht (siehe Kapitel 3.9.2).

Die Gleichungen (A-22) und (A-23) beschreiben die Übertragungsfunktionen von Butterworth-Filtern 3. und 5. Ordnung, wie sie oft in Vorverstärkern bzw. ZF-Filtern vorkommen. Der auf sein Maximum normierte und in den HF-Bereich transformierte Frequenzgang von ZF-Verstärkern, ZF-Filtern usw. in dB, kann durch ein Butterworth-Filter 5. Ordnung genähert werden:

$$g_{ZF}(f) = a_{B,i}(f, f_{ZF}, B) \quad (2-19)$$

Mit:

i : Ordnung des Butterworth-Filters, hier $i = 5$

f_{ZF} : Zwischenfrequenz, z.B. $f_{ZF} = 35.42$ MHz

B : Bandbreite, Erfahrungswerte für B sind:

$B = 1.9$ bis 2.2 MHz für C/A-Code-Empfänger, theoretischer Wert $B_C = 2.046$ MHz

$B = 19$ bis 22 MHz für P(Y)-Code-Empfänger, theoretischer Wert $B_C = 20.46$ MHz

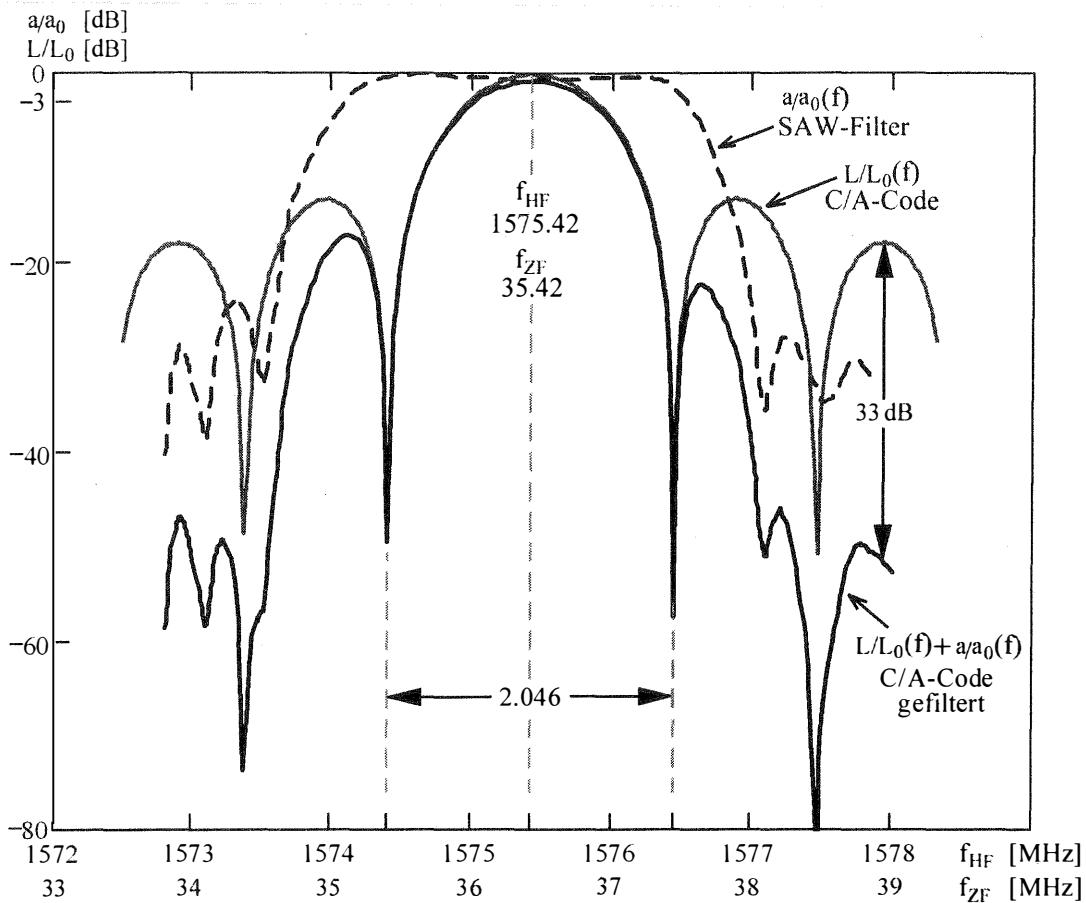


Abb. 2-7: Wirkung eines SAW-Filters auf das Leistungsdichtespektrum von GPS

Eine weitere Filterung der Signale ergibt sich durch die Übertragungsfunktion der Regelschleifen im Digitalteil des Empfängers. Diese synchronisieren eine selbsterzeugte Kopie des Satellitensignals mit dem Empfangssignal. Dabei übernimmt eine Phasenregelschleife die Synchronisation der Träger und eine Code-Regelschleife die Synchronisation der Codes (Kapitel 2.3). Man kann eine DLL bzw. eine PLL als Bandpass-Filter mit variabler Mittenfrequenz betrachten. Dabei bestimmt die Bandbreite des Schleifenfilters maßgeblich die Bandbreite des zur entsprechenden Regelschleife äquivalenten Bandpass-Filters ([Best, R., 1982], [Hartl, P., 1988]). Nur die Rauschleistung innerhalb der Bandbreite des äquivalenten Bandpass-Filters wirkt sich auf den Nachführfehler des generierten Signals aus. Die Frequenzen der zu DLL und PLL gehörenden Oszillatoren bzw. die Mittenfrequenzen der äquivalenten Bandpass-Filter werden ständig der Doppler-Verschiebung des GPS-Signals angepasst. Die Bandbreiten von DLL und PLL müssen dabei mindestens so groß wie die Unsicherheit der Doppler-Verschiebung von Code-Takt bzw. Trägerfrequenz des empfangenen Signals sein. Im Allgemeinen beträgt die Bandbreite der DLL 1 Hz [Eisfeller, B., 1997]. Sie kann laut [Fenton, P., et al., 1991] bei bestimmten Empfängern durch Software bis auf 1/30 Hz verringert werden. Bei der PLL sind Bandbreiten zwischen 10 und 20 Hz üblich [GPS-ICD200C].

Im Digitalteil des Empfängers werden überwiegend sogenannte Integrate & Dump-Filter (I&D-Filter) verwendet. Ein I&D-Filter summiert innerhalb eines Zeitintervalls T die an seinem Eingang liegenden Werte auf. Der akkumulierte Endwert wird dann am Ende des Intervalls ausgegeben und der Zählerstand wieder auf Null zurückgesetzt.

Dieser Vorgang wiederholt sich regelmäßig. Dabei bestimmt die Länge des Zeitintervalls T die Grenzfrequenz des zum I&D-Filter äquivalenten Tiefpass-Filters. Der Frequenzgang eines I&D-Filters ist (siehe Gl. (A-13) im Anhang A.5):

$$H(f) = T \cdot \text{SINC}(\pi T f) \cdot e^{-j(\pi T f)} \quad (2-20)$$

Mit:

$T = M \cdot \Delta t$: Integrationszeit, z.B. 20 ms

M : Zahl der aufsummierten Werte $M \geq 40920$ beim C/A-Code

Δt : Abstand zwischen zwei Abtastwerten

Das I&D-Filter entspricht im Basisband einem Tiefpass-Filter mit einer äquivalenten Rauschbandbreite von $1/T$ (Gl. (A-16). Im Zwischenfrequenzbereich ist die Rauschbandbreite doppelt so groß, d.h. $B_{ID} = 2/T$ (siehe Anhang, Kap. A.8). Es ist üblich über die Dauer eines Daten-Bits von $T = 20$ ms zu integrieren. Dies entspricht einer Filterung mit einer Bandbreite von 100 Hz. Auf Grund des Abtasttheorems ist es notwendig jedes Code-Chip mindestens zweimal abzutasten, so dass bei 1023 Code-Chips pro ms beim C/A-Code $M \geq 40920$ Werte aufsummiert werden müssen. Manche GPS-Empfänger verwenden jedoch auch Integrationszeiten von $T = 1$ ms [Fenton, P., et al., 1991]. Dies entspricht einer Bandbreite von $B_{ID} = 2$ kHz.

2.2.5 Mischer

In einem Mischer wird die Mittenfrequenz eines Signals verschoben, indem man das Signal mit dem von einem Oszillator erzeugten Signal multipliziert. Durch die Multiplikation zweier sinus-förmiger Signale entsteht ein neues Signal nach folgender Gleichung:

$$[A \cdot \sin(\omega_1 t)] \cdot [2 \cdot \sin(\omega_2 t)] = \underline{A \cdot \sin[(\omega_1 - \omega_2) \cdot t]} - A \cdot \sin[(\omega_1 + \omega_2) \cdot t] \quad (2-21)$$

Mit:

A : Amplitude des Eingangssignals

$A \cdot \sin(\omega_1 t)$: Eingangssignal

$2 \cdot \sin(\omega_2 t)$: Signal des Oszillators

ω_1, ω_2 : Kreisfrequenzen der beiden Signale

$A \cdot \sin[(\omega_1 - \omega_2) \cdot t]$: Ausgangssignal beim Heruntermischen nach dem Filter

Das Mischsignal besteht aus einem Term, der die Summe der beiden Frequenzen enthält und einem zweiten Term mit der Differenz der beiden Frequenzen. Beim Heruntermischen eines Signals wird die Komponente mit der Differenzfrequenz, beim Hochmischen die Komponente mit der Summenfrequenz ausgewählt. Der jeweils unerwünschte weitere Term wird durch ein geeignetes Filter eliminiert. Um durch die Mischung die Signalamplitude nicht zu verändern, wird für theoretische Betrachtungen oft das Eingangssignal mit dem Term $2 \cdot \sin(\omega t)$ gemischt. Dadurch bleibt das Signal bis auf die Frequenzverschiebung unverändert. Dies gilt auch für das Rauschen und Störsignale, so dass durch diesen Ansatz das Signal- zu Rauschleistungsverhältnis S/N und das Signal- zu Störleistungsverhältnis S/J nicht beeinflusst werden.

2.2.6 Oszillatoren

Im GPS-Empfänger werden zur Herabsetzung der Signalfrequenz und zur Erzeugung einer Kopie des GPS-Signals Oszillatoren benötigt. Diese erzeugen sinus-, rechteck-, oder sägezahn-förmige Signale der gewünschten Frequenz. Für die Erzeugung einer zum GPS-Signal synchronen Kopie benötigt man Oszillatoren, deren Frequenz entweder durch eine Spannung, wie beim spannungsgesteuerten Oszillator (Voltage Controlled Oscillator = VCO), oder durch eine digitale Variable, wie beim numerisch gesteuerten Oszillator, (Numerically Controlled Oscillator = NCO) einstellbar ist. Im Digitalteil des Empfängers werden numerisch gesteuerte Oszillatoren eingesetzt. Bei der Realisierung eines numerisch gesteuerten Oszillators wird die Zeit durch den laufenden Index des Abtastwertes repräsentiert. Der Wert eines Phasenakkumulators wird zu äquidistanten Zeiten $i \cdot \Delta t$ jeweils um das Phaseninkrement k_0 erhöht. Danach wird der Sinus des aktuellen Zählerstands gebildet bzw. der Zählerstand dazu benutzt um nach der Modulo-Division durch die Gesamtzahl der Tabellenwerte aus einer Sinus-Tabelle den zur Phase gehörenden Sinus-Wert auszulesen. Soll beispielsweise die Frequenz des erzeugten Signals erhöht werden, so muss das Phaseninkrement zusätzlich um den Wert Δk erhöht werden, bevor es zum Zählerstand des Phasenakkumulators addiert wird. Der Wert des Phasenakkumulators erlaubt dabei außerdem den Zugriff auf die Phase des Signals, bzw. die Zahl der ganzen Perioden. Ein rechteck-förmiges Signal, das den PN-Code repräsentiert, kann leicht in ähnlicher Weise generiert und seine Phase kann auf die gleiche Art variiert werden.

2.2.7 Automatische Verstärkungsregelung und Analog/Digital-Wandler

Die Automatische Verstärkungsregelung (AGC) dient dazu, eine Variation des Signalpegels am A/D-Wandler auf Grund von Streuung oder Temperaturabhängigkeit der Bauteile oder Variation der Länge des Antennenkabels durch die Anpassung der Verstärkung auszugleichen. Das GPS-Signal ist am A/D-Wandler noch PN-moduliert und damit im Rauschen verborgen. Daher hält die AGC unabhängig von der Stärke des empfangenen GPS-Signals den Rauschpegel am A/D-Wandler konstant. Im A/D-Wandler wird das Signal mit einer Abtastfrequenz f_S ($S = \text{sample}$), abgetastet. Nach Nyquist muss die Abtastfrequenz größer als die zweifache Bandbreite des Signals im Basisband sein d.h. $f_S > 2 \cdot f_C$. Man unterscheidet A/D-Wandler nach ihrer Wortbreite, die in Bit angegeben wird. Aus einer Wortbreite von n Bit resultieren 2^n Quantisierungsstufen. Bereits mit einem 1 Bit-Wandler lässt sich ein GPS-Empfänger realisieren, jedoch muss man dabei ein entsprechend starkes Quantisierungsrauschen in Kauf nehmen. Bei Verwendung eines 1-Bit Wandlers erhöht sich durch das Quantisierungsrauschen die Gesamttrauschzahl des Empfängers um 1.97 dB, bei einem 2 Bit-Wandler um 1.73 dB (siehe Kapitel 3.4, Abb. 3-7). A/D-Wandler mit mehr als 3 Bit bieten den Vorteil, dass man bei ihrer Verwendung die Möglichkeit hat, verschiedene Filtertechniken im Zeit- oder im Frequenzbereich zur Unterdrückung von Störsignalen einzusetzen.

2.3 Gewinnung der GPS-Rohdaten

Jeder Satellitenkanal bestimmt für einen vom Navigationsrechner ausgewählten Satelliten die Pseudolaufzeit und die integrierte Trägerphase. Man bezeichnet diese Messergebnisse als Rohdaten. Aus diesen Rohdaten kann der Navigationsrechner dann Position, Verschiebung der Empfängeruhrzeit gegenüber der GPS-Zeit und andere gewünschte Größen berechnen. Der einzelne Satellitenkanal des Digitalteils erhält das vom A/D-Wandler abgetastete Empfangssignal. Dieses Signal besteht aus einem Gemisch der Signale aller empfangenen Satelliten.

Der Navigationsrechner bestimmt auf Grund seiner Informationen über die voraussichtlich am betreffenden Ort, zur aktuellen Zeit empfangbaren Satelliten, die von seinen Satellitenkanälen auszuwertenden Satellitensignale. In den Satellitenkanälen wird dann durch Modulation eines Oszillatorsignals mit dem selbsterzeugten Code des betreffenden Satelliten eine Kopie des GPS-Signals des ausgesuchten Satelliten erzeugt. Dabei wird versucht, sowohl die durch die Signallaufzeit bedingte Verschiebung des Codes des empfangenen Signals, als auch den Versatz der Trägerfrequenz auf Grund der durch die Bewegung erzeugten Doppler-Frequenz, möglichst gut voraus zu berechnen.

Im Laufe einer sogenannten Akquisitionsphase werden die Verschiebungen zwischen dem empfangenen Signal und der Kopie durch Nachführung der Kopie bis auf einen geringen Restfehler eliminiert. Anschließend müssen die durch die ständige Bewegung zwischen Satellit und Empfänger bedingten Verschiebungen von Code und Frequenz laufend kompensiert werden. Dabei sorgt eine Code-Regelschleife für die Nachführung des Codes und eine Phasenregelschleife für die Nachführung des Trägersignals der Kopie. Die Verschiebung der Code-Phase und Doppler-Frequenz der Signalkopie, die notwendig ist, um sie mit dem Satellitensignal zu synchronisieren, dient dazu die Laufzeit des Signals zu bestimmen.

2.3.1 Code-Regelschleife

Die bei GPS verwendeten PN-Codes sind sowohl zu einer verschobenen Kopie des gleichen Codes, wie auch zu den Codes anderer GPS-Satelliten näherungsweise orthogonal. Die erste Eigenschaft ist wichtig, um eine Laufzeitmessung durchführen zu können, die zweite um die Signale verschiedener Satelliten, die auf der gleichen Frequenz senden, voneinander trennen zu können. Die erwähnten Eigenschaften zeigen sich an der Autokorrelationsfunktion (AKF) der einzelnen Codes und an den Kreuzkorrelationsfunktionen (KKF) zwischen den verschiedenen Codes. Eine Kreuzkorrelationsfunktion wird dadurch ermittelt, dass man das Produkt zweier Funktionen über die Zeit integriert und das Integral als Funktion der Verschiebung zwischen den Funktionen angibt (Gl. (2-22)). Sind beide Funktionen identisch, so wird die Kreuzkorrelationsfunktion zur Autokorrelationsfunktion (Gl. (2-23)). Führt man die Berechnung digital durch, so geht das Integral in eine Summe über (Gln. (2-24) bzw. (2-25)).

KKF allgemein: $K(\tau) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T X(t) \cdot Y(t - \tau) dt \quad (2-22)$	AKF allgemein: $R(\tau) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T X(t) \cdot X(t - \tau) dt \quad (2-23)$
KKF von Codes, diskret: $K(k) = \frac{1}{2N} \sum_{r=-n, n \neq 0}^{+n} c_i(r) \cdot c_j(r - k) \quad (2-24)$	AKF von Codes, diskret: $R(k) = \frac{1}{2N} \sum_{r=-n, n \neq 0}^{+n} c_i(r) \cdot c_i(r - k) \quad (2-25)$

Mit:

$X(t), Y(t)$: betrachtete Funktionen

τ : zeitliche Verschiebung

T : Periodendauer der Funktionen

$c_i(r), c_j(r)$: r -tes Code-Chip eines Codes mit der Nummer i bzw. j ,
wobei für negative r , der betreffende Code periodisch fortgesetzt wird

- n : Gesamtzahl der Chips eines Codes innerhalb einer Periode des Codes,
z.B. $n = 1023$ beim C/A-Code
- k : Verschiebung zwischen den beiden Codes

Die Abb. 2-8 zeigt den Verlauf der AKF eines PN-Codes.

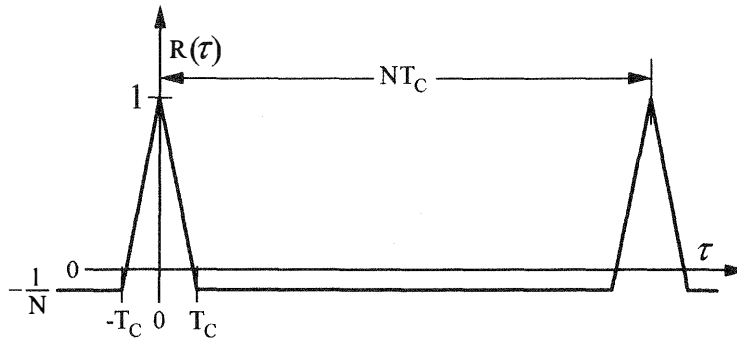


Abb. 2-8: AKF eines idealen PN-Codes

In einer analogen Code-Regelschleife wird die Multiplikationsoperation bei der Berechnung der Korrelationsfunktion durch eine Mischung realisiert. Die Berechnung des Integrals bzw. der Summe übernimmt ein Tiefpassfilter. Für die präzise Laufzeitmessung muss die Verschiebung zwischen den Codes bis auf Bruchteile einer Chip-Länge bestimmt werden. Dafür benötigt man einen entsprechenden Diskriminator, der ein Fehlersignal liefert, dessen Amplitude proportional zur Verschiebung τ zwischen den Codes ist. Im Diskriminator wird der empfangene Code einmal mit einem um ein Chip nach vorne versetzten Code (Early-Code), und ein weiteres mal mit einem um 1 Chip nach hinten versetzten Code (Late-Code) korreliert. Danach wird die Differenz der beiden Ergebnisse gebildet. Die Abb. 2-9 zeigt die Entstehung der S-förmigen Diskriminatorkennlinie $S(\tau)$ (auch S-Kurve genannt) durch die Differenzbildung zweier versetzter Autokorrelationsfunktionen. In neueren Empfängern ist es üblich statt einem Versatz von $d = 1$ Chip Versätze von $d = 1/2$ bis zu $d = 1/8$ Chip zu verwenden.

Mit dem Fehlersignal $S(\tau)$, dessen Amplitude im Bereich $|\tau| < d/2$ linear mit dem Versatz τ der Codes wächst, kann die Frequenz eines spannungsgesteuerten Oszillators (Voltage Controlled Oszillator = VCO) geregelt werden, der das Taktsignal für den Code-Generator erzeugt. Auf diese Weise wird der Takt des erzeugten Codes erhöht, wenn dieser gegenüber dem empfangenen Code nacheilt und umgekehrt. Das Fehlersignal wird von einem Schleifenfilter geglättet (Abb. 2-10). Dabei wird die Bandbreite und damit die Rauschleistung um ca. den Faktor 10 reduziert. Nach dem Einschwingen der Code-Regelschleife in der Akquisitionsphase ist der erzeugte Code zum empfangenen Code näherungsweise synchron.

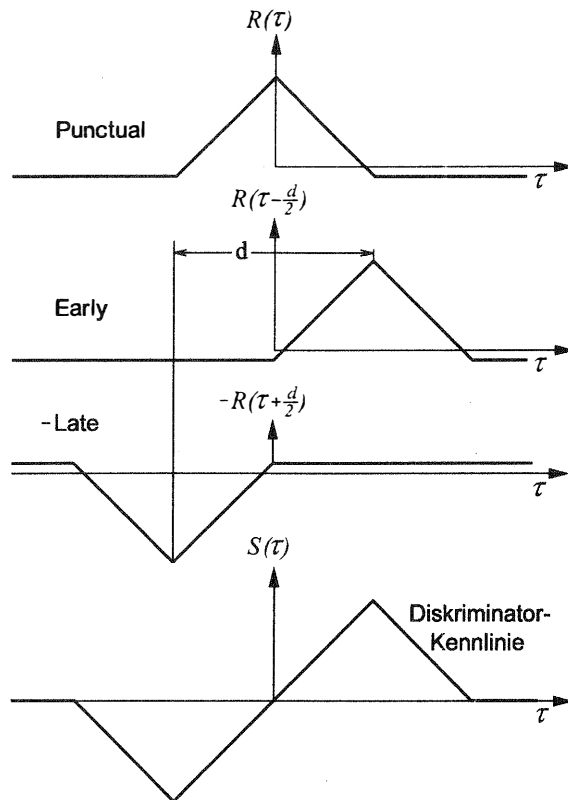


Abb. 2-9: Entstehung der Kennlinie eines einfachen DLL-Diskriminators mit $d = 1$

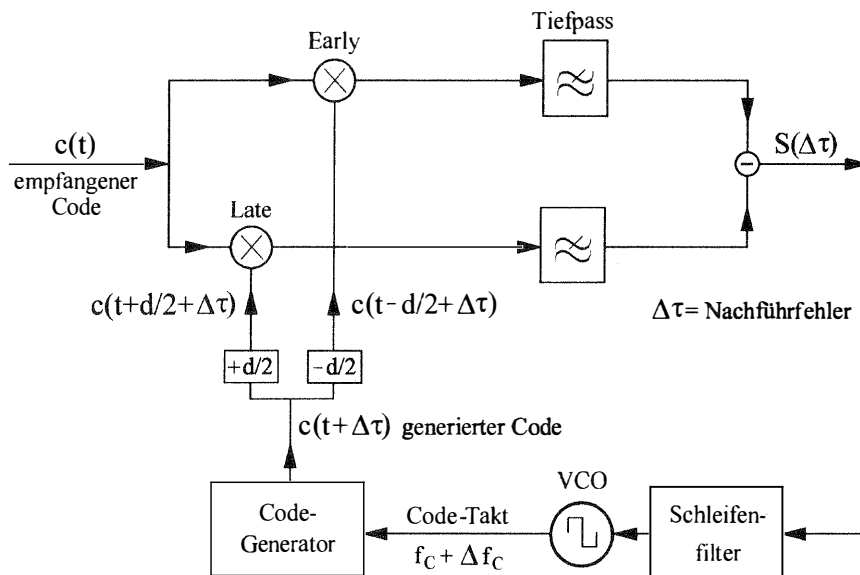


Abb. 2-10: Prinzip einer Code-Regelschleife

2.3.2 Phasenregelschleife und Daten-Demodulation

Mit Hilfe der Phasenregelschleife (PLL) wird ein selbsterzeugtes, sinus-förmiges Trägersignal durch Multiplikation und anschließende Integration mit dem empfangenen Signal korreliert. Dabei wird die Multiplikation mit Hilfe eines Mixers und die Integration durch ein Tiefpass-Filter realisiert. Die Amplitude des Ausgangssignals ist näherungsweise zum zeitlichen Versatz der beiden Signale, d.h. zum Phasenachführfehler, proportional.

Auf Grund der binären Phasenmodulation des Trägers mit dem Code $c(t)$ und den Daten $d(t)$ ändert sich die Phase des Empfangssignals im Takt der Code-Frequenz immer wieder um 180° . Solche Phasensprünge würden bei einer einfachen Phasenregelschleife ein Ausrasten verursachen. Die weit verbreitete der Phasenregelschleife nach Costas (Costas-Loop) stellt eine Möglichkeit dar, trotz der Phasensprünge den Oszillator mit dem Empfangssignal zu synchronisieren. Eine Alternative wäre die Quadrierung des Empfangssignals in einer sogenannten Squaring-Loop.

Hier soll exemplarisch die Funktionsweise der Costas-Loop erläutert werden. Sie erhält das Ausgangssignal des HF-Teils (Abb. 2-3) als Eingangssignals. Dieses wird auf zwei Signalpfade verteilt (Abb. 2-11). Danach wird es in einem Pfad direkt mit dem von einem VCO erzeugten Signal $2 \cdot \cos(\omega t)$ gemischt. Man bezeichnet den Signalpfad in dem dies geschieht als „I-Kanal“ bzw. „I-Zweig“ (I = in Phase). Das Eingangssignal wird im zweiten Signalpfad mit dem um 90° verschobenen VCO-Signal $2 \cdot \sin(\omega t)$ gemischt (Abb. 2-11). Diesen Signalpfad bezeichnet man als „Q-Kanal“ bzw. „Q-Zweig“ (Q = Quadratur Phase). Die beiden durch die Mischung entstandenen Signale werden durch Tiefpässe gefiltert, um die Mischprodukte mit der doppelten Frequenz zu eliminieren. Danach bleiben nur Terme übrig, die alleine vom Nachführfehler der Phase $\Delta\varphi$ abhängen. Das Vorzeichen des Produkts dieser beiden Terme ist unabhängig vom Vorzeichen der beiden einzelnen Terme, so dass durch die Multiplikation die Phasensprünge eliminiert werden. Auf diese Weise ist es möglich den VCO mit einem Fehlersignal zu steuern, das von den Phasensprüngen unabhängig ist.

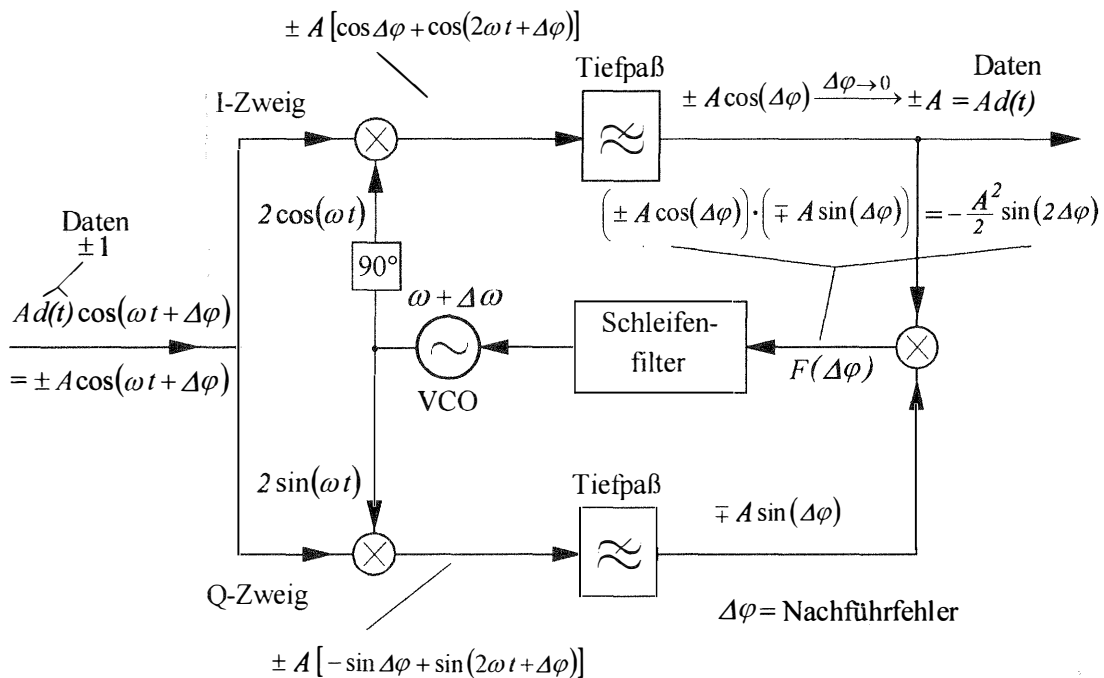


Abb. 2-11: Phasenregelschleife nach Costas

Das entstandene Fehlersignal $F(\Delta\varphi)$ ist proportional zu $\sin(2 \cdot \Delta\varphi)$ und damit für kleine $\Delta\varphi$ entsprechend proportional zum Fehler $\Delta\varphi$. Es wird von einem Schleifenfilter geglättet und dem VCO zugeführt. Auf diese Weise erhöht sich bei nachziehender Phase des VCO die Frequenz ω und der Phasenfehler wird dadurch ausgeglichen. Bei voreilender Phase wird ω entsprechend verringert.

Nach einer Einschwingzeit der Regelschleife, während der Akquisitionsphase beim ersten Empfang des Satelliten, ist der Nachführfehler der Phase $\Delta\varphi \approx 0$. Am Datenausgang liegt dann je nach dem Wert des aktuell empfangenen Daten-Bits (true = +1 bzw. false = -1) die Spannung +A oder -A. Ein Datendetektor gewinnt aus dem Vorzeichen dieser Spannung das aktuell empfangene Daten-Bit.

2.3.3 Digitale Realisierung der Regelschleifen

In modernen Empfängern werden die Code- und Phasenregelschleifen digital realisiert [Ward, P., 1998]. Das Ausgangssignal des HF-Teils (Abb. 2-3) wird von einem A/D-Wandler abgetastet. Die spannungsgesteuerten Oszillatoren VCOs werden durch numerisch gesteuerte NCOs ersetzt. Die Mischer werden durch digitale Multiplikatoren ersetzt. Die Tiefpass-Filter von Code- und Phasenregelschleife sind als Integrate and Dump-Filter realisiert. Die I&D-Filter summieren regelmäßig innerhalb der Dauer eines Daten-Bits von 20 ms alle am Eingang eingespeisten Werte auf, geben das Ergebnis aus und werden anschließend zurückgesetzt. Das Ausgangssignal eines einzelnen I&D-Filters kann zur Ermittlung eines Schätzwerts für die Signalstärke im einzelnen Kanal herangezogen werden. Der Träger-NCO arbeitet mit Wertetabellen der Sinus- und Kosinus-Funktionen und variiert die Frequenz des ausgegebenen Signals dadurch, dass er abhängig von einem digitalen Steuerwort an seinem Eingang die Tabellenwerte schneller oder langsamer ausgibt.

Das abgetastete Signal wird auf einen I-Zweig und einen Q-Zweig verteilt. Im I-Pfad werden die Abtastwerte mit den Werten der Kosinus-Tabelle des Träger-NCO multipliziert und im Q-Pfad entsprechend mit den Werten aus der Sinus-Tabelle (Abb. 2-12). In beiden Signalpfaden wird das Ergebnis der ersten Multiplikation dann mit einer frühen (Early = E), einer späten (Late = L) und einer pünktlichen Code-Sequenz (Punctual = P) multipliziert. Die Ergebnisse dieser Multiplikationen (IE = früher I-Kanal, QE = früher Q-Kanal, IL = später I-Kanal, QL = später Q-Kanal, IP = pünktlicher I-Kanal, QP = pünktlicher Q-Kanal) werden danach von den I&D-Filtern akkumuliert. Stimmen bei Multiplikation Code-Bits überein z.B. (1 und 1) oder (-1 und -1) so ist das Ergebnis der Akkumulation positiv und der Zählerstand des betreffenden I&D-Filters nimmt zu. Stimmen sie nicht überein, so ist das Ergebnis negativ und der Zählerstand nimmt durch den aktuell eingespeisten Wert wieder ab.

Auch die Diskriminatoren und Schleifenfilter werden digital realisiert (siehe Kapitel 2.3.4 und 2.3.6). Die Abb. 2-12 zeigt die digitale Realisierung einer Code-Regelschleife. Für die Demodulation der Daten und für die digitale Phasenregelschleife wird das Empfangssignal in weiteren Signalzweigen nach der Multiplikation mit Sinus-Termen und Kosinus-Termen mit dem pünktlichen generierten Code (Punctual Code) multipliziert (Abb. 2-13, Abb. 2-14). Dadurch entstehen die Signale IP und QP. Die digitale Phasenregelschleife sorgt mit Hilfe des Phasendiskriminators und des Schleifenfilters für die Synchronisation des numerisch gesteuerten Oszillators mit dem Träger des Empfangssignals. Sowohl bei der Code- als auch bei der Phasenregelschleife erzeugt ein Schleifenfilter aus dem Nachführfehler des Codes bzw. der Phase des Trägers einen Korrekturwert für die Frequenz des zugehörigen Oszillators.

Code- und Phasenregelschleifen arbeiten im Empfänger gemeinsam und gleichzeitig, um die generierte Signalkopie mit dem Empfangssignal ständig zu synchronisieren (Abb. 2-14). Der Pseudo-Doppler des Empfangssignals wird vom Steuersignal des NCO repräsentiert. Der Doppler-Versatz der Code-Taktfrequenz des Empfangssignals ist um das Verhältnis von Trägerfrequenz f_{HF} (d.h. f_{L1} bzw. f_{L2}) zu Code-Taktfrequenz f_C geringer. Dividiert man das Steuersignal des NCO durch diesen Faktor, so kann das Ergebnis zur Nachführung des Codes benutzt werden. Man nennt dies Trägerstützung der Code-Regelschleife (DLL).

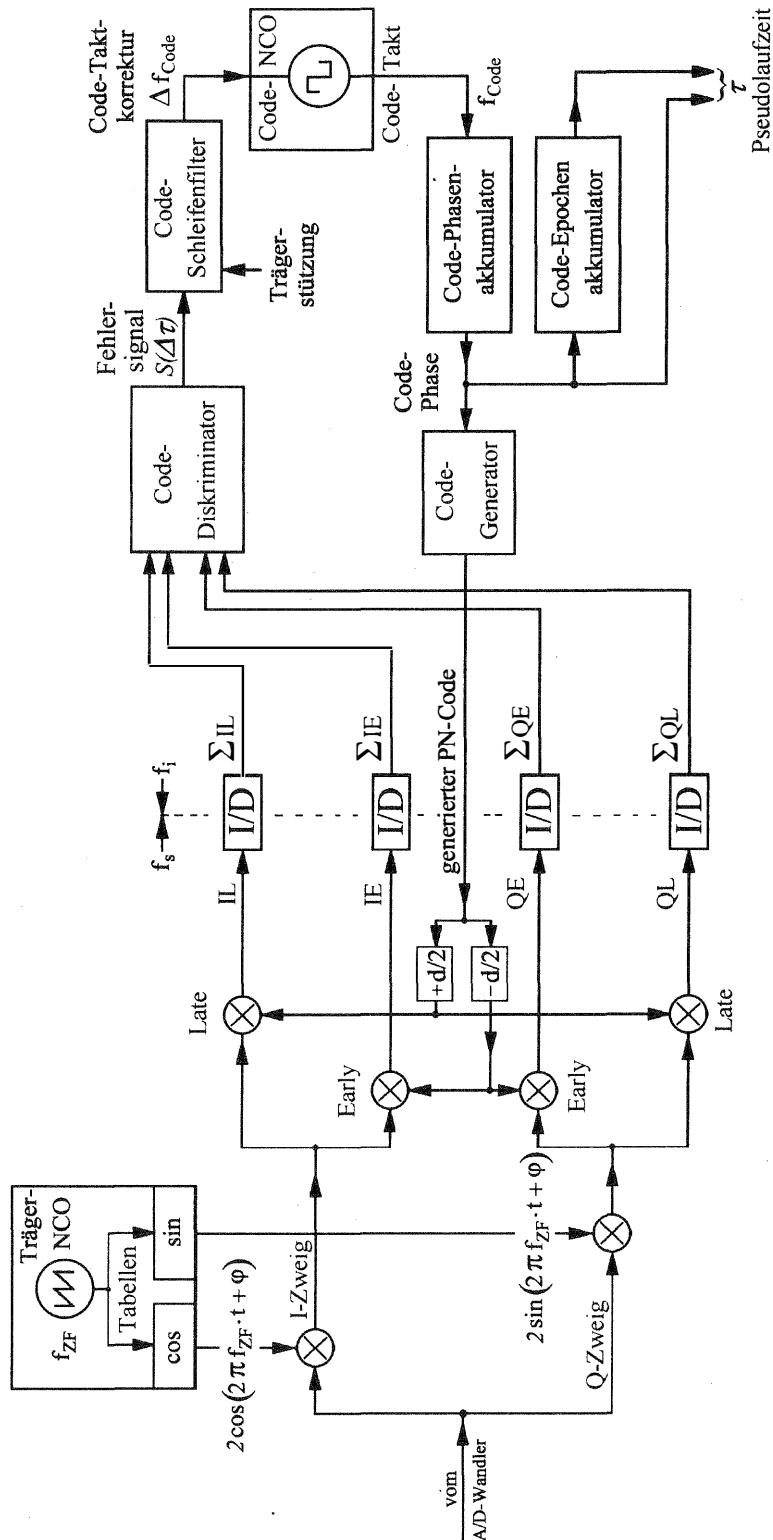


Abb. 2-12: Digitale Code-Regelschleife

Abb. 2-13: Digitale Phasenregelschleife

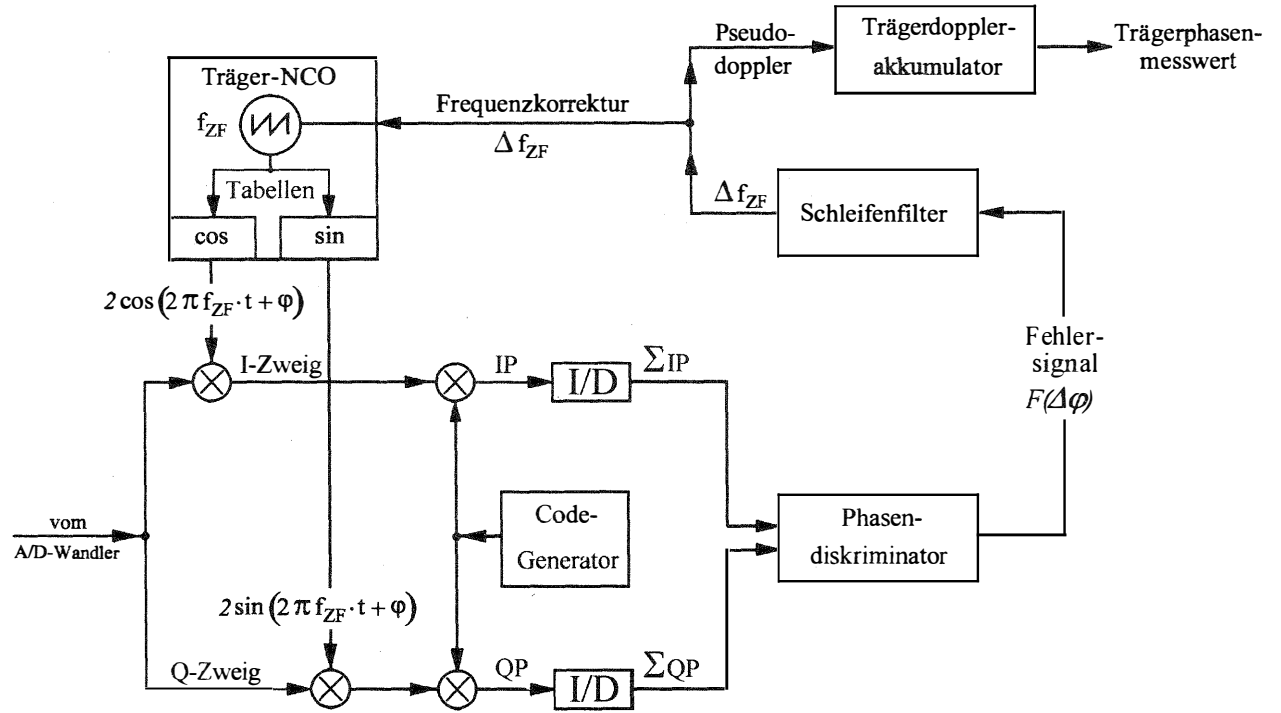
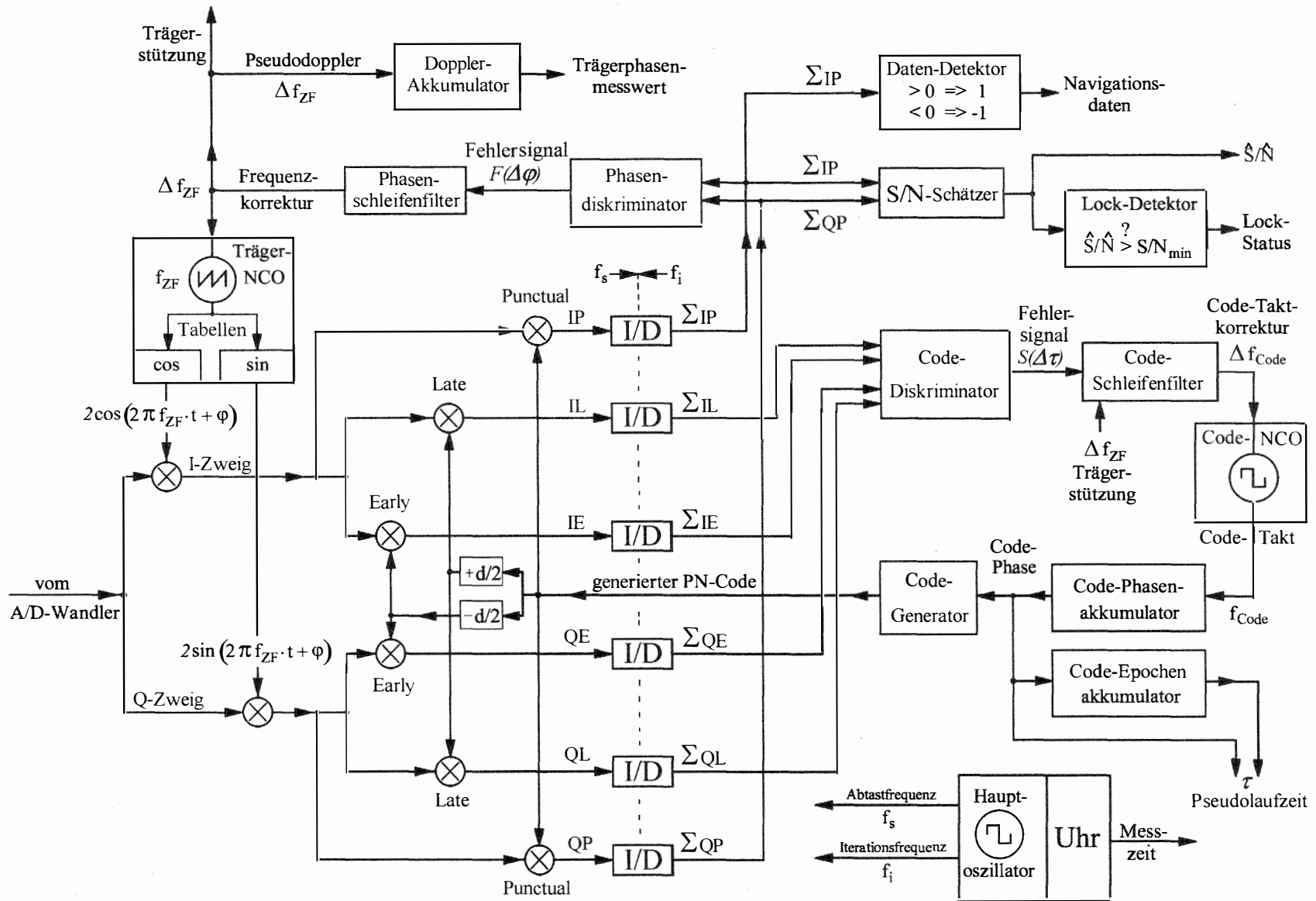


Abb. 2-14: Grundstruktur eines Satellitenkanals



2.3.4 Messung der Pseudorange

Die Ausgangssignale der I&D-Filter in den Early- und Late-Signalfaden werden mit Hilfe eines Code-Diskriminators zu einem Fehlersignal verarbeitet, das zur Synchronisation der DLL dient (Abb. 2-14). Es gibt verschiedene Möglichkeiten einen Code-Diskriminator zu realisieren [Ward, P., 1998]. Diese unterscheiden sich vor allem durch die Art und Weise, wie aus den Early- bzw. Late-Signalen die Diskriminatorkennlinie $S(\Delta\tau)$ gebildet wird. Die näherungsweise S-förmige Diskriminatorkennlinie ist eine Funktion der Verschiebung $\Delta\tau$ zwischen den Codes. Die einfachste Möglichkeit einen Diskriminator zu realisieren stellt der „**kohärente Early-Late-Diskriminator**“ dar (vgl. Abb. 2-10):

$$S_k(\Delta\tau) = \left(\sum IE\right) - \left(\sum IL\right) \quad (2-26)$$

Da während der Akquisition der Nachführfehler der Phase noch nicht vernachlässigbar klein ist, werden Diskriminatoren benötigt, die zusätzlich die Quadratursignale $\sum QE$ und $\sum QL$ verwenden. Eine Möglichkeit ist die Verwendung des „**inkohärenten Early-Late-Leistungs-Diskriminators**“:

$$S_{ik}(\Delta\tau) = \left(\left(\sum IE\right)^2 + \left(\sum QE\right)^2\right) - \left(\left(\sum IL\right)^2 + \left(\sum QL\right)^2\right) \quad (2-27)$$

Er bestimmt die Differenz der Signalleistungen im Early und im Late-Kanal. Dieser Diskriminator hat den Nachteil, dass sich die Steigung seiner Kennlinie mit der Stärke des Empfangssignals ändert. Daher ist eine Normierung auf die Signalleistung sinnvoll. Die wird durch die Verwendung des „**normierten, inkohärenten Early-Late-Einhüllenden Diskriminators**“ erreicht:

$$S_n(\Delta\tau) = \frac{\sqrt{\left(\sum IE\right)^2 + \left(\sum QE\right)^2} - \sqrt{\left(\sum IL\right)^2 + \left(\sum QL\right)^2}}{\sqrt{\left(\sum IE\right)^2 + \left(\sum QE\right)^2} + \sqrt{\left(\sum IL\right)^2 + \left(\sum QL\right)^2}} \quad (2-28)$$

Das vom Diskriminator erzeugte Fehlersignal $S(\Delta\tau)$ ist zum Nachführfehler $\Delta\tau$ des Codes proportional. Dieser Nachführfehler entsteht durch die Änderung der Entfernung zwischen Satellit und Empfänger und durch die Drift der Frequenz der Oszillatoren in Satellit und Empfänger. Das Schleifenfilter des Code-Regelkreises erzeugt aus dem Fehlersignal einen Korrekturwert für die Frequenz des Code-Taktoszillators (Code-NCO). Eilt der generierte Code gegenüber dem empfangenen nach, so wird die Frequenz des Code-Takts f_C leicht erhöht, im umgekehrten Fall wird sie geringfügig verringert.

Wie in Kapitel 2.2.6 bereits erwähnt, wird ein NCO dadurch realisiert, dass der Zählerstand eines Phasenakkumulators zu äquidistanten Zeiten um ein Phaseninkrement k , das aus einem festen Anteil k_0 und einem variablen Anteil Δk besteht, erhöht wird. Der variable Anteil des Phaseninkrements wird aus dem vom Schleifenfilter geglätteten Nachführfehler gewonnen und sorgt für die zum Ausgleich des Nachführfehlers notwendige Erhöhung oder Erniedrigung der Oszillatorfrequenz. Der Zählerstand des Phasenakkumulators des Code-NCO repräsentiert die Code-Phase der Signalkopie, d.h. den Teil einer ganzen Code-Sequenz die vom Code-Generator bereits erzeugt wurde.

Nachdem eine volle Code-Sequenz ausgegeben wurde, wird der Phasenakkumulator zurückgesetzt und ein Epochenzähler, der die Zahl der ganzen Code-Sequenzen zählt, um 1 erhöht. Zu regelmäßigen Zeiten (z.B. einmal pro Sekunde) werden Code-Epochenzähler und Code-Phasenakkumulator ausgelesen. Sie geben an, welche zeitliche Verschiebung τ des generierten Codes notwendig war, um ihn seit der Akquisition oder dem letzten Überlauf des Code-Epochenzählers mit dem empfangenen Code synchron zu halten. Diese zeitliche Verschiebung resultiert im Wesentlichen aus der Laufzeit des Signals, enthält aber auch einen Anteil, der durch die zeitliche Verschiebung zwischen den Uhrzeiten von Satellit und Empfänger stammt. Man bezeichnet τ deshalb als Pseudolaufzeit. Aus der gemessenen Pseudolaufzeit τ kann durch Multiplikation mit der Ausbreitungsgeschwindigkeit c die Pseudorange ρ berechnet werden:

$$\rho = c \cdot \tau \quad (2-29)$$

2.3.5 Verarbeitung des P- und des Y-Codes

Die in Kapitel 2.3.1 beschriebene Code-Regelschleife kann für die Auswertung des P-Codes in gleicher Weise realisiert werden. Wie bereits in Kapitel 2.1 erwähnt wurde, ist der P-Code die meiste Zeit durch den für den zivilen Nutzer unbekanntem W-Code verschlüsselt. Durch die Verknüpfung des P-Codes mit dem W-Code entsteht der Y-Code. Die Nutzung des Y-Codes ist erforderlich, wenn das L2-Signal ausgewertet werden soll. Beim Empfang des C/A-Codes werden durch die Mischung des empfangenen Codes mit dem identischen generierten Code, die vom Code verursachten Phasensprünge des Trägers (Abb. 2-1) rückgängig gemacht. Dadurch dass der Y-Code zivilen Nutzern unbekannt ist, gelingt dies beim Y-Code jedoch nicht. Es gibt verschiedene Techniken, um den Y-Code dennoch nutzen zu können ([Dierendonck, A, 1995] und [Hofmann-Wellenhof, B., et al., 1992]):

a) Kreuzkorrelation des L1 und des L2-Signals:

Bei der Kreuzkorrelation des L2-Signals mit dem L1-Signal, wird das empfangene L1-Signal mit dem L2-Signal multipliziert. Das Ergebnis dieser Multiplikation wird durch ein Filter integriert, wobei das Korrelationsintegral bestimmt wird. Bedingt durch unterschiedliche Ausbreitungsgeschwindigkeiten der beiden Signale in der Ionosphäre sind sie beim Empfang nicht mehr synchron. Sie werden mit Hilfe einer Regelschleife soweit gegeneinander verschoben, bis das Korrelationsintegral maximal wird. Aus der für die Maximierung notwendigen Verschiebung wird der Unterschied zwischen den Pseudoranges des L2-Signals und des L1-Signals ermittelt. Bei der Multiplikation der beiden identischen Y-Codes werden die durch den Y-Code bedingten Phasensprünge rückgängig gemacht, so dass sie die Korrelation nicht mehr stören können.

b) Korrelation mit dem P-Code und nachfolgende Quadrierung:

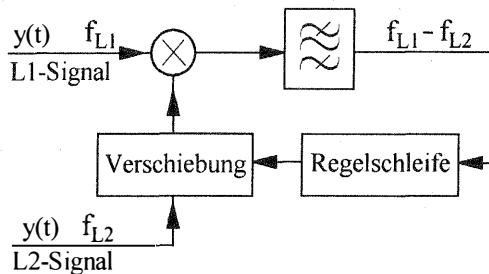
Bei dieser Technik, wird der empfangene Y-Code mit einem selbsterzeugten P-Code multipliziert. Dadurch dass der Y-Code aus dem P-Code durch Multiplikation mit dem W-Code entstand, sind Teilsequenzen des Y-Codes mit denen des P-Codes identisch. Die Phasensprünge, die zu identischen Code-Chips gehören, werden bei der Multiplikation rückgängig gemacht. Dadurch verringert sich die Bandbreite des Signals bzw. des dafür geeigneten Filters von der zweifachen Taktrate des Y-Codes (20.46 MHz) auf die zweifache Taktrate des W-Codes (1.023 MHz, vgl. Kapitel 2.1).

Durch die Reduktion der Filterbandbreite um den Faktor verringert sich die Rauschleistung nach Gl. (2-16) um 13 dB. Durch anschließendes Quadrieren werden die restlichen vom W-Code verursachten Phasensprünge eliminiert. Danach wird mit Hilfe eines Filters das Korrelationsintegral ermittelt. Eine Code-Regelschleife führt den erzeugten P-Code nach, ermittelt dabei die Verschiebung und optimiert auf diese Weise das Korrelationsintegral.

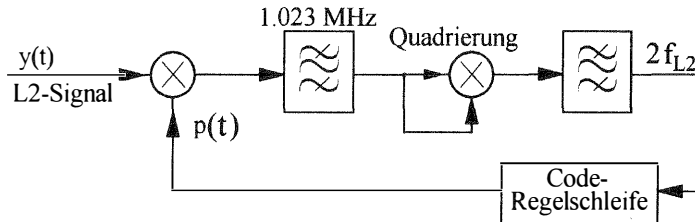
c) *Korrelation mit dem P-Code und nachfolgende Kreuzkorrelation:*

Bei dieser Technik werden die Verfahren a) und b) kombiniert. Beide empfangenen Signale (L1 und L2) werden jeweils mit dem P-Code korreliert und anschließend gekreuzkorreliert. Auch hier kann nach der Korrelation mit dem P-Code eine Filterung mit 1.023 MHz Bandbreite stattfinden.

a) Kreuzkorrelation



b) Korrelation mit P-Code und nachfolgende Quadrierung



c) Korrelation mit P-Code u. nachfolgende Kreuzkorrelation

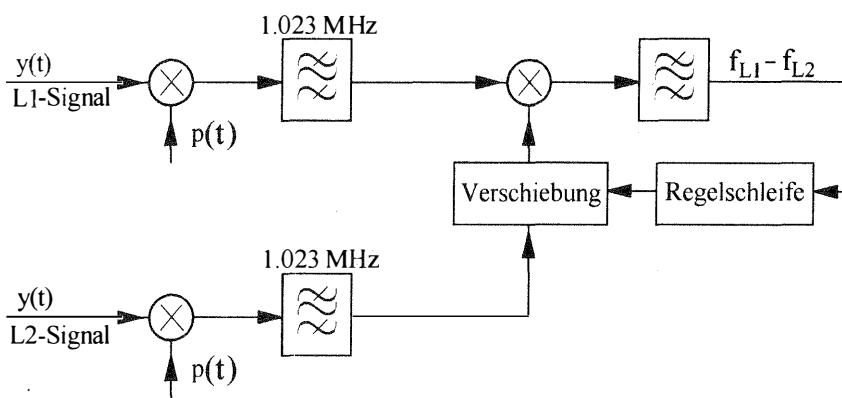


Abb. 2-15: Verschiedene Techniken zur Auswertung des Y-Codes

2.3.6 Messung der Trägerphase

Die Summen der Akkumulation in den beiden pünktlichen Zweigen (ΣIP und ΣQP) werden vom Phasendiskriminator zu einem Fehlersignal für die Phasenregelschleife $F(\Delta\varphi)$ verarbeitet, das vom Nachführfehler des Trägers $\Delta\varphi$ abhängt. Wie in Kapitel 2.3.2 bzw. in Abb. 2-11 an Hand der Costas-Loop erläutert wurde, kann man die Ausgangssignale der Integratoren (bzw. Tiefpass-Filter) des I- und des Q-Zweigs miteinander multiplizieren, um dadurch die von der BPSK-Modulation verursachten Phasensprünge zu eliminieren. Dadurch erhält man folgendes Fehlersignal:

$$F(\Delta\varphi) = \sum IP \sum QP \quad (2-30)$$

Das Schleifenfilter der Phasenregelschleife erzeugt aus dem Fehlersignal $F(\Delta\varphi)$ einen Korrekturwert für die Frequenz des Trägeroszillators (Träger NCO) Δf_{ZF} . Bleibt die Phase des generierten Trägers gegenüber dem Träger des empfangenen Signals zurück, so wird die Frequenz des Träger-NCO leicht erhöht, im umgekehrten Fall wird sie leicht verringert.

Die aktuelle Trägerfrequenz des Empfangssignals f_{HF} ist gegenüber ihrem Nominalwert um den Frequenzfehler des Satellitenoszillators Δf_{Sat} und um die von der Relativbewegung zwischen Satellit und Empfänger resultierenden Doppler-Verschiebung f_d verschoben. Ferner wird angenommen, dass der Referenzoszillator des Empfängers um den Betrag Δf_E von seiner Nominalfrequenz abweicht. Der gesamte zu kompensierende Nachführfehler des NCO wird Pseudo-Doppler genannt. Er ergibt sich wie folgt:

$$\Delta f_{ZF} = \Delta f_{Sat} + \Delta f_E + f_d \quad (2-31)$$

Mit:

Δf_{ZF} : Pseudo-Doppler

Δf_{Sat} : Abweichung der Frequenz des Satellitenoszillators

Δf_E : Abweichung der Frequenz des Empfängeroszillators

f_d : Doppler-Verschiebung des Trägers

Dabei ist:

$$f_d \approx \frac{v}{c} \cdot f_{HF} \quad (2-32)$$

Mit

v : relative Radialgeschwindigkeit zwischen Satellit und Empfänger,

f_{HF} : Trägerfrequenz

Das bei Nominalfrequenz des NCO nötige Phaseninkrement k_0 und sein vom Nachführfehler abhängiger Korrekturwert Δk ergeben sich wie folgt:

$$k_0 = 2\pi f_{ZF,0} \cdot \Delta t \quad (2-33)$$

$$\Delta k = 2\pi \Delta f_{ZF} \cdot \Delta t \quad (2-34)$$

Mit:

k_0 :	Phaseninkrement, entspricht dem Wert, um den der Träger-Phasenzähler bei der Nominalfrequenz regelmäßig erhöht wird; zeitlich konstant
Δk :	Korrektur des Phaseninkrements, um den Pseudo-Doppler zu kompensieren
$f_{ZF, 0}$:	nomielle Frequenz des Zwischenfrequenzoszillators
Δf_{ZF} :	Korrekturwert für die Trägerfrequenz, um den Phasenachführfehler zu kompensieren
Δt :	Zeitintervall zwischen zwei Abtastwerten, $\Delta t = 1/\text{Abtastfrequenz}$

Die Phaseninkremente werden als Adressen für Sinus- bzw. Kosinus-Tabellen des Träger-NCO benutzt. Ein spezieller Doppler-Akkumulator (Abb. 2-14) summiert die Korrekturen der Phaseninkremente Δk , die nötig sind, um den Phasen- und Frequenznachführfehler zu kompensieren, und gewinnt auf diese Weise den Messwert des integrierten Doppler bzw. der Trägerphase:

$$\Phi_n = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=0}^l \Delta k_n \quad (2-35)$$

Mit:

Φ_n : Trägerphase bzw. integrierter Doppler zum Zeitpunkt $n \cdot \Delta t$

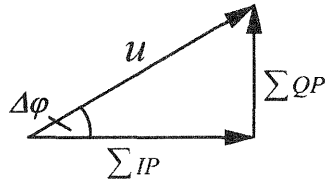
Der Wert von Φ_n entspricht - bis auf einen Anteil, der von den Fehlern der Oszillatorfrequenzen stammt - der Zahl der Trägerwellenlängen, um die sich die Entfernung zwischen Satellit und Empfänger seit dem Start bzw. Zurücksetzen des Doppler-Akkumulators geändert hat. Der Wert von Φ_n ist somit - in ähnlicher Weise wie die Pseudorange - ein vom Uhrenfehler behaftetes Maß für die Entfernung.

2.4 Signal- zu Rauschleistungsverhältnis und Akquisition

2.4.1 Signal- zu Rauschleistungsverhältnis des C/A-Codes

Bei der Akquisition des GPS-Signals versuchen die Code- und Phasenregelschleifen die im Empfänger erzeugte Kopie des GPS-Signals so lange zu verschieben, bis sie mit dem empfangenen Signal perfekt synchronisiert ist. Erst nach erfolgreicher Synchronisation kann die Messung der Pseudorange und der Trägerphase erfolgen. Das Signal- zu Rauschleistungsverhältnis S/N (Signal to Noise Ratio) nach der Korrelation dient als Maß für die Qualität des Empfangssignals und als Kriterium dafür, ob die Akquisition gelungen ist. Während das Signal- zu Rauschleistungsverhältnis vor der Korrelation C/N (Carrier to Noise Ratio) nur von der Stärke des Empfangssignals und der thermischen Rauschleistung abhängt, spielt beim S/N zusätzlich eine Rolle, wie gut es gelungen ist das selbst erzeugte GPS-Signal mit dem empfangenen Signal zu synchronisieren. Nur bei perfekter Synchronisation kann die gesamte Leistung des Empfangssignals C bei der Korrelation zurückgewonnen und damit das Messrauschen und die Bit-Fehlerrate minimiert werden.

GPS-Empfänger ermitteln einen Schätzwert \hat{S}/\hat{N} für das S/N aus den Summen ΣIP und ΣQP in den beiden Punctual-Kanälen. Diese beiden Summen können als Komponenten eines Spannungsvektors betrachtet werden, dessen Betrag sich folgendermaßen bestimmen lässt:



$$u = \sqrt{(\sum IP)^2 + (\sum QP)^2} \quad (2-36)$$

Mit:

$\sum IP, \sum QP$: Ergebnisse der Akkumulation im I- bzw. Q-Kanal bei anliegendem Signal

u : Amplitude des Punctual-Signals nach der Korrelation

Die Werte von $\sum IP$ und $\sum QP$ entstehen durch Summation einer großer Anzahl verrauschter Abtastwerte. Sie sind deshalb nach dem Zentralen Grenzwertsatz näherungsweise Gauß-verteilt [Ward, P., 1998]. Ist im Empfangssignal der generierte Code enthalten und gelingt es den empfangenen mit dem generierten Code zu synchronisieren, so ist der Mittelwert der Verteilungen ungleich Null. In diesem Fall gehorcht die Spannung u einer Rice-Verteilung [Proakis, J., 1989]. Sind die erwähnten Bedingungen nicht erfüllt, so haben die Verteilungen der beiden Summen einen Mittelwert von Null und u gehorcht in diesem Fall einer Rayleigh-Verteilung [Proakis, J., 1989].

Setzt man eine perfekte Synchronisation des erzeugten Codes mit dem Empfangssignal voraus, so ist das Quadrat des zeitlichen Mittelwerts von u ein Schätzwert für die Leistung S des empfangenen Signals (siehe Kapitel A.12, Gl. (A-30)). Der zeitliche Mittelwert wird numerisch aus der Zahl von m Messwerten von u ermittelt, die innerhalb eines zeitlichen Intervalls T auftreten:

$$\hat{S} = \bar{u}^2 = \left(\frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt \right)^2 = \left(\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M u_i \right)^2 \quad (2-37)$$

Mit:

\hat{S} : Schätzwert für die Leistung des Signals

\bar{u} : zeitlicher Mittelwert von $u(t)$

T : Integrationszeit, wobei $T = M \cdot \Delta t$, z.B. 1/10 ms während der Akquisition, 20 ms danach

M : Zahl der während der Integrationszeit T summierten Werte

u_i : Abtastwert des Signals zum Zeitpunkt $t = i \cdot \Delta t$

Δt : Zeitintervall zwischen zwei Abtastungen

In ähnlicher Weise stellt die mittlere quadratische Abweichung der Spannung $u(t)$ von ihrem zeitlichen Mittelwert ein Maß für die Rauschleistung N nach der Korrelation dar (siehe Anhang A.12, Gl. (A-35)):

$$\hat{N} = \frac{1}{T} \int_0^T (u(t) - \bar{u})^2 dt \hat{=} \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (u_i - \bar{u})^2 = V[u] \quad (2-38)$$

Mit:

\hat{N} : Schätzwert für die Rauschleistung

$V[]$: Schätzoperator für die mittlere quadratische Abweichung

Die Schätzwerte für S und N werden während der Akquisition in Intervallen von $T = 1$ ms bestimmt [Plessey, 1995a]. Nach abgeschlossener Akquisition erhöhen die meisten Empfänger die Integrationszeit auf 20 ms. Der Schätzwert für das S/N ergibt sich aus den Gleichungen (2-37) und (2-38) wie folgt:

$$\frac{\hat{S}}{\hat{N}} = \frac{\bar{u}^2}{V[u]} \quad (2-39)$$

Solange der generierte Code bzw. der erzeugte Träger noch nicht mit dem empfangenen Signal synchronisiert sind, muss man die Signale in den I- bzw. Q-Zweigen des Empfängers getrennt betrachten. Für die Werte, die in den beiden Zweigen des pünktlichen Kanals von den I&D-Filtern aufsummiert werden, gilt:

$$IP_i = A c(iT_s) \cdot c(\Delta\tau + iT_s) \cdot \cos[2\pi f_{ZF} iT_s] \cdot 2 \cos[2\pi (f_{ZF} + \Delta f_{ZF}) iT_s + \Delta\varphi] + nI_i \quad (2-40)$$

$$QP_i = A c(iT_s) \cdot c(\Delta\tau + iT_s) \cdot \cos[2\pi f_{ZF} iT_s] \cdot 2 \sin[2\pi (f_{ZF} + \Delta f_{ZF}) iT_s + \Delta\varphi] + nQ_i \quad (2-41)$$

Mit:

A :	Amplitude des empfangenen GPS-Signals
$c(t)$:	zeitlicher Verlauf des C/A- oder P-Codes
T_s :	Abtastintervall, $T_s = 1/\text{Abtastfrequenz}$
f_{ZF} :	nominelle Zwischenfrequenz
$\Delta\tau$	Nachführfehler des Codes
Δf_{ZF}	Nachführfehler der Zwischenfrequenz bzw. Pseudo-Doppler
$\Delta\varphi$:	Nachführfehler der Trägerphase
nI_i, nQ_i :	Rauschen des i-ten Abtastwertes im I bzw. Q-Kanal

Nach der Ausmultiplikation der trigonometrischen Terme ergibt sich folgendes:

$$IP_i = AC(iT_s) \cdot C(\Delta\tau + iT_s) \cdot \left[\cos[2\pi \Delta f_{ZF} iT_s + \Delta\varphi] + \cos[2\pi (2f_{ZF} + \Delta f_{ZF}) iT_s + \Delta\varphi] \right] + nI_i \quad (2-42)$$

$$QP_i = AC(iT_s) \cdot C(\Delta\tau + iT_s) \cdot \left[\sin[2\pi \Delta f_{ZF} iT_s + \Delta\varphi] + \sin[2\pi (2f_{ZF} + \Delta f_{ZF}) iT_s + \Delta\varphi] \right] + nQ_i \quad (2-43)$$

Wie bereits in Kapitel 2.2.5 erwähnt, entsteht bei der Mischung ein Signal das Terme enthält, die von der Summenfrequenz abhängen, und Terme, die die Differenzfrequenz enthalten. Die Summation entspricht einer Mittelwertbildung, mit dem Unterschied, dass das Endergebnis nicht durch die Zahl der summierten Abtastwerte dividiert wird. Dabei entspricht der Mittelwert des Produkts aus dem empfangenen und dem generiertem Code der Autokorrelationsfunktion $R(\Delta\tau)$.

Durch die Tiefpass-Wirkung der Mittelwertbildung (I&D-Filter) werden die trigonometrischen Terme, die die Summenfrequenz enthalten, eliminiert. Lediglich die Mittelwerte der in den Gln. (2-42) und (2-43) unterstrichenen Terme sind von Null verschieden. Mit Hilfe der Gleichungen (A-7) und (A-8) ergeben sich daraus Produkte aus einer SINC-Funktion und einer Kosinus- bzw. Sinus-Funktion (Gln.(2-44) und (2-45)). Die Ergebnisse der Summation bzw. die Ausgangssignale der I&D-Filter hängen wie folgt vom Nachführfehler von Code, Phase und Doppler-Frequenz ab (hergeleitet aus den Gleichungen für „Average and Dump-Filter“ in [Zhuang, W., 1992]):

Für die Summe im I-Zweig des Punctual-Kanals gilt:

$$\sum_{i=1}^M IP_i = M \cdot A \cdot R(\Delta\tau) \text{SINC}(\pi \Delta f_{ZF} M) \cdot \cos(\pi \Delta f_{ZF} M + \Delta\varphi) + N_I \quad (2-44)$$

M : Zahl der summierten Werte, z.B. 20 ms·1023 Chips/ms·2 Abtastwerte/Chip = 40920

Für die Summe im Q-Zweig des Punctual-Kanals gilt entsprechend:

$$\sum_{i=1}^M QP_i = M \cdot A \cdot R(\Delta\tau) \text{SINC}(\pi \Delta f_{ZF} M) \cdot \sin(\pi \Delta f_{ZF} M + \Delta\varphi) + N_Q \quad (2-45)$$

Bei verschwindenden Nachführfehlern für Frequenz Δf_{ZF} und Phase $\Delta\varphi$ gilt:

$$\lim_{\Delta\varphi, \Delta f_{ZF} \rightarrow 0} \left[\sum_{i=1}^M QP_i \right] = 0 \quad (2-46)$$

Mit:

N_I, N_Q : Rauschen in den I- und Q-Kanälen nach der Summation

In analoger Weise kann man Gleichungen für die Summen im Early- und im Late-Kanal aufstellen (siehe [Fenton, P., et al., 1991]). Dabei muss lediglich $R(\Delta\tau)$ durch $R(\Delta\tau-d/2)$ (Early-Kanal) bzw. durch $R(\Delta\tau+d/2)$ (Late-Kanal ersetzt) werden (vgl. Abb. 2-10). Das Ziel ist nun aus Gl. (2-44) und Gl. (2-45) eine Gleichung für das geschätzte Signal- zu Rauschleistungsverhältnis \hat{S}/\hat{N} herzuleiten. Wenn kein korrelierbares Signal empfangen wird gilt [Zhuang, W., 1992]:

$$\overline{\sum IP} = \overline{\sum QP} = 0 \quad (2-47)$$

$$V[\sum IP] = V[\sum QP] = M \frac{N}{2} \quad (2-48)$$

Mit:

N : Rauschleistung vor der Korrelation, entspricht nach Gl.(A-35) der Varianz des Empfangssignals

M : Zahl der aufsummierten Werte

Die Rauschleistung des Empfangssignals N verteilt sich gleichmäßig auf den I- bzw. den Q-Kanal und wird durch die Summation um den Faktor M (Zahl der aufsummierten Werte) erhöht. Der Schätzwert für die Rauschleistung nach der Korrelation ergibt sich wie folgt:

$$\hat{N} = V[U] = V \left[\sqrt{(\sum IP)^2 + (\sum QP)^2} \right] = N \cdot M \quad (2-49)$$

Wenn ein Signal anliegt, so sind die Mittelwerte von Null verschieden und es gilt dann:

$$\overline{\sum IP} = D \cos(\pi \Delta f_{ZF} M + \Delta \varphi) \quad (2-50)$$

$$\lim_{\Delta f_{ZF} \rightarrow 0, \Delta \varphi \rightarrow 0} \overline{\sum IP} = D(\Delta f_{ZF} = 0) = M \cdot A \cdot R(\Delta \tau) \quad (2-51)$$

und:

$$\overline{\sum QP} = D \sin(\pi \Delta f_{ZF} M + \Delta \varphi) \quad (2-52)$$

$$\lim_{\Delta f_{ZF} \rightarrow 0, \Delta \varphi \rightarrow 0} \overline{\sum QP} = 0 \quad (2-53)$$

Mit:

$$D = M \cdot A \cdot R(\Delta \tau) \text{ SINC}(\pi \Delta f_{ZF} M) \quad (2-54)$$

Wenn ein reines Nutzsignal empfangen wird sind die Mittelwerte der quadratischen Abweichungen gegenüber dem Fall ohne Empfangssignal unverändert:

$$V[\sum IP] = V[\sum QP] = \frac{1}{2} M \cdot N \quad (2-55)$$

Im eingeschwungenen Zustand der Phasenregelschleife geht der $\sum QP$ -Wert gegen Null und das geschätzte Signal- zu Rauschleistungsverhältnis \hat{S}/\hat{N} lässt sich näherungsweise als Quotient aus dem Quadrat des Erwartungswertes und der Varianz der Korrelationssumme im pünktlichen I-Kanal $\sum IP$ ausdrücken:

$$\lim_{\Delta f_{ZF} \rightarrow 0, \Delta \varphi \rightarrow 0} \left(\frac{\hat{S}}{\hat{N}} \right) = \frac{\overline{\sum IP}^2}{V[\sum IP]} \quad (2-56)$$

Der Schätzwert für die Signalleistung ergibt sich nach Gl. (A-33) aus dem Quadrat des Mittelwerts von $\sum IP$:

$$\hat{S} \approx \overline{\sum IP}^2 = D^2 = M^2 \cdot A^2 \cdot \text{SINC}^2(\pi \Delta f_{ZF} M) \quad (2-57)$$

Aus Gl. (2-49) bzw. Gl. (2-57) und mit der Leistung des Trägers von $C = A^2$ folgt:

$$\begin{aligned} \frac{\hat{S}}{\hat{N}} &\approx \frac{M^2 C \text{SINC}^2(\pi \Delta f_{ZF} M) R^2(\Delta \tau)}{M N} \\ &\approx M \frac{C}{N} \text{SINC}^2(\pi \Delta f_{ZF} M) R^2(\Delta \tau) \end{aligned} \quad (2-58)$$

Daraus folgt im eingeschwungenen Zustand von DLL und PLL:

$$\lim_{\Delta f_{ZF}, \Delta \tau \rightarrow 0} \left(\frac{\hat{S}}{\hat{N}} \right) \approx M \frac{C}{N} \quad (2-59)$$

Das \hat{S}/\hat{N} wird bei verschwindenden Nachführfehlern von Code und Träger maximal. Es ist proportional zum Signal- zu Rauschleistungsverhältnis vor der Korrelation C/N und zur Zahl der M akkumulierten Werte. Die Verbesserung des Signal- zu Rauschleistungsverhältnisses (C/N bzw. S/N) durch die Korrelation nennt man Prozessgewinn P_G . Den Prozessgewinn kann man entweder im Zeitbereich oder im Frequenzbereich betrachten. Im Zeitbereich gilt, dass durch die Addition von M Werten sich das Signal- zu Rauschleistungsverhältnisses wie folgt verbessert:

$$P_G = \left(\frac{\hat{S}}{\hat{N}} - \frac{C}{N} \right) = 10 \cdot \log(M) \quad [dB] \quad (2-60)$$

Zur Betrachtung des Prozessgewinns im Frequenzbereich nimmt man an, dass durch die Korrelation nur die Bandbreite des Signals verändert wurde, während seine Leistung (das Integral unter dem Leistungsdichtespektrum) konstant blieb. Die Rauschleistung wird jedoch durch die Reduktion der Bandbreite von B_C vor der Korrelation zur Bandbreite der I&D-Filter von $B_{ID} = 1/T = 1/(MT_C)$ um das Verhältnis von B_{ID}/B_C verringert. Dadurch ergibt sich der gleiche Prozessgewinn wie in Gl. (2-60):

$$P_G = 10 \cdot \log \left(\frac{B_C}{B_{ID}} \right) = 10 \cdot \log \left(\frac{2 \frac{1}{T_C}}{2 \frac{1}{MT_C}} \right) = 10 \cdot \log(M) \quad [dB] \quad (2-61)$$

Im Fall des C/A-Codes wird über die Dauer eines Daten-Bits, d.h. über 20 Sequenzen des C/A-Codes, integriert. Nimmt man an, dass pro Code-Sequenz 1023 Samples, die von den unterschiedlichen Code-Chips stammen, berücksichtigt werden, so werden insgesamt $M = 20460$ Samples akkumuliert. Daraus ergibt sich ein Prozessgewinn von 43.1 dB. Der obigen Beschreibung kann man entnehmen, dass es die Art der Signalverarbeitung in einem GPS-Empfänger erlaubt, das \hat{S}/\hat{N} mit gleicher Qualität zu ermitteln wie die Pseudorange. Der Schätzwert für das S/N kann deshalb nicht nur zur qualitativen sondern auch zur quantitativen Beurteilung der Qualität eines GPS-Signals verwendet werden. Aus diesem Grund war das \hat{S}/\hat{N} bisher schon dazu herangezogen worden, die Pseudorange-Messungen zu einzelnen Satelliten zu gewichten [Gianniou, M., 1996] oder den Fehler durch Mehrwegeausbreitung zu schätzen [Breivik, K. et al.]. Neu ist jedoch, dass das \hat{S}/\hat{N} genutzt wird, um den Einfluss von Störsignalen zu bestimmen.

Da das S/N eine wichtige Größe bei der Beurteilung des Einflusses von Störsignalen darstellt, soll detaillierter auf die Realisierung der \hat{S}/\hat{N} -Bestimmung eingegangen werden. In handelsüblichen Empfängern wird - je nach Typ - ein unterschiedlich großer Aufwand betrieben, um das \hat{S}/\hat{N} zu ermitteln. Gleichwohl könnte ein Empfängerhersteller für eigene Zwecke das \hat{S}/\hat{N} mit großer Genauigkeit ermitteln, um es für die Bestimmung der Störfestigkeit des Empfängers zu verwenden.

Wünschenswert wäre, dass das \hat{S}/\hat{N} für verschiedene andere Zwecke dem Anwender zugänglich gemacht werden würde. Man könnte es z.B. als Gewichtungsfaktor für die einzelnen Pseudorange bei der Positionsbestimmung oder zur Bestimmung der groben Orientierung als Vorinformation zur Orientierungsbestimmung mit Hilfe der Trägerphasenmessung zwischen mehreren Antennen zu verwenden.

Eine häufig realisierte Vereinfachung der S/N -Schätzung basiert auf folgender Überlegung: Im eingeschwungenen Zustand der Phasenregelschleife geht der Σ QP-Wert gegen Null. Dann repräsentiert der Σ IP-Wert die Signalamplitude des empfangenen Signals eines einzelnen Satelliten. Um einen Schätzwert für das S/N im eingeschwungenen Zustand zu gewinnen, reicht es aus, den Σ IP-Wert zu verwenden. Man verwendet dazu Gl. (2-56). Laut [Lyusin S., Khazanov, I., 1997] kann mit dieser Gleichung das mit Hilfe des \hat{S}/\hat{N} ein Schätzwert bestimmt werden, der maximal um 1 dB vom physikalischen S/N abweicht. Die thermische Rauschleistung ist das Produkt aus Rauschleistungsdichte und Bandbreite (vgl. Gl. (2-17)). Die Bandbreite verringert sich nach den I&D-Filtern, bedingt durch die Schleifenfilter, so dass sich das \hat{S}/\hat{N} weiter verbessert.

Die Bandbreiten sind in DLL und PLL meist unterschiedlich und zusätzlich variabel, um die Regelschleifen an unterschiedliche Dynamikbedingungen anzupassen. Deshalb geben die Empfänger nicht die \hat{S}/\hat{N} -Werte von DLL und PLL an. Statt dessen wird das auf die oben beschriebene Weise bestimmte \hat{S}/\hat{N} angezeigt oder ausgegeben. Einige Empfängerhersteller beziehen das \hat{S}/\hat{N} dabei auf eine Bandbreite von 1 Hz und geben ein \hat{S}/\hat{N}_0 in dBHz an. Manche Empfängertypen geben jedoch statt dem \hat{S}/\hat{N} nur ein Maß für die Signalqualität in der folgenden Form an:

$$\hat{S} \approx \frac{\sum IP^2}{const} \quad (2-62)$$

Dabei wird angenommen, dass die Rauschleistung sich zeitlich nicht ändert und deshalb nicht ständig neu ermittelt werden muss. Ferner wird die Konstante *const* dabei von den Empfängerherstellern oft so gewählt, dass sich z.B. ein Wertebereich zwischen 0 und 100 oder zwischen 0 und 30 ergibt. Dadurch erhält man lediglich einen Anhaltspunkt für die Empfangsqualität, aber nur eine unzureichende Repräsentation der physikalischen Leistung S bzw. des S/N .

Das Problem bei der Schätzung der Signalleistung aus Gl. (2-62) ist, dass ΣIP nach Gl. (2-50) proportional zur Amplitude A des Empfangsignals ist. Die Amplitude A hier jedoch auf die Antenne sondern auf den Ausgang des A/D-Wandlers bezogen. Sie ist deshalb von folgenden Parameter abhängig:

- Stärke des empfangenen Signals an der Antenne (in V):
Je stärker das Signal ist, desto weiter wird der A/D-Wandler angesteuert.
- Gesamtverstärkung zwischen Antenne und A/D-Wandler G_{ges} :
Sie bestimmt außer der Signalstärke maßgeblich die Amplitude des zu abzutastenden Signals.
- Größe der Quantisierungsstufen des A/D-Wandlers $\Delta_{A/D}$ (in V/Stufe):
Je kleiner die Quantisierungsstufen sind, desto größer ist der Zahlenwert, den der A/D-Wandler bei einer gegebenen Stärke des Eingangssignals ausgibt

Um aus ΣIP die physikalische Leistung des Empfangssignals zu schätzen, muss Gl. (2-62) auf die Gesamtverstärkung des Empfängers und die Größe des Quantisierungsstufen normiert werden:

$$\hat{S} \approx \frac{\overline{\sum IP^2}}{G_{ges} \cdot \Delta_{A/D}} \quad (2-63)$$

Ferner kann man bei der Entwicklung eines GPS-Empfängers einen Schätzwert für die Rauschleistung \hat{N} durch Berechnung bzw. Messung ermitteln und diesen zur Bestimmung des \hat{S}/\hat{N} aus ΣIP verwenden.

2.4.2 Signal- zu Rauschleistungsverhältnis von P- bzw. Y-Code

Die in Kapitel 2.4.1 gemachten Aussagen gelten nur für den Empfang des C/A-Codes. Wird der reine P-Code empfangen, so lässt sich das \hat{S}/\hat{N} des P-Code-Signals auf ähnliche Weise bestimmen. Bei der Auswertung des Y-Codes kann das \hat{S}/\hat{N} nur bei den Techniken ermittelt werden, bei denen der empfangene Y-Code mit einem generierten P-Code korreliert wird (b und c in Kapitel 2.3.5). Das \hat{S}/\hat{N} ergibt sich dann aus der Auswertung des Korrelationsintegrals in ähnlicher Weise, wie das \hat{S}/\hat{N} für den C/A-Code bestimmt wurde. (Wie die Bestimmung des \hat{S}/\hat{N} bei Empfang P- bzw. Y-Code im Detail realisiert wird konnte weder aus der Literatur noch von den Empfängerherstellern in Erfahrung gebracht werden). Wenn Störsignale auftreten können sich die \hat{S}/\hat{N} -Werte von C/A-Code, P-Code und Y-Code unterscheiden, da diese drei Codes unterschiedlich störfest sind (siehe Kapitel 7.3.1).

2.4.3 Akquisition und Ausrasten

Bei der Akquisition wird die Verschiebung des generierten Codes und die Frequenz des erzeugten Trägers in diskreten Schritten solange verändert bis das \hat{S}/\hat{N} eine definierte Schwelle überschreitet. Für den Suchvorgang sind Code- und Phasenregelschleifen noch nicht geschlossen und das \hat{S}/\hat{N} wird zur Beschleunigung des Vorgangs nur innerhalb von Integrationszeiten von wenigen Millisekunden ermittelt. Übersteigt das \hat{S}/\hat{N} die gegebene Schwelle, so werden Code- und Phasenregelschleifen geschlossen. Solange das \hat{S}/\hat{N} die Akquisitionsschwelle noch nicht übersteigt, müssen die Verschiebungen zwischen selbsterzeugtem Code und Träger und dem Satellitensignal weiter optimiert werden. Die Optimierung des \hat{S}/\hat{N} erfolgt in einem Suchraum, der von zwei Achsen aufgespannt wird.

In Abb. 2-16 ist das auf sein Maximum normierte \hat{S}/\hat{N} nach Gl. (2-58) dargestellt. Es ist in der Form von Konturlinien in Intervallen von 1 dB aufgetragen. Eine Achse des Diagramms in Abb. 2-16 entspricht der Codeverschiebung $\Delta\tau$, die andere der Pseudo-Doppler-Verschiebung Δf_{zF} . Ausgehend von einem Schätzwert für die Codeverschiebung und die Doppler-Frequenz des zu empfangenen Satelliten, wird die Codeverschiebung in Schritten von z.B. $\frac{1}{4}$ Chip und die Doppler-Verschiebung in 500 Hz-Schritten variiert (siehe z.B. [Plessey, 1995a]). Die Ausdehnung des Suchraums ergibt sich aus dem maximal erwarteten Pseudo-Doppler des Trägers von ± 4500 Hz und der maximal möglichen Codeverschiebung (1023 Chips).

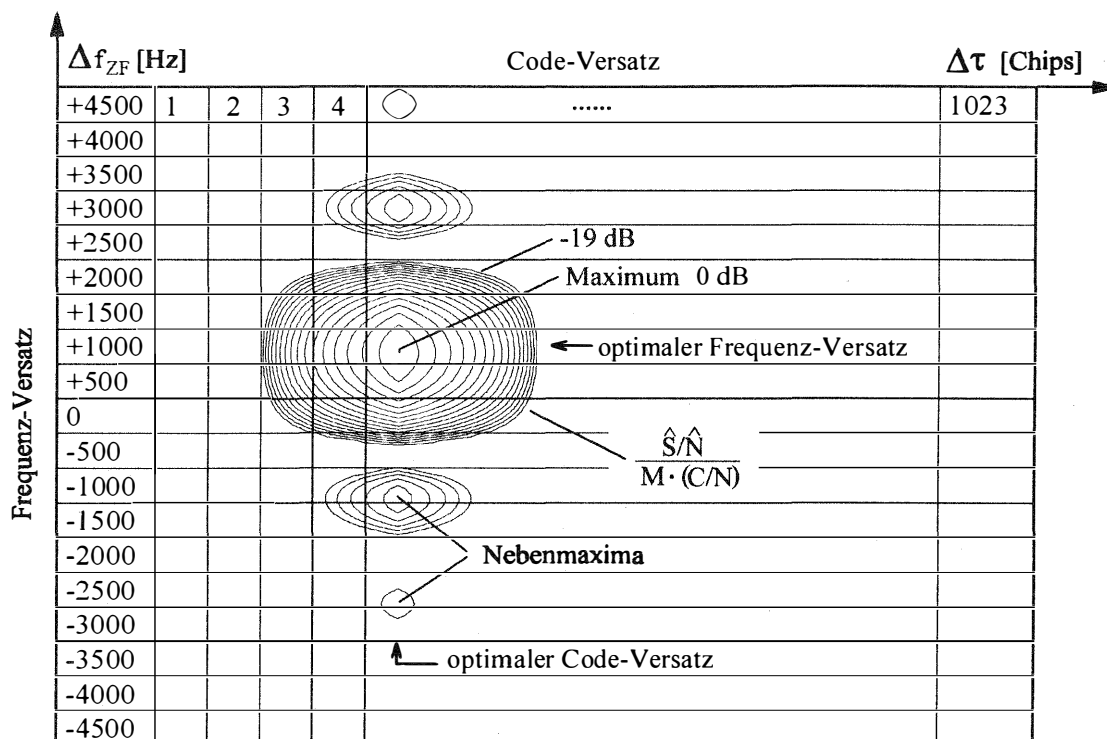


Abb. 2-16: Optimierung des \hat{S}/\hat{N} im Suchraum

Unterschreitet das \hat{S}/\hat{N} nach erfolgter Akquisition irgendwann einmal eine definierte Ausrastschwelle, z.B. bedingt durch Abschattung oder ein plötzlich auftretendes Störsignal, so muss der Akquisitionsvorgang erneut gestartet werden. Die Ausrastschwelle ist im Allgemeinen um einen gewissen Faktor niedriger (6 dB bis 16 dB) als die Akquisitionsschwelle. Damit wird einerseits der Tatsache Rechnung getragen, dass für die Akquisition die Bandbreite der Regelschleifen erhöht werden muss, was erhöhtes Rauschen verursacht, und andererseits wird vermieden, dass leichte Variationen der Signalstärke schon zum Ausrasten führen

2.5 Messgenauigkeit und Bit-Fehlerrate

Die Messgenauigkeit von Pseudorange- und Trägerphasenmessung und die Fehlerrate der übertragenen Daten-Bits hängt von der durch das S/N charakterisierten Signalqualität ab.

2.5.1 Messgenauigkeit der Pseudorange

Um für zivile Nutzer die erzielbare Messgenauigkeit zu verringern, kann bei der Erzeugung des Satellitensignals die Code-Taktrate und die Trägerfrequenz künstlich nach einem quasi zufälligen Muster zeitlich leicht variiert werden. Diese künstliche Verschlechterung, die von militärischen Empfängern kompensiert werden kann, wird Selective Availability (S/A) genannt [Spilker, J., 1980]). Bis zum Ende des Zeitraums in dem die Messungen für diese Arbeit durch geführt wurden (Ende 1999) war die S/A noch aktiv. Im Mai 2000 wurde sie abgeschaltet. Durch Einflüsse der S/A, des thermischen Rauschens und der variierenden Ausbreitungsbedingungen in Ionosphäre und Troposphäre sowie elektromagnetische Störungen (Kapitel 3) entstehen Messfehler. Berücksichtigt man die Messfehler, so setzt sich die Pseudorange wie folgt zusammen:

$$\rho = R + c \Delta t + \delta_{SA} + \delta_{trop} + \delta_{iono} + n_{\rho} \quad (2-64)$$

Mit:

ρ : gemessene Pseudorange

R : geometrische Distanz zwischen Satellit und Empfänger

Δt : Summe der Uhrenfehler von Satellit und Empfänger

δ_{SA} : Fehler durch die künstliche Verschlechterung (S/A), $\delta_{SA} \approx 34$ m [Spilker, J., 1980]

δ_{trop} : Fehler durch die nicht genau bekannte Ausbreitungsgeschwindigkeit des GPS-Signals in der Troposphäre, zwischen 2 m im Zenit und 20 m im „Worst Case“-Fall am Horizont, [Kleusberg, A., Teunissen P., 1996]

δ_{iono} : Fehler durch die nicht genau bekannte Ausbreitungsgeschwindigkeit des GPS-Signals in der Ionosphäre, zwischen 30 m im Zenit und 100 m im „Worst Case“-Fall am Horizont [Kleusberg, A., Teunissen P., 1996]

n_{ρ} : vom thermischen Rauschen und der Quantisierung des Signals bei der A/D-Wandlung verursachtes Messrauschen, mit Standardabweichung σ_{ρ} nach Gl. (2-66) zwischen 0.5 und 16 m

Die Summe der Fehler aus S/A, Ionosphäre und Troposphäre kann Werte von bis zu 170 m erreichen. Das Messrauschen der Pseudorange ist um so geringer, je genauer der generierte Code mit Hilfe der DLL mit dem empfangenen Code synchronisiert werden kann. Die Herleitung des Zusammenhangs zwischen der Standardabweichung der Pseudorange-Messung als Funktion des S/N ist sehr aufwendig und kann an dieser Stelle nur angedeutet werden (detaillierte Herleitung in [Eisfeller, B., 1997] und [Zhuang, W., 1992]).

Die Gleichungen (2-26) bis (2-28) beschreiben den funktionalen Zusammenhang zwischen den Summen in den einzelnen Kanälen (ΣIE , ΣIL , ΣQE , ΣQL) und dem Ausgangssignal der verschiedenen Code-Diskriminator-typen. Mit Hilfe des Fehlerfortpflanzungsgesetzes kann man daraus die Varianz des Fehlersignals am Ausgang herleiten [Eisfeller, B., 1997], das den Code-Taktoszillator (Code-NCO) steuert. Daraus lässt sich durch eine weitere Anwendung des Fehlerfortpflanzungsgesetzes die Standardabweichung des Pseudorange-Messwerts gewinnen [Dierendonck, A., et al., 1992]). Nachfolgend ist die Standardabweichungen der Pseudorange als Funktion von S/N und Bandbreiten für zwei typische Detektortypen aufgeführt:

Kohärenter E-L-Detektor (nach [Dierendonck, A., et al., 1992]):

$$\sigma_{\rho} = \sqrt{\frac{\frac{d}{2}}{\frac{S}{N_0 B_{DLL}}} \cdot L} \quad [m] \quad (2-65)$$

Normierter inkohärenter Einhüllenden-Detektor (nach [Fenton, P., et al., 1991]):

$$\sigma_{\rho} = \sqrt{\frac{\frac{d}{2}}{\frac{S}{N_0 B_{DLL}}} \left(1 + \frac{1}{\frac{S}{N_0 B_{ID}} (2-d)} \right) \cdot L} \approx \sqrt{\frac{\frac{d}{2}}{\frac{S}{N_0 B_{DLL}}} \cdot L} \quad [m] \quad (2-66)$$

Dabei sind:

- σ_ρ : Standardabweichung der Pseudorange-Messung in m
- B_{DLL} : Bandbreite der Code-Regelschleife in Hz
- d : Abstand zwischen den Korrelatoren early und late in Chips, 1/8 bis 1 Chip
- S/N_0 : Signal- zu Rauschleistungsdichteverhältnis [W/Hz]
- B_{ID} : Rauschbandbreite des I&D-Filters in Hz (z.B. 100 Hz)
- L : Chip-Länge in m, für C/A-Code $L = 293.26$ m, für P-Code $L = 29.326$ m

Die Formeln für weitere Detektortypen findet man in [Eisfeller, B., 1997], [Dierendonck, A., et al., 1992] und [Ward, P., 1998]. Es besteht eine proportionale Abhängigkeit von der Wurzel des Produktes aus Bandbreite B_{ID} und Korrelatorabstand d . Der zweite Ausdruck in der Klammer von Gl. (2-66) wird als „Squaring Loss“ bezeichnet. Er entsteht bei der Quadrierung des aus Nutzsignal und Rauschen bestehenden Summensignals durch das gemischte Glied der binomischen Formel. Durch die Multiplikation von Signal und Rauschen wird Signalleistung in Rauschleistung umgewandelt und zwar um so mehr, je höher die Rauschleistung vor der Quadrierung, d.h. die Bandbreite (B_{ID}) vor der Quadrierung ist. Wie in Kapitel 4.1.1 zu sehen sein wird, ist bei normalen Betriebsbedingungen im Elevationsbereich zwischen 5° und 90° von einem Signal- zu Rauschleistungsdichteverhältnis zwischen 39 und 46.5 dBHz auszugehen (Abb. 2-17). Unter diesen Voraussetzungen wird der Squaring Loss vernachlässigbar klein, und es besteht eine umgekehrt proportionale Abhängigkeit vom S/N_0 . Durch Verkleinerung des Abstands d zwischen Early- und Late-Korrelatoren kann die Genauigkeit der Pseudorange-Messung weiter verbessert werden. Da die Rauschsignale in den beiden Korrelatoren vom gleichen Empfangssignal stammen, werden sie bei der Differenzbildung um so stärker eliminiert je größer die zeitliche Überlappung zwischen den beiden Signalen ist. Für sehr kleine Abstände d heben sich die Rauschanteile der beiden Korrelatoren im Diskriminator nahezu auf.

Die Empfänger, die Korrelatoren mit kleinen Abständen verwenden (Narrow Correlator-Empfänger), verringern den Abstand nach der Signal-Akquisition schrittweise [Fenton, P., et al., 1991]. Die Form des Korrelator-Peaks wird sehr stark von der Bandpass-Filterung vor dem Korrelator beeinflusst. Je kleiner die Bandbreite dieser Filterung ist, desto mehr wird der Verlauf des Peaks abgerundet. Da Narrow Correlator-Empfänger aber auf einen scharfen Korrelator-Peak angewiesen sind benötigen sie eine bis zu vierfach größere Bandbreite des HF-Teils [Fenton, P., et al., 1991]. Dies kann dazu führen, dass Störsignale in der Nähe des GPS-Frequenzbereichs durch das Bandpass-Filter vor dem A/D-Wandler weniger stark gedämpft werden.

Die Ausrastschwelle einer Code-Regelschleife ist nicht analytisch berechenbar. Nach einer durch Monte-Carlo-Simulationen von [Ward, P., 1998] aufgestellten Faustregel rastet eine DLL aus, wenn die Standardabweichung der Pseudorange die Schwelle $\sigma_{\rho, Ausrast}$ überschreitet (bei Vernachlässigung des dynamischen Nachführfehlers):

$$\sigma_{\rho, Ausrast} = \frac{1}{3} \cdot d \cdot L \quad [m] \quad (2-67)$$

Aus Gl. (2-67) ergibt sich mit $L = 293$ m und $d = 1$ ein $\sigma_{\rho, Ausrast} = 97.7$ m. Daher lässt sich eine Beeinträchtigung der Pseudorange-Messgenauigkeit durch Störsignale bei der Messung mit einem einzelnen GPS-Empfänger schlecht nachweisen. Bei einer Delay Lock Loop mit Narrow Correlator ergibt sich aus $d = 1/10$ eine Ausrastschwelle von $\sigma_{\rho, Ausrast} = 9.7$ m. Das bedeutet, dass eine DLL mit Narrow Correlator zwar bei gleichem S/N_0 eine höhere Messgenauigkeit aufweist, aber dass sie sehr viel leichter ausrastet als eine DLL mit Standard-Korrelator

Wenn man die Ausrastschwelle in die für den verwendeten Diskriminator gültige Gleichung für σ_{ρ} und die gegebenen Bandbreiten einsetzt erhält man daraus die entsprechenden Schwelle für das S/N_0 . Für den normierten inkohärenten Einhüllenden-Detektor erhält man mit $B_{ID} = 100$ Hz bzw. $B_{DLL} = 20$ Hz aus Gl. (2-66) eine Ausrastschwelle für S/N_0 von 13.8 dBHz. Die in Kapitel 4.1.3 geforderte Genauigkeit von $\sigma_{\rho} = 3.1$ m wird bei $B_{ID} = 100$ Hz bzw. $B_{DLL} = 1$ Hz mit einem Standard-Korrelator bei $S/N_0 = 36.5$ dBHz und mit Hilfe eines Narrow Correlators mit $d = 1/10$ bei 27 dBHz erzielt (Abb. 2-17).

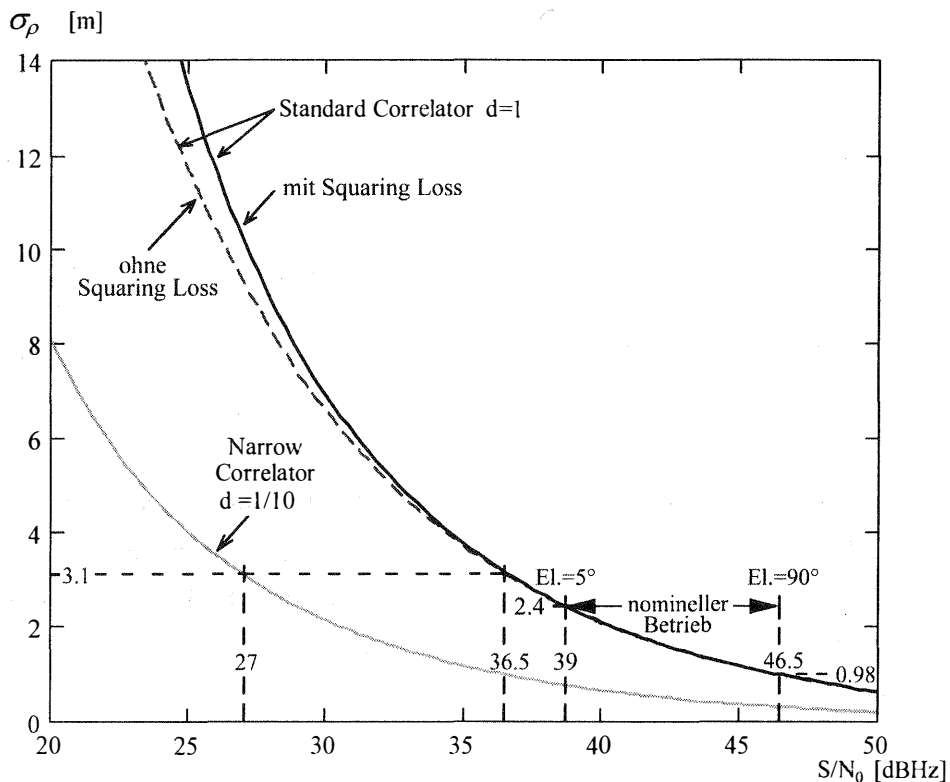


Abb. 2-17: Pseudorange-Standardabweichung als Funktion des S/N_0
(für $B_{ID} = 100$ Hz und $B_{DLL} = 1$ Hz)

2.5.2 Messgenauigkeit der Trägerphase

Die Messgenauigkeit der Trägerphase hängt hauptsächlich vom S/N des empfangenen Satellitensignals ab. Weitere Einflussfaktoren sind der Typ des verwendeten Detektors und die der Bandbreite der PLL. Die Messgenauigkeit kann auf ähnliche Weise hergeleitet werden wie dies oben für den Fall der Messgenauigkeit der Pseudorange erläutert wurde. Für die Standardabweichung der Trägerphasenmessung mit Hilfe einer PLL mit Costas-Detektor gilt nach [Ward, P., 1998]:

$$\sigma_{\Phi} = \sqrt{\frac{1}{S} \left(1 + \frac{1}{\frac{S}{N_0 B_{ID}}} \right)} \approx \sqrt{\frac{1}{N_0 B_{PLL}}} \quad [rad] \quad (2-68)$$

Mit:

σ_{Φ} : Standardabweichung der Trägerphasenmessung in rad

B_{PLL} : Bandbreite der Phasenregelschleife in Hz, z.B. 10 Hz

Auch hier stellt der zweite Ausdruck in der Klammer den Squaring Loss dar, der bei S/N_0 -Werten über 40 dBHz vernachlässigt werden kann (Abb. 2-18). Die Formeln für weitere Detektortypen findet man in [Eisfeller, B., 1997], [Dierendonck, A., et al., 1992] und [Ward, P., 1998]. Wie man in Abb. 2-18 erkennt, wird der in [GPS-ICD200C] angegebene Nominalwert für die Messgenauigkeit der Trägerphase von 0.1 rad (bzw. 3 mm bei L1) bei S/N_0 -Werten über 33 dBHz erzielt.

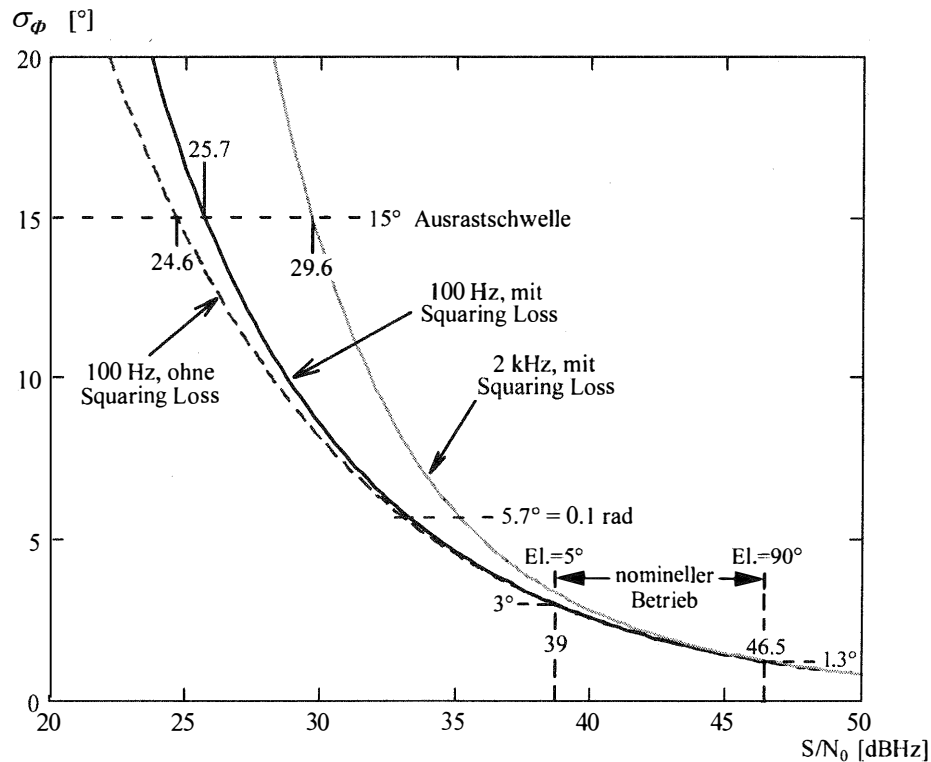


Abb. 2-18: Trägerphasen-Standardabweichung als Funktion des S/N_0
(für $B_{PLL} = 20$ Hz und $B_{ID} = 100$ Hz bzw. $B_{ID} = 2$ kHz)

Ähnlich wie bei der DLL, ist auch bei der PLL die Ausrastschwelle nicht analytisch berechenbar. Nach einer durch Monte-Carlo-Simulationen von [Ward, P., 1998] aufgestellten Faustregel rastet eine PLL aus, wenn die Standardabweichung des Phasenfehlers eine Schwelle von 15° überschreitet (bei Vernachlässigung des dynamischen Nachführfehlers):

$$\sigma_{\Phi, Ausrast} = 15^\circ \quad (2-69)$$

Wenn man den Wert für die Ausrastschwelle von 15° und die gegebene Bandbreite in die für den verwendeten Diskriminator gültige Gleichung für σ_ϕ einsetzt, erhält man daraus die entsprechenden Schwelle für das S/N_0 . Die Abb. 2-18 zeigt die Standardabweichung der Trägerphase als Funktion des S/N_0 für $B_{DLL} = 20$ Hz und $B_{ID} = 100$ Hz bzw. $B_{ID} = 2$ kHz. Die S/N_0 -Werte, bei der die Ausrastschwelle erreicht wird, bewegen sich zwischen 24.6 dBHz ($B_{ID} = 100$ Hz) und 29.6 dBHz ($B_{ID} = 2$ kHz). Das S/N_0 an der Ausrastschwelle der PLL liegt damit wesentlich höher als bei der DLL. Deshalb rastet bei Verringerung des S/N_0 bzw. des effektiven S/N_0 z.B. durch ein Störsignal immer zuerst die PLL aus.

2.5.3 Wahrscheinlichkeit für das Auftreten eines Cycle Slips

Die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten eines Cycle Slips, d.h. für ein vorübergehendes Ausrasten der Phasensregelschleife hängt von der Standardabweichung der Trägerphase σ_ϕ und damit vom S/N_0 ab. Nach [RTCA, Do-235, 1997] gilt (bei Vernachlässigung des dynamischen Nachführfehlers) für den Mittelwert der Zeit zwischen zwei Cycle Slips:

$$\bar{T} = \frac{\pi^2}{8\sigma_\phi B_{PLL}} \cdot I_0^2\left(\frac{1}{4\sigma_\phi^2}\right) \quad (2-70)$$

Mit:

I_0 : Bessel-Funktion 0-ter Ordnung

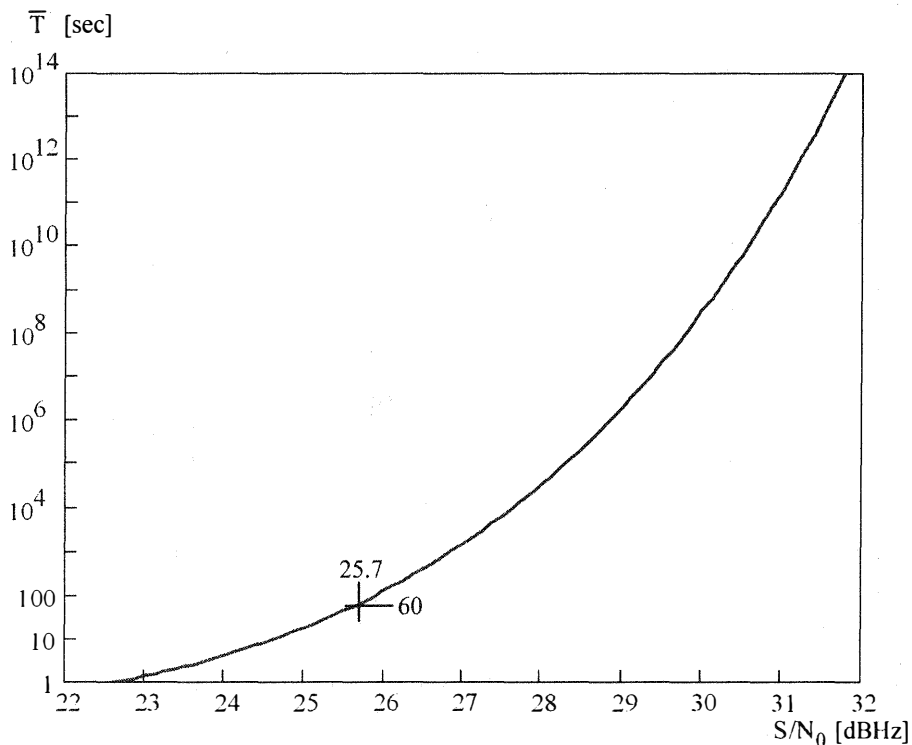


Abb. 2-19: Mittlere Zeit \bar{T} zwischen zwei Cycle Slips als Funktion des S/N_0

Setzt man Gl. (2-68) in Gl. (2-70) ein, so erhält man die Abhängigkeit der Zeit \bar{T} vom S/N_0 . Da σ_ϕ mit zunehmendem S/N_0 abnimmt, wächst \bar{T} mit zunehmendem S/N_0 . Die Abb. 2-19 zeigt \bar{T} als Funktion des S/N_0 für eine PLL mit Standard Korrelator mit $B_{DD} = 100$ Hz und $B_{PLL} = 20$ Hz. Bei der Ausrastschwelle von 25.7 dBHz (siehe auch Abb. 2-18) hat \bar{T} einen Wert von ca. 60 Sekunden. Danach steigt \bar{T} um mehr als eine Zehnerpotenz pro dB S/N -Verbesserung an. Im normalen Betriebsfall (vgl. Kapitel 4.1.1) liegt das S/N_0 über 34.5 dBHz und es ergibt sich ein theoretischer Wert von $\bar{T} > 10^{28}$ sec. Das heißt dass, wenn keine äußeren Einflüsse wie Störsignale, starke Beschleunigung, Abschattung oder Mehrwegeempfang auftreten, ein Cycle Slip praktisch ausgeschlossen werden kann. Da \bar{T} schon leicht oberhalb der Ausrastschwelle sehr hohe Werte annimmt, eignet es sich nicht für die quantitative Beurteilung des Einflusses von Störsignalen.

2.5.4 Carrier Smoothing

Die Differenz zwischen zwei zu unterschiedlichen Zeiten bestimmten Messwerten entspricht, sowohl bei der Pseudorange als auch bei der Trägerphase, der Änderung der geometrischen Distanz zum betrachteten Satelliten zwischen den beiden Messzeitpunkten. Die Trägerphase lässt sich jedoch mit wesentlich höherer Genauigkeit bestimmen als die Pseudorange. Wegen der Mehrdeutigkeit der Trägerphase ist die Phasenmessung nicht ohne weiteren Aufwand (Lösung der Mehrdeutigkeiten) nutzbar. Jedoch eignet sich die Trägerphase dazu die Pseudorange-Messwerte gemäß folgender Formel zu glätten [Hegarty, C, 1997]:

$$\hat{\rho}_k = (1 - \alpha) \cdot [\hat{\rho}_{k-1} + (\Phi_k - \Phi_{k-1})] + \alpha \cdot \rho_k \quad (2-71)$$

Mit:

$\hat{\rho}_k, \hat{\rho}_{k-1}$: geglättete Pseudorange-Messwerte in der Epoche k bzw. k-1

ρ_k : aktueller Pseudorange-Messwert in der Epoche k

$(\Phi_k - \Phi_{k-1})$: Änderung der Trägerphase zwischen den Epochen k und k-1

α : Smoothing-Konstante, $\alpha \ll 1$, z.B. $\alpha = 0.02$ bzw. 2 %

Dieser Vorgang wird als Carrier Smoothing bezeichnet. Bei der Bestimmung der Standardabweichung $\sigma_{\hat{\rho}}$ der geglätteten Werte kann man die Standardabweichung der Phasenmesswerte vernachlässigen. Ferner kann man annehmen, dass die Standardabweichung von $\hat{\rho}_k$ und $\hat{\rho}_{k-1}$ näherungsweise gleich sind. In diesem Fall folgt bei $\alpha \ll 1$ aus Gl. (2-71) mit Hilfe des Fehlerfortpflanzungsgesetzes:

$$\sigma_{\hat{\rho}} \approx \sqrt{\frac{\alpha}{2}} \cdot \sigma_\rho \quad (2-72)$$

Bei einem in der Luftfahrt üblichen Wert von $\alpha = 1/50$ ergibt sich aus (2-72):

$$\sigma_{\hat{\rho}} \approx \frac{1}{10} \sigma_\rho \quad (2-73)$$

2.5.5 Bit-Fehlerrate

Auch die Qualität der empfangenen GPS-Daten hängt vom S/N des Empfangssignals ab. Für die Bit-Fehlerrate der BPSK-Modulation gilt nach [Spilker, J., 1977]:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_B}{N_0}} \right) \quad (2-74)$$

Mit:

erfc : komplementäre Fehlerfunktion

E_B : Bit-Energie

N_0 : thermische Rauschleistungsdichte

Mit $E_B = S \cdot T_B$, $B_B = 2/T_B$ und $N = N_0 \cdot B_B$ folgt aus Gl. (2-74):

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{2 \cdot \frac{S}{N_0 B_B}} \right) \quad (2-75)$$

Dabei gilt:

T_B : Dauer eines Daten-Bit (20 ms)

B_B : Bandbreite der Daten $B_B = 2/T_B$ (100 Hz)

Bei den meisten Empfängern entspricht die Bandbreite des I&D-Filters B_{ID} nach der Akquisition der Datenbandbreite B_B , in diesem Fall geht (2-75) über in:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2}{B_{ID}} \cdot \frac{S}{N_0}} \right) \quad (2-76)$$

Die Abb. 2-20 zeigt eine Darstellung dieser Funktion. Man kann sehen, dass die Bit-Fehlerrate mit wachsendem S/N_0 abnimmt. Die Daten-Bits werden bei GPS zu Datenwörtern (Words) mit jeweils 30 Bits kombiniert. In Normen für GPS-Empfänger, wie z.B. [ICAO-SARPs, 1999] wird eine maximale Fehlerwahrscheinlichkeit für diese Wörter P_W (Word Error Rate) vorgeschrieben. Beispielsweise wird in [ICAO-SARPs, 1999] eine P_W von 10^{-4} gefordert. Allgemein gilt [Dierendonck, A., 1996]:

$$P_W = 1 - (1 - P_e)^n \quad (2-77)$$

Mit:

P_W : Word Error Rate

n : Zahl der Bits pro Word = 30 bei GPS

Aus Gl. (2-77) ergibt sich, dass eine Word Error Rate, $P_W = 10^{-4}$ einer Bit-Fehlerrate, $P_e = 3.33 \cdot 10^{-6}$ entspricht. Es folgt aus Gl. (2-76) wiederum, dass diese Bit-Fehlerrate mit einem minimalen S/N_0 von 27 dBHz erreichbar ist (siehe auch Abb. 2-20).

Der Wert von 27 dBHz liegt in der gleichen Größenordnung wie die Ausrastschwelle der Phasenregelschleife (je nach Typ der PLL zwischen 24.6 und 29.6 dBHz, siehe Abb. 2-18). Das bedeutet dass die Bit-Fehlerrate bei Verringerung des S/N_0 erst dann einen intolerablen Wert erreicht, wenn die PLL nahezu oder bereits ganz ausgerastet ist (im letzteren Fall ist keine Daten-Demodulation mehr möglich und Gl. (2-76) gilt nicht mehr). In Anbetracht dieser Tatsache und bei Vergegenwärtigung des Sachverhalts, dass bei einer Datenübertragungsrate von 50 Bit/sec und einer Bit-Fehlerrate von $P_e = 3.33 \cdot 10^{-6}$ im Durchschnitt erst nach 6006 Sekunden ein neuer Bit-Fehler auftritt, ist es offensichtlich, dass die Bit-Fehlerrate ebenfalls nicht zur quantitativen Beurteilung der Auswirkung von Störsignalen geeignet ist.

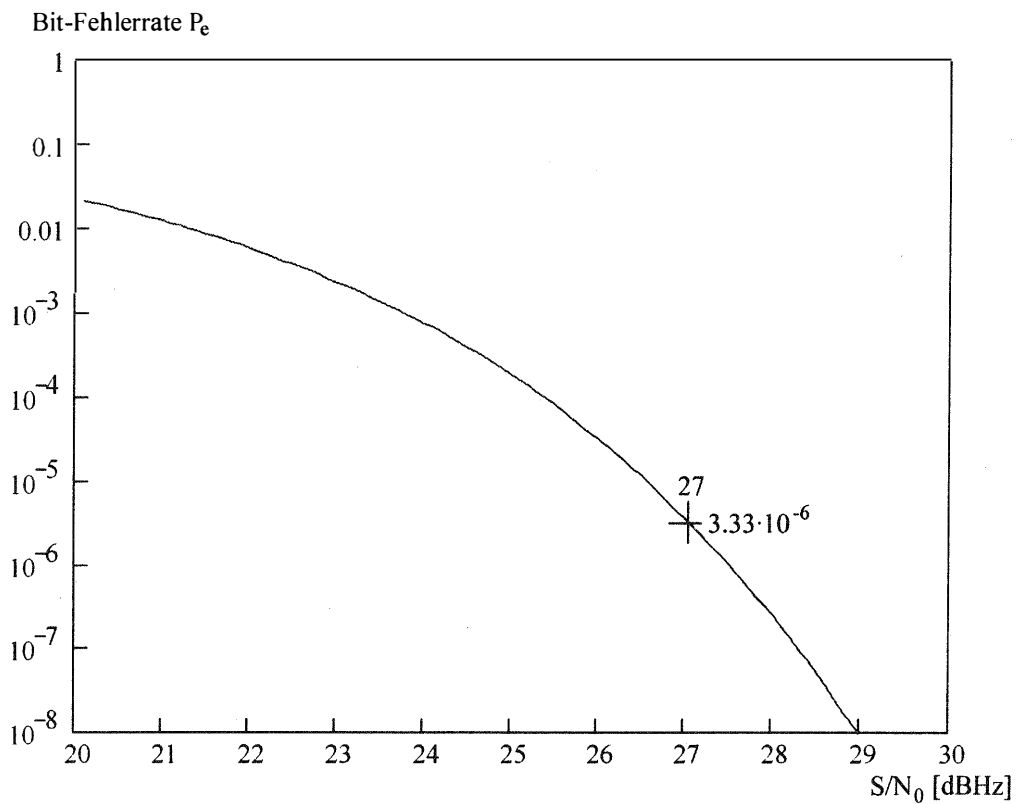


Abb. 2-20: Abhängigkeit der Bit-Fehlerrate P_e vom S/N_0

2.6 Nutzung der Rohdaten

2.6.1 Positionsbestimmung

Die Position wird vom Navigationsrechner des GPS-Empfängers aus mindestens vier Pseudoranges berechnet. Dazu werden außer den Pseudoranges auch die mit dem GPS-Signal übertragenen Ephemeriden der GPS-Satelliten und die Sende- bzw. Empfangszeit der Signale benötigt. Zunächst wird ein Näherungswert (x_0, y_0, z_0) für die Position im erdfesten WGS-84-Koordinatensystem bestimmt. Danach werden die Satellitenpositionen und Schätzwerte für die gemessenen Pseudoranges berechnet.

Mit dem folgenden funktionalen Modell

$$L + V = A X \quad (2-78)$$

führt die Ausgleichsrechnung zu folgendem Gleichungssystem zur Berechnung der Empfängerposition [Hofmann-Wellenhof, B., et al., 1992]:

$$X = (A^T P A)^{-1} A^T P L \quad (2-79)$$

Mit:

$$X = \begin{pmatrix} x - x_0 \\ y - y_0 \\ z - z_0 \\ t \end{pmatrix} \quad (2-80)$$

Wobei:

- L : Beobachtungsvektor
- X : Unbekanntenvektor
- A : Designmatrix
- x, y, z : Koordinaten der Position im geozentrischen WGS84-Koordinatensystem
- x_0, y_0, z_0 : Koordinaten des Näherungswerts der Position
- t : Uhrenfehler
- V : Residuenvektor
- $P = Q_{LL}^{-1}$: Gewichtungsmatrix = Inverse der Kovarianzmatrix Q_{LL} der Beobachtungen

Die Elemente des Beobachtungsvektors L werden aus den Differenzen zwischen den gemessenen Pseudoranges (ρ_1 bis ρ_n) und den geometrischen Distanzen zwischen der genäherten Empfängerposition und den Satellitenpositionen (r_1 bis r_n) gebildet:

$$L = \begin{pmatrix} \rho_1 - r_1 \\ \vdots \\ \rho_i - r_i \\ \vdots \\ \rho_n - r_n \end{pmatrix} \quad (2-81)$$

Mit:

ρ_i : Pseudorange zum i-ten Satelliten.

r_i : genäherte Schrägentfernung zum i-ten Satelliten

n : Zahl der empfangenen Satelliten

2.6.2 Genauigkeit der Position

Die Messfehler der Pseudoranges pflanzen sich nach folgender Gleichung als Fehler der Position fort:

$$Q_{XX} = (A^T Q_{LL}^{-1} A)^{-1} \quad (2-82)$$

Mit

Q_{XX} : Kovarianzmatrix der Unbekannten

Q_{LL} : Kovarianzmatrix der Beobachtungen

Wobei:

$$Q_{XX} = \begin{bmatrix} q_{xx} & q_{xy} & q_{xz} & q_{xt} \\ q_{xy} & q_{yy} & q_{yz} & q_{yt} \\ q_{xz} & q_{yz} & q_{zz} & q_{zx} \\ q_{xt} & q_{yt} & q_{zt} & q_{tt} \end{bmatrix} \quad (2-83)$$

Mit:

q_{ij} : Kovarianz zwischen zwei Koordinaten bzw. einer Koordinate und der Zeit
mit i und j aus $\{x, y, z, t\}$

$q_{i,i}$: Varianz einer Koordinate bzw. der Zeit

Für die Kovarianzmatrix der Beobachtungen wird angenommen:

$$Q_{LL} = \begin{bmatrix} \sigma_{\rho 1}^2 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma_{\rho 2}^2 & & & 0 \\ 0 & & \sigma_{\rho 3}^2 & & \vdots \\ \vdots & & & & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \sigma_{\rho n}^2 \end{bmatrix} \quad (2-84)$$

Mit:

$\sigma_{\rho i}$: Standardabweichung des Pseudorange zum i-ten Satelliten

und

$$\sigma_{\rho 1}^2 = \sigma_{\rho 2}^2 = \dots = \sigma_{\rho n}^2 \quad (2-85)$$

Um zu berechnen wie sich der Messfehler der Pseudorange auf die Genauigkeit der Position auswirkt, eignen sich die sogenannten DOP-Werte (DOP = Dilution of Precision). Für die Genauigkeit der Länge des Positionsvektors $|X|$ im geozentrischen Koordinatensystem gilt [Hofmann-Wellenhof, B., et al., 1992]:

$$\sigma_{|X|} = PDOP \cdot \sigma_{\rho} \quad (2-86)$$

Mit:

$$PDOP = \sqrt{q_{xx}^2 + q_{yy}^2 + q_{zz}^2} = \text{Position Dilution of Precision}$$

Der PDOP-Wert beschreibt die Auswirkung der Satellitenkonstellation auf die zu erwartende Genauigkeit der Position. In der Luftfahrt werden Genauigkeitsanforderungen meistens für die topozentrischen Koordinaten wie z.B. für die Höhe angegeben. Für diesen Zweck ist es notwendig zu ermitteln, wie sich der Fehler der Pseudorange-Messungen in den Fehler der Höhe fortpflanzt.

Die Position wird mit Hilfe der Matrix R [Hofmann-Wellenhof, B., et al., 1992] von geozentrischen Koordinaten X in topozentrische Koordinaten x transformiert:

$$x = \begin{pmatrix} n \\ o \\ h \end{pmatrix} = \Delta X + R X \quad (2-87)$$

Mit:

n, o, h : Koordinaten im topozentrischen System (n = Nord, o = Ost, h = Höhe)

R : Rotationsmatrix

ΔX : Verschiebungsvektor zwischen dem Erdmittelpunkt und dem Ursprung des topozentrischen Systems

Für die Fortpflanzung der Fehler gilt dabei:

$$Q_{xx} = R Q_{XX} R^T = \begin{bmatrix} q_{nn} & q_{no} & q_{nh} \\ q_{no} & q_{oo} & q_{oh} \\ q_{nh} & q_{oh} & q_{hh} \end{bmatrix} \quad (2-88)$$

Mit:

Q_{xx} : Kovarianzmatrix des Positionsvektors x im topozentrischen System

q_{ij} : Kovarianzen der Koordinaten i und j , mit i und j aus $\{n, o, h\}$

Für die Abhängigkeit der theoretischen Genauigkeit der Höhe von der Genauigkeit der Pseudorange-Messung gilt [Hofmann-Wellenhof, B., et al., 1992]:

$$\sigma_v = VDOP \cdot \sigma_{\rho} \quad (2-89)$$

Mit:

$$VDOP = \sqrt{q_{hh}} = \text{Vertical Dilution of Precision}$$

2.6.3 Differentielles GPS

Werden zwei GPS-Empfänger in einem relativ kleinen Abstand gleichzeitig betrieben, so tritt ein Teil der verschiedenen Typen von Messfehlern (vgl. Gl. (2-64)) bei beiden Geräten in nahezu gleicher Weise auf. Der S/A-Fehler (δ_{SA}) ist bei beiden Empfängern exakt gleich. Hingegen gibt es bei den von der Ionosphäre (δ_{iono}) und Troposphäre (δ_{trop}) verursachten Fehlern, einen mit dem Abstand zwischen den Empfängern größer werdenden Unterschied. Die Uhrenfehler (Δt) sowie das Messrauschen n_p sind jedoch bei beiden Empfängern unabhängig. Beim differentiellen GPS (DGPS) - wie es in der Luftfahrt eingesetzt wird - bestimmt ein Referenzempfänger, der sich an einem bekannten Punkt am Boden befindet, jeweils die Differenz der gemessenen Pseudorange zu den einzelnen Satelliten (Pseudorange-Correction) und dem berechneten geometrischen Abstand, sowie die zeitliche Ableitung der Pseudorange-Correction (range rate correction). Diese Korrekturen werden per Funk an einen zweiten GPS-Empfänger im Flugzeug (Bordempfänger) übertragen, um die gleichartigen Messfehler beider Empfänger zu korrigieren. Mit Hilfe der korrigierten Pseudoranges kann die Genauigkeit der daraus ermittelten Position erheblich verbessert werden.

Abgesehen von den Uhrenfehlern, die bei der Berechnung der Position eliminiert werden, dominiert bei den korrigierten Pseudoranges ein vom Messrauschen von Bord- und Referenzempfänger stammender Fehler. Bei Korrekturen der Pseudoranges im Bordempfänger summieren sich die Varianzen des Messrauschens von Bord- bzw. Referenzempfänger:

$$\sigma_R^2 = \sigma_{\rho 1}^2 + \sigma_{\rho 2}^2 \quad (2-90)$$

Nimmt man an, dass die Varianzen der von beiden Empfängern gemessenen Pseudoranges gleich sind (d.h. ohne Berücksichtigung des bei Referenzempfängern oft angewandten Carrier Smoothing (siehe Kapitel 2.5.4), so folgt:

$$\sigma_R^2 = 2\sigma_{\rho 1}^2 = 2\sigma_{\rho 2}^2 \quad (2-91)$$

Eine alternative Methode zum oben beschriebenen Verfahren mit einer einzigen Referenzstation am Boden ist die Verwendung mehrerer, in einem Gebiet verteilter Referenzstation (Ranging and Integrity Monitoring Stations = RIMS) bei den Weitbereichs-DGPS-Systemen WAAS, EGNOS und MSAS (siehe Glossar in Kapitel A.15). Diese RIMS verwenden Zweifrequenzempfänger um den frequenzabhängigen Ionosphärenfehler zu messen. In einer zentralen Master Control Station werden die Messungen der einzelnen Referenzempfänger (34 über Europa verteilte Empfänger bei EGNOS) verwendet um die Parameter eines Modells für die Abhängigkeit des Ionosphärenfehlers vom Ort zu bestimmen. Die Parameter des Ionosphärenmodells, sowie die oben erwähnten differentiellen Korrekturen werden einem GPS-Signal aufmoduliert und mit Hilfe von geostationären Satelliten (drei bei EGNOS) zu den GPS-Empfängern an Bord von Flugzeugen übertragen.

3 Theoretische Behandlung der Störmechanismen

3.1 Auswirkung von Störsignalen auf Verstärker

Der erste potentielle Angriffspunkt für Störsignale ist der meist im Antennengehäuse integrierte Vorverstärker. Aber auch nachfolgende Verstärker können in ihrer Funktion beeinträchtigt werden. Im normalen Betriebszustand ist die Ausgangsspannung eines Verstärkers proportional zur Eingangsspannung. Dabei stellt die Proportionalitätskonstante die Spannungsverstärkung dar. Die Leistungsverstärkung wiederum entspricht dem Quadrat der Spannungsverstärkung. Für die Leistungsverstärkung G gilt:

$$G = \frac{P_2}{P_1} = \left[\frac{U_2}{U_1} \right]^2 \quad (3-1)$$

Mit:

G : Leistungsverstärkung

P_1, P_2 : Leistung am Eingang bzw. am Ausgang des Verstärkers in W

U_1, U_2 : Spannung am Eingang bzw. am Ausgang des Verstärkers in V

Da die Ausgangsspannung eines Verstärkers der Eingangsspannung nur bis zu einer bestimmten Höhe folgen kann, führt dies bei hohen Eingangspegeln zu einer Verringerung der Verstärkung und damit zu einem nicht-linearen Verhalten. Die nominelle Leistungsverstärkung G_0 kann wie folgt angegeben werden:

$$G_0 = \frac{\Delta P_2}{\Delta P_1} = \left[\frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} \right]^2 \quad (3-2)$$

Es gilt dabei für die Leistung am Kompressionspunkt:

$$P_C \sim U_C^2$$

Mit:

U_C : Spannung am Kompressionspunkt gemäß Abb. 3-1.

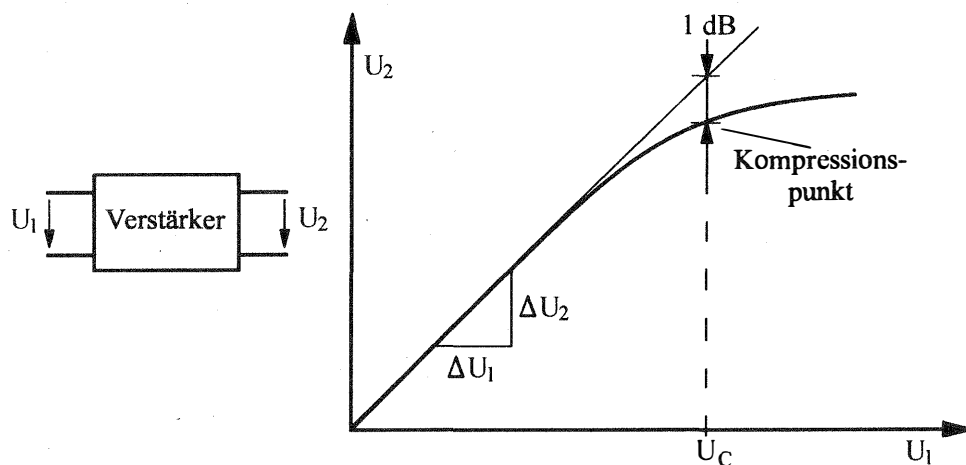


Abb. 3-1: Definition des Kompressionspunktes

Der Beginn des nichtlinearen Bereichs wird allgemein durch die Eingangsleistung definiert, bei der die Verstärkung G gegenüber der nominellen Verstärkung G_0 um 1 dB einbricht. Man bezeichnet diesen Punkt als 1 dB-Kompressionspunkt. Ein starkes Störsignal kann den Vorverstärker bis in den nichtlinearen Bereich aussteuern, so dass es dadurch zu Signalverzerrungen kommt. Ein weiterer Effekt, der auftritt, wenn ein Verstärker in den nichtlinearen Bereich seiner Kennlinie ausgesteuert wird, ist die Entstehung neuer Frequenzen durch Intermodulation zwischen zwei oder mehreren Eingangssignalen [Couch, L., 1993]. Die nichtlineare Kennlinie kann als Taylor-Reihe dargestellt werden:

$$U_2 = k_1 \cdot U_1 + k_2 \cdot U_1^2 + k_3 \cdot U_1^3 + k_4 \cdot U_1^4 + k_5 \cdot U_1^5 + k_6 \cdot U_1^6 + k_7 \cdot U_1^7 \dots \quad (3-3)$$

Mit:

k_i : Koeffizienten der Taylor-Reihe

Als einfachster Fall wird hier angenommen, dass gleichzeitig zwei Signale mit unterschiedlichen Frequenzen eingespeist bzw. empfangen werden:

$$U_1 = U_a \cdot \sin(2\pi f_a t) + U_b \cdot \sin(2\pi f_b t) \quad (3-4)$$

Durch Einsetzen von Gl. (3-3) in Gl. (3-4) und Umformen kann man U_2 als Summe von Sinus-Termen darstellen. Dabei geben die Argumente dieser Terme an, welche Frequenzen durch die nichtlineare Kennlinie entstanden sind. Wie man in Kapitel 6.2 sehen wird, sind bei GPS vor allem die Terme der 5. und 7. Ordnung von Interesse:

- Der Term 5. Ordnung enthält laut Gl. (A-27) die Intermodulationsfrequenzen der 5. Ordnung :
($3f_a - 2f_b$) und ($2f_a - 3f_b$)
- Der Term 7. Ordnung enthält laut Gl. (A-28) die Intermodulationsfrequenzen der 7. Ordnung:
($4f_a - 3f_b$) und ($3f_a - 4f_b$)

3.2 Einfluss der Hochfrequenz- und Zwischenfrequenzfilter

Solange die Frequenz f_J eines Störsignals innerhalb der Bandbreite des Nutzsignals liegt erfährt das Störsignal durch die verschiedenen Hochfrequenz- und Zwischenfrequenzfilter keine Dämpfung. Beim Heruntermischen des aus GPS-Signal und Störsignal bestehenden Empfangssignals auf die niedrigste Zwischenfrequenz bleibt der Abstand der Frequenz des Störsignals zur Mittenfrequenz von GPS, d.h. zu f_{L1} bzw. f_{L2} , erhalten. Dadurch wirkt sich die Charakteristik eines ZF-Filters auf die empfangenen Nutz- bzw. Störsignale so aus, als ob das Filter statt um die Zwischenfrequenz um die GPS-Mittenfrequenz zentriert wäre (Kapitel 2.2.4). Ein Störsignal wird durch die Filter im Signalpfad zwischen Antenne und Korrelator entsprechend dem Wert des Frequenzgangs seiner Übertragungsfunktion bei der Frequenz des Störsignals gedämpft. Das Ziel der folgenden Betrachtungen ist die Auswirkung eines Störsignals auf das S/N -Verhältnis zu beschreiben. Aus diesem Grund interessiert wie stark die Dämpfung eines Störsignals im Verhältnis zum Nutzsignal als Funktion der Frequenz variiert. Die Frequenzabhängigkeit dieser Dämpfung wird durch die normierte Übertragungsfunktion des Signalpfads zwischen Antenne und A/D-Wandler $a(f)$ beschrieben. Diese wird hier Prä-Korrelations-Frequenzgang genannt.

Er kann wie folgt beschrieben werden:

$$a(f) = g(f) + g_{LNA}(f) + a_{Kab}(f) + g_{ZF}(f) \quad (3-5)$$

Für Frequenzen, die innerhalb der Bandbreite $B(LNA)$ des Vorverstärkers liegen, d.h. für $|f - f_{HF}| \ll B(LNA)$ gilt:

$$a(f) \approx g_{ZF}(f) \quad (3-6)$$

Mit:

$a(f)$: Prä-Korrelations-Frequenzgang in dB

f_{HF} : GPS-Mittenfrequenz, f_{L1} bzw. f_{L2}

$g(f)$: auf sein Maximum normierter Frequenzgang des Antennengewinns in dB

$g_{LNA}(f)$: auf sein Maximum normierter Frequenzgang des Vorverstärkers nach Gl. (2-18) in dB, Butterworth-Filter 2. oder 3. Ordnung mit der Mittenfrequenz f_{HF}

$a_{Kab}(f)$: auf sein Maximum normierter Frequenzgang der Dämpfung des Antennenkabels in dB, vernachlässigbar wegen geringer Abhängigkeit von der Frequenz (Abb. 6-12)

$g_{ZF}(f)$: auf sein Maximum normierter und in den HF-Bereich transformierter Frequenzgang von ZF-Verstärkern, ZF-Filtern in dB, nach Gl. (2-19), allerdings mit $f_{ZF} = f_{HF}$

Im Gesamtbudget der Frequenzgänge der einzelnen Baugruppen dominiert das letzte ZF-Filter, das das Empfangssignal vor der Korrelation auf die Bandbreite des Codes B_C (Kapitel 2.1) begrenzt. Es bestimmt maßgeblich den normierten Frequenzgang des Signalpfads im Empfänger $g_{ZF}(f)$ wie auch den Gesamtfrequenzgang (siehe Kapitel 6, und Abb. 6-1). Die Filterwirkung von Antenne und Vorverstärker sind hauptsächlich dann von Interesse, wenn es um die Betrachtung der Einwirkung von Störsignalen auf den Vorverstärker bzw. die Eingangsstufe des HF-Teils geht.

3.3 Empfang der Spiegelfrequenz

Bei der Mischung eines empfangenen Signals mit dem Signal eines Oszillators entsteht ein neues Signal, das einen Term enthält, dessen Frequenz der Differenz der Frequenzen der beiden gemischten Signale entspricht (siehe Kapitel 2.2.5). Ein zweiter Term des Mischsignals enthält eine Frequenz, die der Summe der Frequenzen der gemischten Signale entspricht. Dieser Term wird jedoch von einem nachfolgenden Bandpass-Filter unterdrückt. Das Bandpass-Filter ist so ausgelegt, dass es die Zwischenfrequenz passieren lässt. Da es nicht zwischen positiven und negativen Frequenzen unterscheidet, kann auch ein empfangenes Störsignal, dessen Frequenz (Spiegelfrequenz) bei der Mischung zu einer negativen Frequenz mit dem gleichen Betrag führt, empfangen werden. Um dies zu verhindern, muss ein vor dem Mischer angeordnetes Bandpass-Filter das Signal mit der Spiegelfrequenz ausreichend dämpfen (Abb. 3-2). Hat ein GPS-Empfänger einen Oszillator mit einer Frequenz von z.B. 1400 MHz, so entsteht bei der Mischung mit dem L1-C/A-Code-Signal (1575.42 MHz) eine Zwischenfrequenz von 175.42 MHz. Ein Störsignal mit einer Spiegelfrequenz von 1224.58 MHz hingegen führt zu einer Zwischenfrequenz von -175.42 MHz und kann deshalb das nachfolgende Filter ebenfalls passieren.

Über eine geringe Störfestigkeit eines L1-Empfängers in der Nähe seiner Spiegelfrequenz berichtete z.B. [Zimmer, M., 1998b]. Bei Zweifrequenzempfängern kann dieses Problem jedoch verstärkt zum Tragen kommen. Eine GPS-Antenne, die außer der L1-Frequenz auch die L2-Frequenz empfängt, sorgt dafür dass das Störsignal mit der Spiegelfrequenz nahezu ungedämpft an den Eingang des HF-Teils gelangt. Nur das Eingangsfilter des L1-Kanals ist in der Lage das Signal mit der Spiegelfrequenz zu dämpfen. Ein Butterworth-Filter 2. Ordnung hat z.B. eine Spiegelfrequenzdämpfung von 63.8 dB zur Folge (Abb. 3-2). Durch Übersprechen kann es jedoch dazu kommen, dass in der Praxis die Spiegelfrequenzdämpfung wesentlich niedriger ausfällt, so dass Störsignale, deren Frequenz in der Nähe der L2-Frequenz liegen, auch den Empfang der L1-Frequenz beeinträchtigen. Dies zeigt sich bei manchen Zweifrequenzempfängern an der verringerten Störfestigkeit des Empfangs des L1-Signals gegenüber Störsignalen in der Nähe der L2-Frequenz (siehe Einbruch der gemessenen Störfestigkeitskurve in der Nähe von L2 in Abb. 7-8).

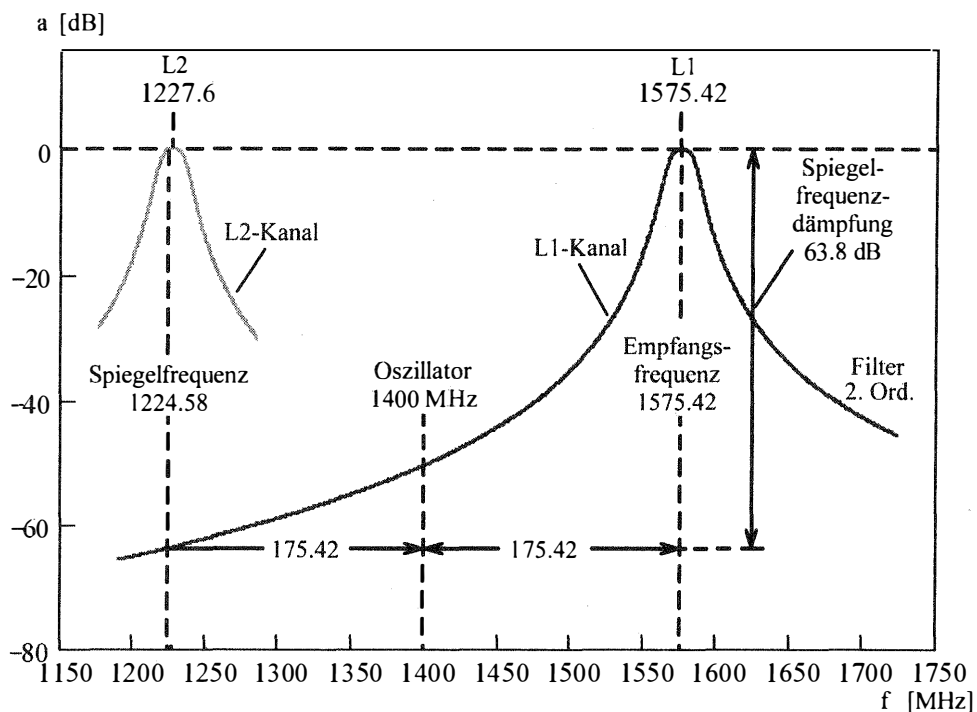


Abb. 3-2: Spiegelfrequenzdämpfung

3.4 Effekte bei der Analog/Digital-Wandlung

Ein GPS-Empfänger empfängt die mit PN-Codes modulierten Satellitensignale, sowie in diesem Frequenzbereich vorherrschendes thermisches Rauschen und mischt dieses Signalgemisch auf die Zwischenfrequenz f_{ZF} herunter. Die Leistung des Nutzsignals S ist dabei in der Regel um ca. 20 dB geringer, als die des thermischen Rauschens N . Somit überdeckt das thermische Rauschen das Nutzsignal. Erst bei der nachfolgenden Korrelation wird durch die Entspreizung des Signalspektrums und durch die Verringerung der Bandbreite das Signal aus dem Rauschen herausgehoben.

In Abb. 3-3 sind die Verhältnisse der Signale am Analog-/Digitalwandler am Beispiel eines sinus-förmigen Störsignals dargestellt. Tritt ein Störsignal auf, so überlagern sich Nutz- und Störsignal. Das Störsignal mit der Frequenz f_J behält auf der Zwischenfrequenzebene seinen Versatz ($f_J - f_{LI}$) gegenüber der Frequenz des Nutzsignals bei. Das Nutzsignal kann nach der A/D-Wandlung nur dann noch zurückgewonnen werden, wenn der Wandler so viele Quantisierungsstufen hat, dass seine Auflösung ΔU kleiner ist als die Standardabweichung des thermischen Rauschens (Abb. 3-3)

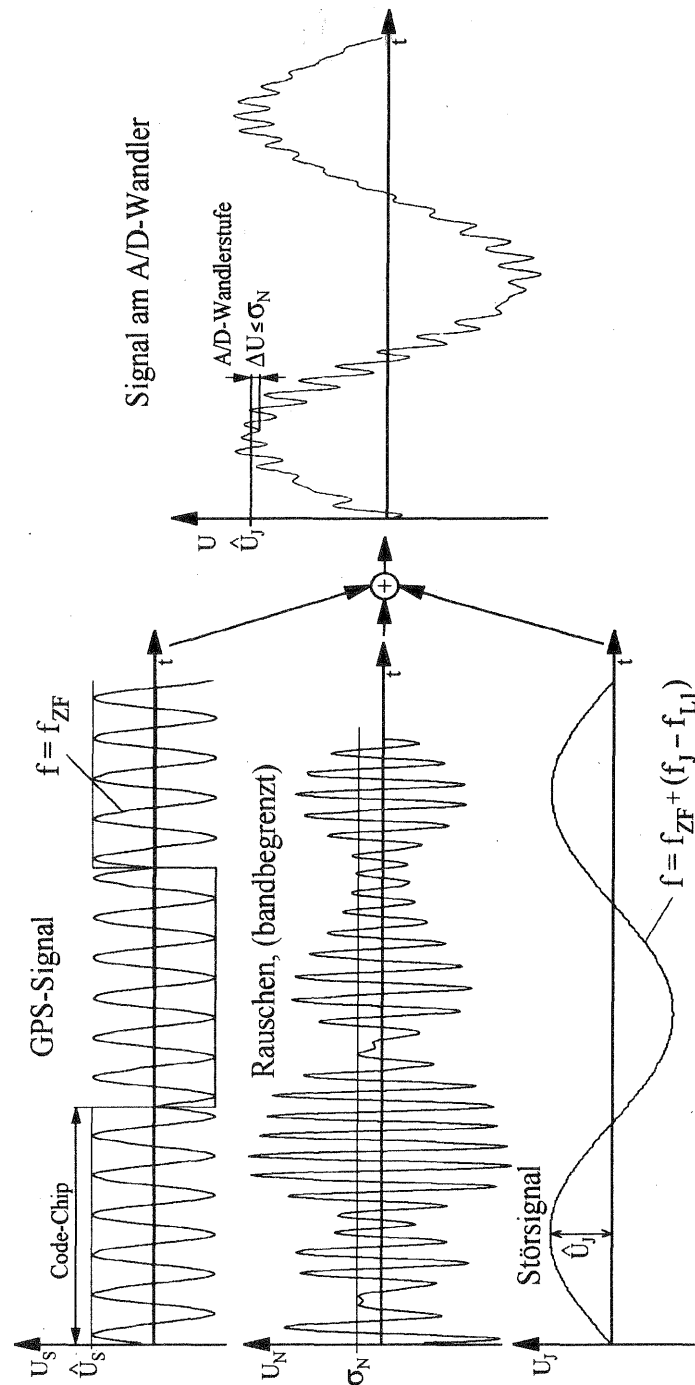


Abb. 3-3: Signale am Analog-/Digitalwandler (nicht maßstabsgetreu)

3.5 S/N -Degradation am Analog/Digital-Wandler

Man kann zeigen, dass sich insbesondere durch Quantisierungsrauschen aber auch durch thermisches Rauschen die Qualität des Signals bei der A/D-Wandlung verschlechtert. Dies zeigt sich durch die Verringerung, d.h. die Degradation des S/N . Störsignale führen bei ausreichender Stärke zu einer zusätzlichen Degradation des S/N bei der A/D-Wandlung. Die in der Literatur ([Amoroso, F., 1983], [Lysusin S., Khazanov, I., 1997]) beschriebenen Modelle dafür berücksichtigen jedoch die bei GPS vorherrschenden Bedingungen (im Rauschen verborgenes Nutzsignal) nicht oder bieten keine geschlossene Lösung. Die bekannten Modelle wurden hier vereinheitlicht und speziell für die Besonderheiten von GPS modifiziert.

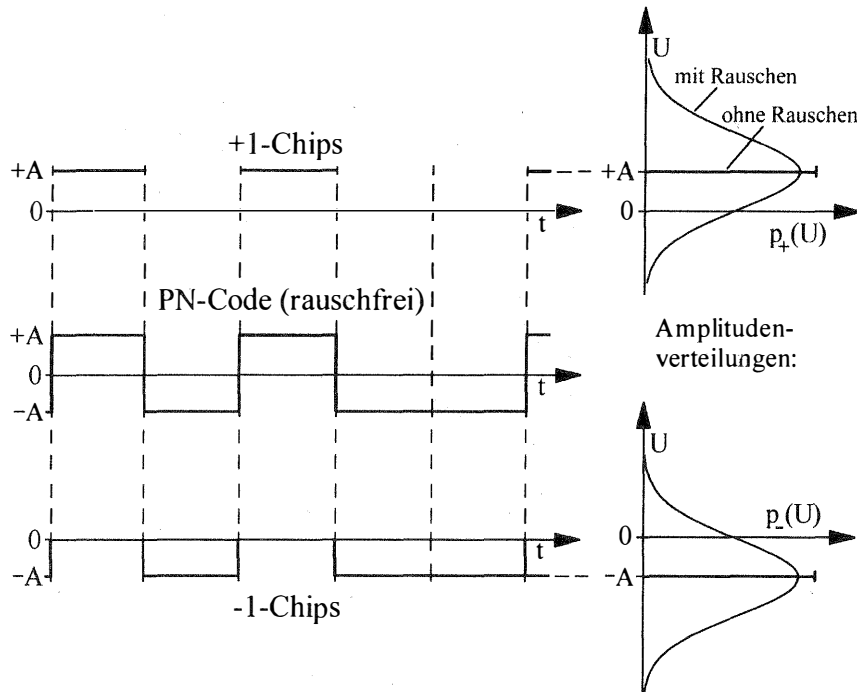


Abb. 3-4: Amplitudenverteilung der verrauschten Chips eines PN-Codes

Für die Analyse der S/N -Degradation am A/D-Wandler wird das folgende vereinfachende Modell angenommen: Der sinus-förmige Träger wird hier nicht berücksichtigt. Die positiven bzw. negativen Chips des PN-Codes werden getrennt betrachtet. Die Abtastwerte der Chips sind bei Berücksichtigung des thermischen Rauschens Gauß-verteilt. Während Zeitintervallen in denen positive Chips empfangen werden hat die Gauß-Verteilung des abzutastenden Signals den Mittelwert $+A$, beim Auftreten von negativen Chips entsprechend $-A$ (Abb. 3-4).

Die abgetasteten Werte werden hinter dem A/D-Wandler mit dem im Empfänger generierten, identischen PN-Code multipliziert. Wenn der generierte Code zum empfangenen Code synchron ist, wird bei der Multiplikation das Vorzeichen aller Abtastwerte positiv, d.h. $A \cdot 1 = A$ bzw. $(-A) \cdot (-1) = A$. Die im Rahmen des Korrelationsvorgangs berechnete Summe der Ergebnisse der Multiplikation liefert ein positives Ergebnis. Sein Wert wird dabei um so größer, je geringer die Verzerrung der Signale am A/D-Wandler ist. Setzt man eine perfekte Synchronisation der Codes voraus, so braucht man wegen der Symmetrie nur noch den Fall der positiven Chips betrachten. Man kann dann aus der Verzerrung der Amplitudenverteilung durch den A/D-Wandler auf den Rückgang des Korrelationsintegrals und damit auf die Degradation des S/N schließen.

In Abb. 3-5 ist exemplarisch die stufenförmige Kennlinie eines 2-Bit A/D-Wandlers dargestellt. An dieser Kennlinie gehen die Gauß-förmige Amplitudenverteilungen der positiven und negativen Eingangsspannungen $p_+(U)$ und $p_-(U)$ in eine diskrete Wahrscheinlichkeitsverteilung der Abtastwerte $P(U_i)$ über. Dabei werden die Wahrscheinlichkeiten $P(U_i)$ jeweils durch die Fläche unter der Gauß-Verteilung zwischen den einzelnen Schwellen bzw. zwischen den äußeren Schwellen und $-\infty$ bzw. $+\infty$ bestimmt (schraffierte Flächen in Abb. 3-5).

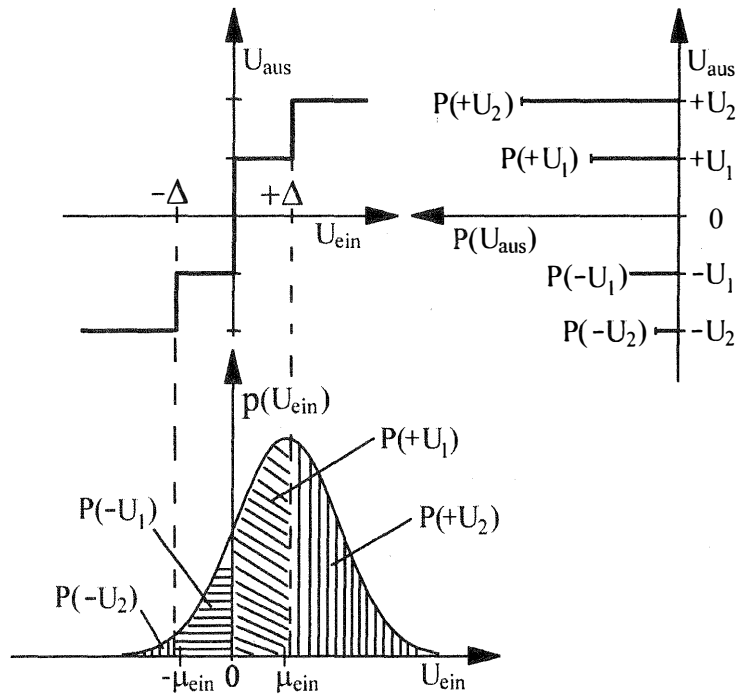


Abb. 3-5: Amplitudenverteilungen an Ein- und Ausgang eines 2-Bit A/D-Wandlers

Die Amplitudenverteilung der verrauschten, positiven Chips kann als Gauß-Verteilung mit dem positiven Mittelwert μ dargestellt werden:

$$p_N(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(U-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (3-7)$$

Mit:

σ : Standardabweichung des thermischen Rauschens in V

μ : Mittelwert in V, mit $\mu = A$ gilt $p_N(U) = p_+(U)$

Tritt ein Störsignal auf, so wird dadurch die Art der Amplitudenverteilung am Eingang des A/D-Wandlers verändert. Bevor die Auswirkung eines Störsignals auf die Abtastwerte bestimmt werden kann muss die Amplitudenverteilung am Eingang ermittelt werden. Dies soll hier für den Spezialfall eines sinus-förmigen Störsignals geschehen. Die Amplitudenverteilung $p_J(U)$ eines sinus-förmigen Störsignals ergibt sich wie folgt [Couch, L., 1993]:

$$p_J(U) = \begin{cases} \frac{1}{\pi\sqrt{\hat{U}^2 - U^2}} & \text{für } |U| \leq \hat{U} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (3-8)$$

Mit:

\hat{U} : Amplitude des sinus-förmigen Signals

U : Wert der Spannung, für die $p_J(U)$ eine Wahrscheinlichkeit für ihr Auftreten angibt

Nutzsignal und Störsignal überlagern sich. Die Amplitudenverteilung des resultierenden Signals ergibt sich aus der Faltung der Amplitudenverteilungen der einzelnen Signale:

$$p_{ges}(U) = p_N(U) * p_J(U) \quad (3-9)$$

Mit:

*: Faltungsoperator

Die Faltung von zwei Funktionen kann leichter im Frequenzbereich als im Zeitbereich durchgeführt werden. Dazu werden die einzelnen Funktionen einer Fourier-Transformation unterzogen und anschließend wird das Produkt ihrer Fourier-Transformierten wieder in den Zeitbereich zurücktransformiert [Föllinger, O., 1982]. Die Fourier-Transformierte der Gauß-Verteilung kann man einer Transformationstabelle entnehmen ([Föllinger, O., 1982]):

$$F\{p_N(U)\} = e^{-\frac{1}{2}\nu^2\sigma^2 - j\nu\mu} \quad (3-10)$$

Mit:

$F\{\}$: Fourier-Transformierte von $\{\}$

ν : die zur Spannung korrespondierende Variable mit der Einheit 1/Volt

Bei der Fourier-Transformation eines Signals hat die unabhängige Variable ω im Frequenzbereich die Einheit 1/sec. In analoger Weise hat hier nach der Fourier-Transformation die unabhängige Variable ν die Einheit 1/Volt. Die Fourier-Transformierte der Amplitudenverteilung der Sinus-Funktion kann wie folgt dargestellt werden [Goiser, A., 1998]:

$$F\{p_J(U)\} = I_0(\hat{U} \cdot \nu) \quad (3-11)$$

Mit:

I_0 : Bessel Funktion 0-ter Ordnung

\hat{U} : Amplitude des sinus-förmigen Signals in V

ν : die zur Spannung korrespondierende Variable in 1/V

Die Fourier-Rücktransformation des Produkts $F\{p_N\} \cdot F\{p_J\}$ kann nicht analytisch beschrieben werden. Man kann jedoch eine numerische Berechnung der Näherung der Fourier-Rücktransformation durchführen und erhält dadurch die Amplitudenverteilung des Gesamtsignals:

$$p_{ges}(U) \approx \int_{-\frac{3}{\sigma}}^{\frac{3}{\sigma}} [F\{p_N(U)\} \cdot F\{p_J(U)\}] e^{+j\nu U} d\nu \quad (3-12)$$

Für die Berechnung von p_{ges} wurden statt der üblichen Grenzen des Fourier-Integrals $-\infty$ bzw. $+\infty$ die Werte $-3/\sigma$ bzw. $+3/\sigma$ verwendet. Der Grund dafür ist, dass die Fourier-Transformierte der Gauß-Verteilung $F\{p_N(U)\}$ für $|U| > 3/\sigma$ sehr klein wird.

Aus der Amplitudenverteilung des Gesamtsignals p_{ges} , kann man die Verteilung der diskreten Werte am Ausgang des A/D-Wandlers für den Fall eines anliegenden sinus-förmigen Störsignals berechnen. Zum Beispiel ergeben sich für einen 2-Bit A/D-Wandler mit 4 äquidistanten Quantisierungsstufen die Wahrscheinlichkeiten $P(-U_2)$ bis $P(+U_2)$ für das Auftreten der zu den einzelnen Stufen gehörenden Abtastwerte wie folgt (vgl. Abb. 3-5):

$$P(-U_2) = \int_{-\infty}^{-\Delta} p_{ges}(U) dU \quad (3-13)$$

$$P(-U_1) = \int_{-\Delta}^0 p_{ges}(U) dU \quad (3-14)$$

$$P(U_1) = \int_0^{+\Delta} p_{ges}(U) dU \quad (3-15)$$

$$P(U_2) = \int_{+\Delta}^{+\infty} p_{ges}(U) dU \quad (3-16)$$

Mit:

Δ : Größe einer Quantisierungsstufe

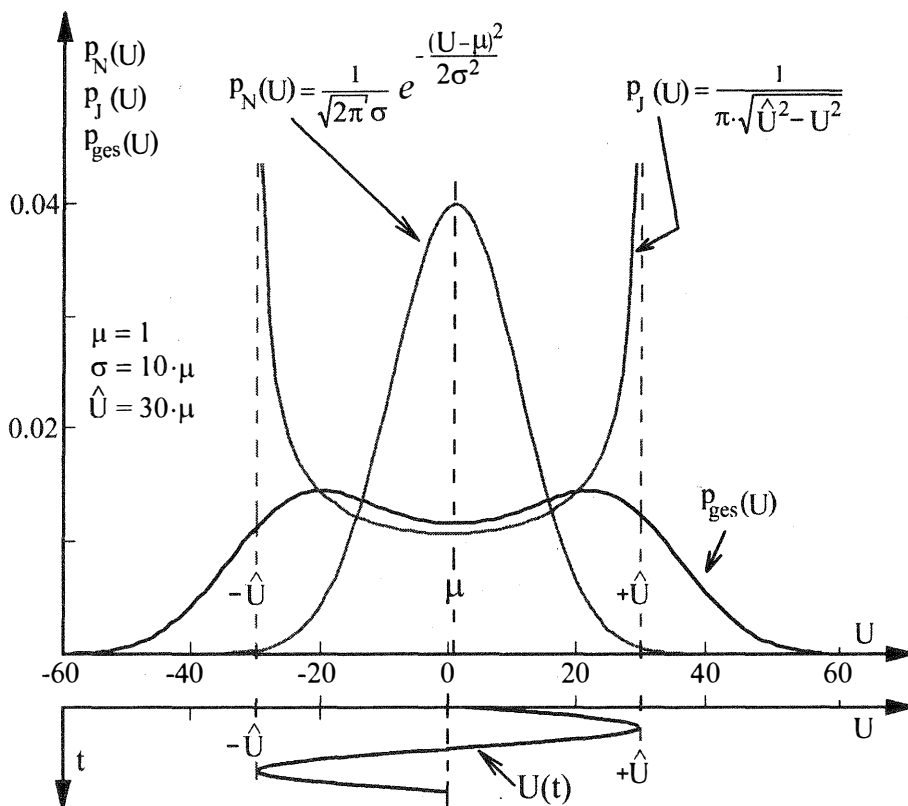


Abb. 3-6: Amplitudenverteilungen von Nutzsignal, Rauschen und Gesamtsignal

Für A/D-Wandler mit anderen Stufenzahlen erfolgt die Berechnung der Wahrscheinlichkeiten auf analoge Weise. Da hier positive und negative Chips getrennt betrachtet werden, handelt es sich bei dem betrachteten Nutzsignal um eine Gleichspannung. Die Gleichspannungsleistung eines Signals entspricht laut (A-33) dem Quadrat seines arithmetischen Mittelwerts μ :

$$S = \mu^2 \quad (3-17)$$

Die Rauschleistung eines Signals entspricht nach Gl. (A-35) seiner Varianz:

$$N = \sigma^2 \quad (3-18)$$

Die Leistung J des sinus-förmigen Störsignals mit der Amplitude \hat{U} berechnet sich nach Gl. (A-31) als:

$$J = \frac{1}{2} \hat{U}^2 \quad (3-19)$$

Das S/N kann somit als Quotient aus den Quadraten von Mittelwert und Standardabweichung ausgedrückt werden. Für das S/N am Eingang des A/D-Wandlers erhält man:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{ein} = \frac{\mu_{ein}^2}{\sigma_{ein}^2} \quad (3-20)$$

Im Falle des C/A-Codes von GPS beträgt das S/N am Eingang des A/D-Wandlers je nach Rauschzahl des Empfängers zwischen -20 und -21 dB (vgl. Abb. 5-5). Ein S/N von -20 dB hat zur Folge, dass die Standardabweichung des Nutzsignals σ_{ein} um den Faktor 10 größer ist als der Mittelwert μ_{ein} :

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{ein} = -20 \text{ dB} \Rightarrow \sigma_{ein} = 10 \cdot \mu_{ein} \quad (3-21)$$

Wie bereits erwähnt, verändert ein A/D-Wandler die Amplitudenverteilung des Signals und verringert dadurch das S/N -Verhältnis. Das S/N am Ausgang berechnet sich aus dem Mittelwert μ_{aus} und der Standardabweichung σ_{aus} der Abtastwerte am Ausgang wie folgt:

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{aus} = \frac{\mu_{aus}^2}{\sigma_{aus}^2} \quad (3-22)$$

Die Werte von μ_{aus} und σ_{aus} können dabei wie folgt berechnet werden:

$$\mu_{aus} = P(-U_2) \cdot (-U_2) + P(-U_1) \cdot (-U_1) + P(U_1) \cdot U_1 + P(U_2) \cdot U_2 \quad (3-23)$$

und

$$\sigma_{aus} = \sqrt{P(-U_2) \cdot (-U_2 - \mu_{aus})^2 + P(-U_1) \cdot (-U_1 - \mu_{aus})^2 \dots + P(U_1) \cdot (U_1 - \mu_{aus})^2} \quad (3-24)$$

Der sogenannte Konversionsverlust a_{AD} beschreibt die Verschlechterung des S/N durch die Quantisierung am A/D-Wandler. Er ergibt sich als Quotient der S/N -Werte am Ausgang $(S/N)_{aus}$ bzw. am Eingang $(S/N)_{ein}$:

$$a_{AD} = 10 \cdot \log \left(\frac{\left(\frac{S}{N} \right)_{aus}}{\left(\frac{S}{N} \right)_{ein}} \right) = 10 \cdot \log \left(\frac{\frac{\mu_{aus}^2}{\sigma_{aus}^2}}{\frac{\mu_{ein}^2}{\sigma_{ein}^2}} \right) \quad (3-25)$$

Die oben dargestellten Berechnungen wurden für verschiedene A/D-Wandler durchgeführt. Die Abb. 3-7 zeigt den berechneten Konversionsverlust als Funktion der auf die Nutzleistung S normierten Störleistung J für verschiedene A/D-Wandlerarten. Wird bei der Berechnung des Konversionsverlusts das Störsignal nicht berücksichtigt ($\hat{U} = 0$ bzw. $J = 0$), so erhält man die Degradation durch die A/D-Wandlung alleine. Sie variiert zwischen -1.97 dB beim 1-Bit A/D-Wandler und -0.36 dB beim 12-bit A/D-Wandler. Diese Werte stimmen mit den Angaben in [Parkinson, B., et al., 1996] überein. Berücksichtigt man das Störsignal, so erhöht sich der Betrag des Konversionsverlusts mit zunehmender Störleistung J . Dabei weisen A/D-Wandler mit größerer Bit-Zahl einen vom Betrag her geringeren Konversionsverlust auf. Die Verwendung eines Multi-Bit A/D-Wandlers kann ohne weitere Maßnahmen die Störfestigkeit eines GPS-Empfängers nur wenig verbessern. Ein Multi-Bit A/D-Wandler ist aber die Voraussetzung für die Realisierung von digitalen Störsignalunterdrückungsmechanismen (vgl. Kapitel 3.12) wie Linear Prediction, Adaptive Filterung oder Filterung im Frequenzbereich mit Hilfe der Fast Fourier-Transformation (FFT).

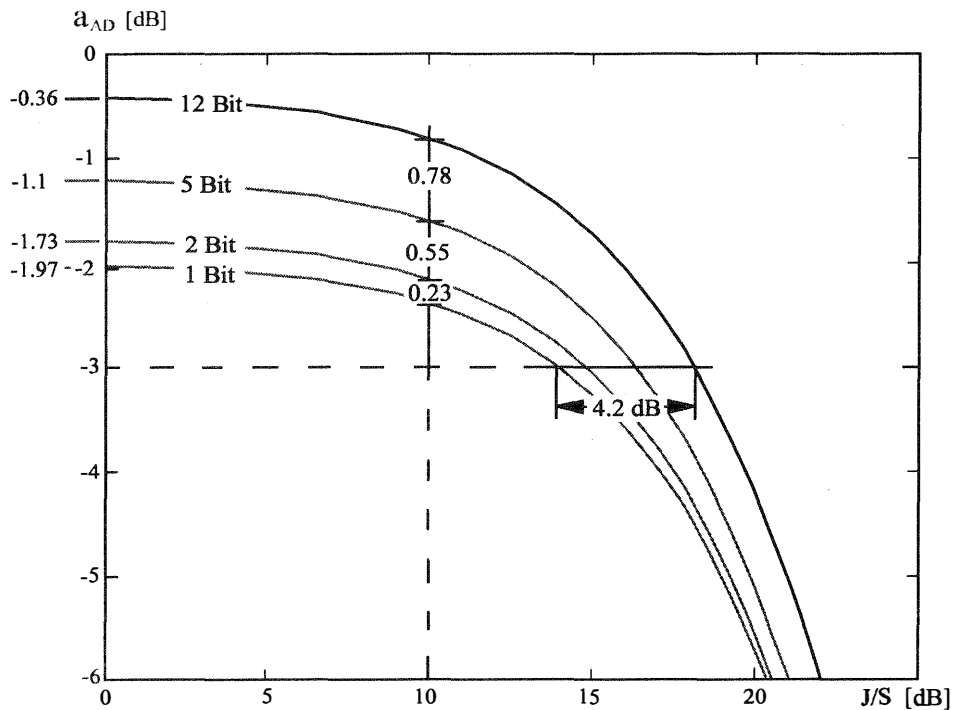


Abb. 3-7: Konversionsverlust als Funktion des J/S -Verhältnisses

3.6 Spreizung und Entspreizung des Nutzsignals

Wie bereits erwähnt, wird das von der GPS-Antenne empfangene Signal verstärkt, gefiltert und mit dem im Empfänger erzeugten Code korreliert. Durch die Multiplikation des empfangenen Signals mit dem generierten Code werden die bei der Modulation des Trägers mit dem Code verursachten Phasensprünge (Abb. 2-1) eliminiert. Lediglich die durch die Datenmodulation ausgelösten Phasensprünge bleiben erhalten.

Die Bandbreite des GPS-Signals wird deshalb von der Code-Bandbreite B_C auf die Breite der Datenmodulation B_B reduziert. Man spricht dabei von einer Entspreizung des Signals. Bei der Multiplikation des Trägers mit dem Code im Satellit war das Signalspektrum zuvor um das gleiche Verhältnis gespreizt worden (Abb. 3-8). Die Nutzleistung, d.h. die Fläche unter dem Leistungsdichtespektrum bleibt, sowohl bei der Spreizung als auch bei der Entspreizung unverändert. Die Spreizung des Signalspektrums im Satellit sorgt dafür, dass die zur Bandbreite proportionale Rauschleistung an der Empfangsantenne gegenüber der Leistung des Nutzsignals im Falle des C/A-Codes um ca. 20 dB überwiegt. Bei der Verringerung der Bandbreite durch die Entspreizung im Empfänger bleibt die Signalleistung unverändert. Ein Bandpass-Filter begrenzt die Kanalbandbreite nach dem Mischer auf die dort aktuelle Signalbandbreite. Dadurch wird die Rauschleistung um das Bandbreitenverhältnis B_C/B_B reduziert. Das S/N erhöht sich dabei um den sogenannten Prozessgewinn der diesem Bandbreitenverhältnis entspricht:

$$P_G = 10 \log \left(\frac{B_C}{B_B} \right) \quad (3-26)$$

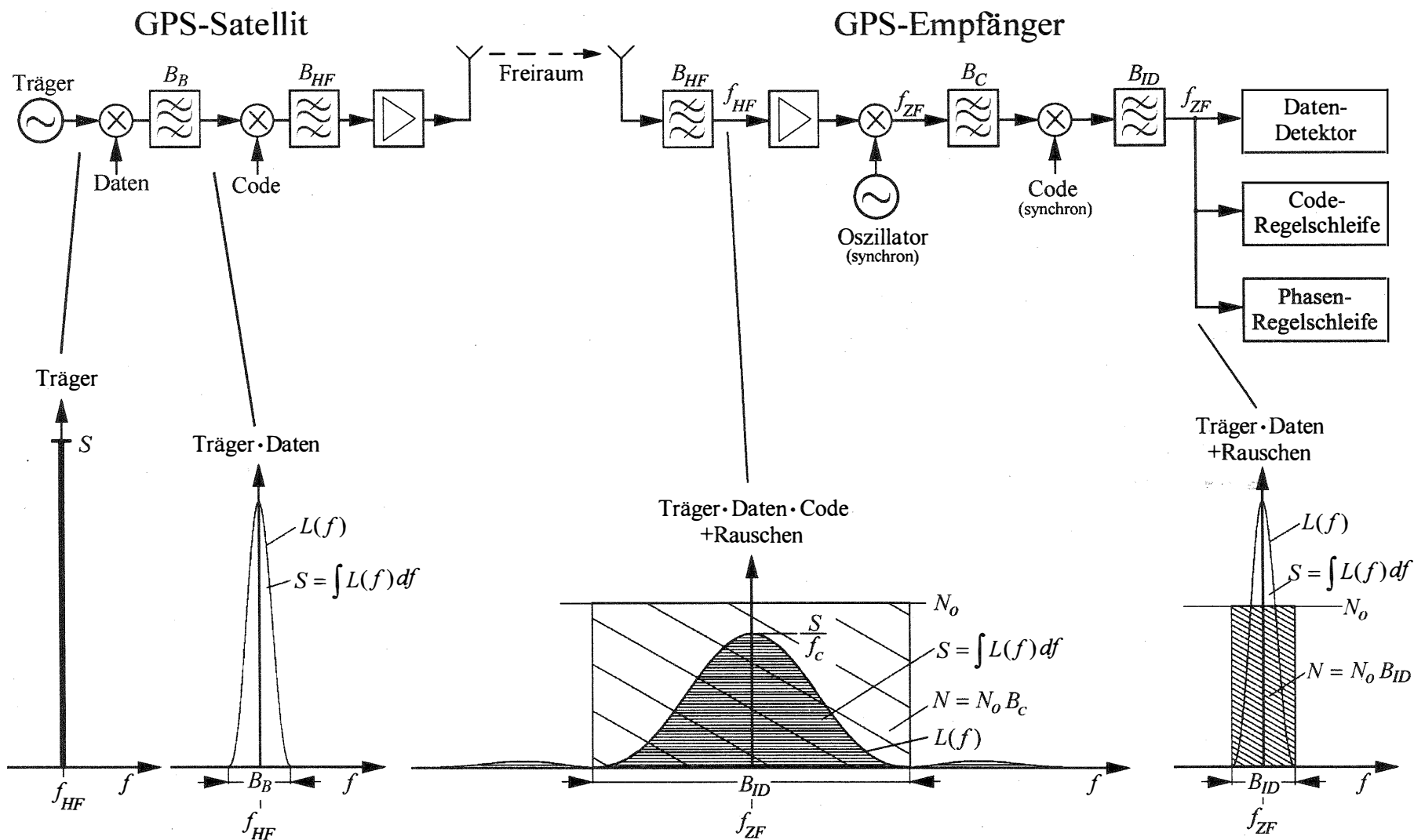
Mit:

P_G : Prozessgewinn (43.1 dB beim C/A-Code und 53.1 dB beim P-Code)

B_C : Bandbreite des Codes, 2.046 MHz beim C/A-Code und 20.46 MHz beim P-Code

B_B : Bandbreite der Daten, 100 Hz

Abb. 3-8: Spreizung und Entspreizung des GPS-Signals



3.7 Spreizung des Störsignals beim Empfang von C/A bzw. P-Code

Im Empfänger wird außer dem GPS-Signal auch ein eventuell empfangenes Störsignal mit dem generierten Code (C/A bzw. P) multipliziert. Es erfährt dadurch eine BPSK-Modulation mit dem Code. Das Spektrum des Störsignals nach dieser Modulation wird hier mit L_{JC} bezeichnet. War das Störsignal zuvor schmalbandig, ist L_{JC} danach ein SINC-förmiges Spektrum. Ist die Mittenfrequenz des Störsignals gegenüber der Mittenfrequenz von GPS verschoben (d.h. $f_{J,I} \neq f_{HF}$), so wird das Störsignal zuerst durch die verschiedenen HF und ZF-Filter gedämpft (Gewichtung mit dem Prä-Korrelations-Frequenzgang $a(f_{J,I})$ in Abb. 3-10). Nach der Multiplikation mit dem Code bleibt eine Verschiebung des Störspektrums gegenüber dem Spektrum von GPS erhalten (siehe $L_{JC,I}(f)$ in Abb. 3-10, rechts unten).

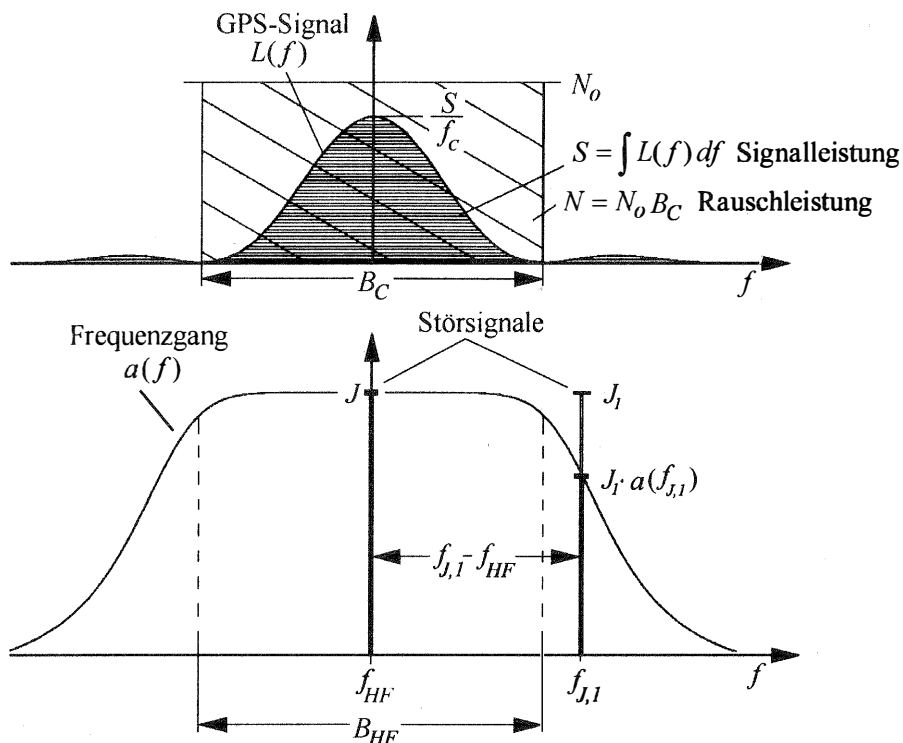


Abb. 3-9: Spektren vor der Multiplikation mit dem generierten Code

Das Ergebnis der Multiplikation wird von einem I&D-Filter integriert. Das I&D-Filter hat die Wirkung eines Bandpass-Filters. Seine Bandbreite B_{ID} entspricht meist der Bandbreite der Daten B_B von 100 Hz. Das Nutzsignal ist an dieser Stelle schmalbandig und wird durch das I&D-Filter nicht beeinträchtigt. Der Zweck der Filterung durch das I&D-Filter ist u.a. die Reduktion der Rauschleistung. Ferner wird dadurch auch die Störleistung reduziert, da nur die innerhalb von B_{ID} auftretende Störleistung das Filter passieren kann. Innerhalb der geringen Bandbreite des I&D-Filter ist die Variation von $L_{JC}(f)$ sehr klein. Ein Spektrum, dessen Betrag näherungsweise unabhängig von der Frequenz ist, kann nicht vom Spektrum des thermischen Rauschens unterschieden werden. Deshalb kann das Signal, das durch die Multiplikation von Störsignal und Code entsteht, als künstliches Rauschen bezeichnet werden (grob schraffierte Fläche in Abb. 3-10 entspricht der Leistung des künstlich erzeugten Rauschens bzw. der effektiven Störleistung J_{eff} . Die fein schraffierte Fläche entspricht der Leistung des thermischen Rauschens N).

Zur Berechnung von $L_{NC}(f)$ für beliebige Störsignale geht man von folgender Betrachtung aus: Allgemein gilt, dass der Multiplikation zweier Signale im Zeitbereich eine Faltung ihrer Spektren entspricht (vgl. Gl.(A-9)). Um $L_{JC}(f)$ zu berechnen, muss man deshalb das Leistungsdichtespektrum des Störsignals $L_J(f)$ mit dem Leistungsdichtespektrum des generierten Codes $L_C(f)$ falten [Owen, J., et. al., 1998]:

$$L_{JC}(f) = L_J(f) * L_C(f) = \int_{-\infty}^{\infty} L_J(\tilde{f}) \cdot L_C(f - \tilde{f}) d\tilde{f} \quad [W/Hz] \quad (3-27)$$

Mit:

L_J : Leistungsdichtespektrum des empfangenen Störsignals in W/Hz,

L_C : normiertes Leistungsdichtespektrum des generierten Codes in 1/Hz

L_{JC} : Leistungsdichtespektrum des Produkts in W/Hz,

*: Faltungsoperator

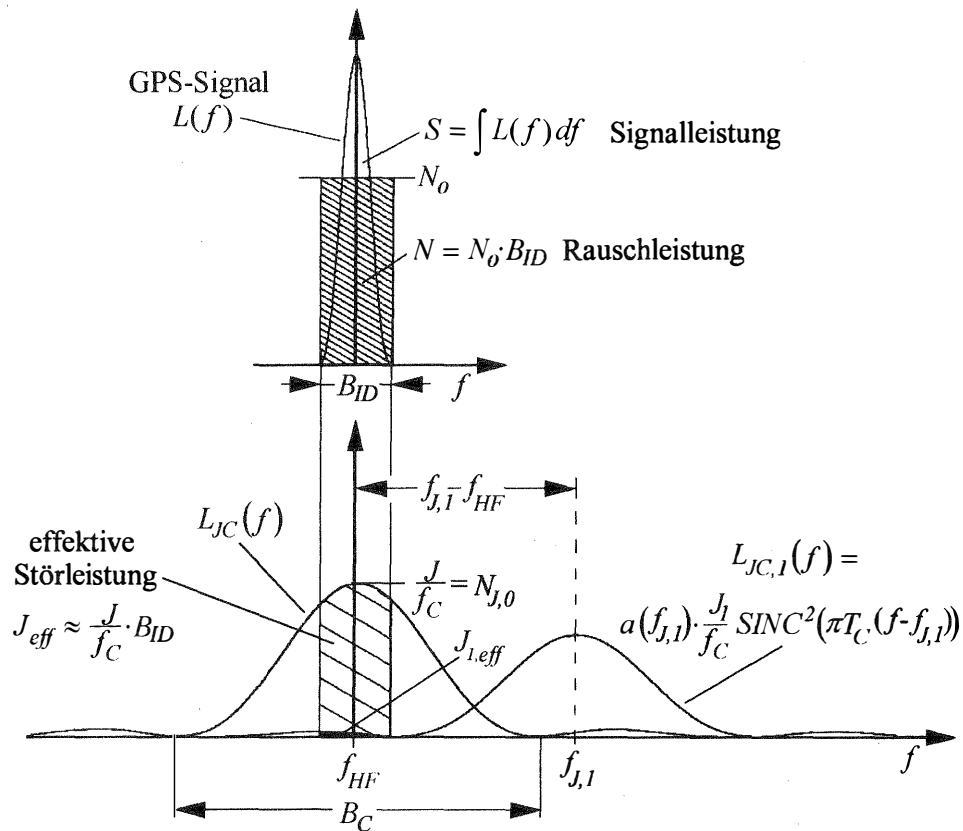


Abb. 3-10: Spektren der Multiplikation mit dem generierten Code

Die Multiplikation des empfangenen Signals mit dem generierten Code findet im Zwischenfrequenzbereich statt. Da die Zwischenfrequenz in gewissen Grenzen frei wählbar ist, wird hier zur Vereinfachung und zur Erhaltung der Allgemeingültigkeit angenommen, die Zwischenfrequenz würde der Mittenfrequenz von GPS entsprechen, d.h.:

$$f_{ZF} = f_{HF} \quad (3-28)$$

Da die Amplitude des generierten Codes unerheblich ist, wird die Leistungsdichte des Codes auf die Code-Taktrate f_C normiert:

$$L_C(f) = \frac{1}{f_C} \text{SINC}^2(\pi T_C(f - f_{HF})) \quad [1/\text{Hz}] \quad (3-29)$$

Anders als in [Owen, J., et. al., 1998] beschrieben, handelt es sich aber bei L_J nicht mehr um das Spektrum des empfangenen Störsignals, sondern um das durch den Prä-Korrelations-Frequenzgang $a(f)$ gefilterte Stör-spektrum.

$$L_J(f) = L_{J,e} \cdot a(f) \quad (3-30)$$

Mit:

$L_{J,e}$: Leistungsdichtespektrum des empfangenen Störsignals in W/Hz

$a(f)$: Prä-Korrelations-Frequenzgang nach Gl. (3-5) oder Näherung nach Gl. (3-6)

Dieser Unterschied kommt vor allem dann zum Tragen, wenn das Spektrum des empfangenen Störsignals sein Maximum außerhalb der Hauptkeule des Spektrums von GPS hat (in Abb. 2-7 kann man ablesen dass z.B. ein schmalbandiges Störsignal bei 1577.9 MHz durch das SAW-Filter eine zusätzliche Dämpfung von 33 dB erfährt). Die Hauptkeule der Funktion $L_{JC}(f)$ ist immer sehr viel breiter (einige MHz) als die Bandbreite des I&D-Filters (z.B. 100 Hz). Deshalb kann, wenn das Störspektrum in der Nähe der GPS-Mittenfrequenz liegt, $L_{JC}(f)$ durch seinen Wert bei f_{zf} bzw. f_{HF} ersetzt werden (Abb. 3-10):

$$L_{JC}(f) \approx L_{JC}(f = f_{HF}) \quad (3-31)$$

Wobei gilt:

$$L_{JC}(f = f_{HF}) = \int_{-\infty}^{\infty} L_J(f) \cdot L_C(f) df \quad [W / \text{Hz}] \quad (3-32)$$

Aus den Gleichungen (3-30), (3-31) und (3-32) folgt für die Leistungsdichte des künstlichen Rauschens $N_{J,0}$:

$$N_{J,0} = \int_{-\infty}^{\infty} a(f) \cdot L_{J,e}(f) \cdot L_C(f) df \quad [W / \text{Hz}] \quad (3-33)$$

$L_{J,e}$ kann z.B. durch Messung mit Hilfe eines Spektrumanalysators oder, bei bekannten Signalen, durch Berechnung bestimmt werden. Anschließend kann daraus mit Hilfe von Gl. (3-33) $N_{J,0}$ ermittelt werden. Um die effektive Rauschleistung J_{eff} zu erhalten, muss L_{JC} über die Bandbreite des nachfolgenden I&D-Filters integriert werden (Abb. 3-10):

$$J_{eff} = \int_{f-f_{HF}-\frac{B_{ID}}{2}}^{f-f_{HF}+\frac{B_{ID}}{2}} L_{JC}(f) df \approx N_{J,0} \cdot B_{ID} \quad [W] \quad (3-34)$$

Mit:

B_{ID} : Bandbreite des I&D-Filters in Hz

Bei breitbandigen Störsignalen kann der Fall auftreten, dass das Spektrum des Störsignals so breit ist bzw. gegenüber der GPS-Mittelfrequenz so weit verschoben ist, dass ein großer Teil seiner Leistung außerhalb der Hauptkeule von L_C liegt. In diesem Fall kann durch die Wirkung der HF- und ZF-Filter die effektive Störleistung, d.h. das Integral von $L_J(f)$ über der Frequenz, um einige 10 dB geringer sein als das Integral über $L_{J,e}(f)$ (vgl. Fläche zwischen Spektrum des Codes und Spektrum des gefilterten Codes in Abb. 2-7). Wegen der geringen Variation von $L_{JC}(f)$ innerhalb der Bandbreite B_{ID} kann $L_{JC}(f)$ durch sein Maximum $N_{J,0}$ ersetzt werden. Dabei entspricht $N_{J,0}$ der Leistungsdichte des künstlichen Rauschens. Die Leistung des künstlich erzeugten Rauschens kann betrachtet werden als effektive Störleistung J_{eff} . Sie entspricht der Fläche unter der L_{JC} -Kurve. Diese kann durch das Produkt aus dem Maximum $N_{J,0}$ und der Bandbreite B_{ID} genähert werden:

$$J_{eff} = \int_{f-f_{HF}-\frac{B_{ID}}{2}}^{f-f_{HF}+\frac{B_{ID}}{2}} L_{JC}(f) df \approx N_{J,0} \cdot B_{ID} \quad [W] \quad (3-35)$$

Mit:

J_{eff} : effektive Störleistung bzw. künstlich erzeugte Rauschleistung

B_{ID} : Bandbreite des I&D-Filters in Hz

$N_{J,0}$: Rauschleistungsdichte des durch das Störsignal erzeugte Rauschens in W/Hz

Da das thermische Rauschen und das künstliche Rauschen unkorreliert sind, summieren sich ihre Leistungsdichten. Bei einem auftretenden Störsignal muss das S/N durch das effektive S/N ersetzt werden:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{eff} = \frac{S}{N_0 \cdot B_{ID} + \int_{f-f_{HF}-\frac{B_{ID}}{2}}^{f-f_{HF}+\frac{B_{ID}}{2}} L_{JC}(f) df} \approx \frac{S}{(N_0 + N_{J,0}) \cdot B_{ID}} \quad (3-36)$$

Im Fall $N_{J,0} \ll N_0$ dominiert das thermische Rauschen über das vom Störsignal erzeugte Rauschen, während bei $N_{J,0} \gg N_0$ das vom Störer erzeugte Rauschen überwiegt. Dabei nimmt pro dB zusätzlicher Störleistung das $(S/N_0)_{eff}$ um 1 dB ab, bis schließlich das Satellitensignal nicht mehr empfangen werden kann. Im Fall von $N_{J,0} = N_0$ bricht das $(S/N_0)_{eff}$ um 3 dB gegenüber dem ungestörten Fall ein (rechter Rand von Abb. 3-11, gemessene Kurve Abb. 6-13).

Viele GPS-Empfängertypen geben das auf die Bandbreite normierte effektive S/N_0 aus:

$$\left(\frac{S}{N_0}\right)_{eff} = \left(\frac{S}{N}\right)_{eff} \cdot B_{ID} = \frac{S}{N_0 + N_{J,0}} \quad (3-37)$$

Das Spektrum $L_{JC}(f)$ trifft auf den Eingang der nachfolgenden Stufen des Empfängers. Dies sind der Datendetektor, die Code-Regelschleife und die Phasenregelschleife (Abb. 3-8). Die Messgenauigkeit von Pseudorange bzw. Trägerphase und die Bit-Fehlerrate sind abhängig vom S/N bzw. S/N_0 (Kapitel 2.5).

Die Auswirkung auf die Genauigkeit der Code-, Phasenmessungen und die Bit-Fehlerrate ergibt sich durch Einsetzen des $(S/N_0)_{eff}$ an Stelle des S/N_0 in die Gleichungen für die Messgenauigkeit der Pseudorange, (2-66) bzw. der Trägerphase, Gl. (2-68), sowie der Gleichung für die Bit-Fehlerrate, Gl. (2-75). Der Empfang eines Störsignals macht sich, wenn das daraus resultierende künstliche Rauschen gegenüber dem thermischen Rauschen nicht mehr vernachlässigbar ist, durch die Degradation des vom Empfänger ermittelten \hat{S}/\hat{N} (Kapitel 2.4.1) bemerkbar. Die Beobachtung des \hat{S}/\hat{N} erlaubt eine Abschätzung des zu erwartenden Einflusses auf Messgenauigkeit von Pseudorange bzw. Trägerphase und die Bit-Fehlerrate.

3.8 Spreizung des Störsignals beim Empfang des Y-Codes

Wie in Kapitel 2.3.5 erwähnt unterscheidet sich die Verarbeitung des unbekanntes Y-Codes in zivilen GPS-Empfängern in einigen Punkten von der Verarbeitung von C/A- bzw. P-Code. Dies hat Konsequenzen für die Dämpfung des Störsignals durch die Spreizung:

a) Kreuzkorrelation des L1 und des L2-Signals:

(vgl. Kapitel 2.3.5-a und Abb. 2-15-a) Ein auf einer der beiden Frequenzen (L1 bzw. L2) empfangenes schmalbandiges Störsignal wird bei Kreuzkorrelation mit dem jeweils anderen Signal (L2 bzw. L1) durch den Y-Code des anderen Signals gespreizt. Es wird aber gleichzeitig durch die Multiplikation mit dem zweiten Nutzsignal verstärkt. Diese beiden Effekte kompensieren sich bis zu einem gewissen Grad.

b) Korrelation mit P-Code und anschließende Quadrierung:

(vgl. Kapitel 2.3.5-b und Abb. 2-15-b) Wird eine Korrelation des auf der L1- bzw. der L2-Frequenz empfangenen Y-Codes mit einem generierten P-Code durchgeführt, so wird ein empfangenes Störsignal durch den P-Code gespreizt. Anschließend wird die effektive Störleistung durch ein 1.023 MHz breites Bandpass-Filter (zweifache Taktrate des W-Codes) begrenzt (Abb. 2-15). Die anschließende Quadrierung trägt nicht zur Reduktion der effektiven Störleistung bei.

c) Korrelation mit P-Code und anschließende Kreuzkorrelation:

(vgl. Kapitel 2.3.5-c und Abb. 2-15-c) Bei dieser Technik wird wie bei b) ein Störsignal durch die Multiplikation mit dem generierten P-Code gespreizt. Seine effektive Störleistung wird durch die Reduktion der Bandbreite von 20.46 MHz auf 1.023 MHz bei der anschließenden Filterung um ca. 13 dB reduziert. Die nachfolgende Kreuzkorrelation zwischen L1- und L2-Signal beeinflusst die effektive Störleistung näherungsweise nicht.

Die verschiedenen Techniken zur Auswertung des Y-Codes können nach dem hier beschriebenen Modell die Leistung eines schmalbandigen Störsignals um einen Prozessgewinn von maximal 13 dB reduzieren. Dieser Wert ist um 27 dB geringer als der Prozessgewinn beim Empfang des C/A-Codes bzw. 40 dB geringer als beim Empfang des P-Codes. Dieses Modell stimmt jedoch nur begrenzt mit der in heutigen GPS-Empfängern verwendeten Techniken überein. Eine Ursache dafür ist, dass diese Empfänger eine Verknüpfung der Regelschleifen enthalten, die den Y-Code bzw. den C/A-Code auswerten. Ferner sind die Details der Verarbeitung des Y-Codes aus Wettbewerbsgründen nicht öffentlich bekannt.

3.9 Schmalbandige Störsignale

3.9.1 Auswirkung schmalbandiger Störsignale

Ein Spezialfall ergibt sich für ein sinus-förmiges Störsignal mit der Frequenz f_J . Sein Spektrum $L_{J,e}(f)$ besteht aus einer einzelnen Linie bei der Frequenz f_J und kann daher durch einen Dirac-Impuls bei f_J beschrieben werden:

$$L_{J,e}(f) = J \cdot \delta(f - f_J) \quad (3-38)$$

Mit:

J : Leistung des Störsignals in W

$\delta(f)$: Dirac-Impuls

Allgemein gilt [Föllinger, O., 1982]:

$$\delta(f - f_0) * X(f) = X(f_0) \quad (3-39)$$

Gl. (3-27) vereinfacht sich in diesem Fall zu:

$$L_{JC}(f) = J \cdot \alpha(f_J) \cdot L_C(f_J) \quad [W/Hz] \quad (3-40)$$

Für das Leistungsdichtespektrum des mit dem Code multiplizierten Störsignals gilt dann:

$$L_{JC}(f) = \frac{J}{f_C} \alpha(f_J) \cdot \text{SINC}^2(\pi T_C(f - f_J)) \quad [W/Hz] \quad (3-41)$$

Die künstlich erzeugte Rauschleistung J_{eff} ist in diesem Fall:

$$J_{eff} = \int_{f - f_{HF} - B_{ID}}^{f - f_{HF} + B_{ID}} L_{JC}(f) df \approx L_{JC}(f_{HF}) \cdot B_{ID} \quad [W] \quad (3-42)$$

Dabei wurde das Integral genähert durch den Term $L_{JC}(f_J) \cdot B_{ID}$, der die Fläche eines schmalen Rechtecks beschreibt (Abb. 3-10). Aus Gl. (3-42) folgt:

$$J_{eff} \approx J \frac{B_{ID}}{f_C} \alpha(f_J) \cdot \text{SINC}^2(\pi T_C(f_{HF} - f_J)) = N_{J,0} \cdot B_{ID} \quad [W] \quad (3-43)$$

Man erkennt, dass durch die Multiplikation mit dem generierten Code und die anschließende schmalbandige Filterung die effektive Störleistung um den Faktor B_{ID}/f_C kleiner als die empfangene Störleistung ist. Der Reziprokwert dieses Faktors entspricht dem Prozessgewinn G_P . Aus Gl. (3-43) ergibt sich die künstlich erzeugte Rauschleistungsdichte für sinus-förmige Störsignale (vgl. Abb. 3-10):

$$N_{J,0} = \frac{J}{f_C} \alpha(f_J) \cdot \text{SINC}^2(\pi T_C(f_{HF} - f_J)) \quad [W/Hz] \quad (3-44)$$

Stimmt die Frequenz des Störsignals f_J mit der Mittenfrequenz von GPS, f_{HF} überein, so geht die SINC-Funktion gegen 1 und Gl. (3-44) vereinfacht sich zu:

$$N_{J,0} = \frac{J}{f_C} \quad [W/Hz]$$

(3-45)

Setzt man Gl. (3-44) in Gl. (3-37) ein, so erhält man das effektive S/N_0 für den Fall des sinus-förmigen Stör-signals:

$$\left(\frac{S}{N_0}\right)_{eff} = \frac{S}{N_0 + \frac{J}{f_C} a(f_J) \cdot \text{SINC}^2(\pi T_C (f_{HF} - f_J))} \quad [Hz]$$

(3-46)

Das effektive S/N_0 nach Gl. (3-46) ist in Abb. 3-11 als Funktion der Leistung und Frequenz eines Stör-signals dargestellt.

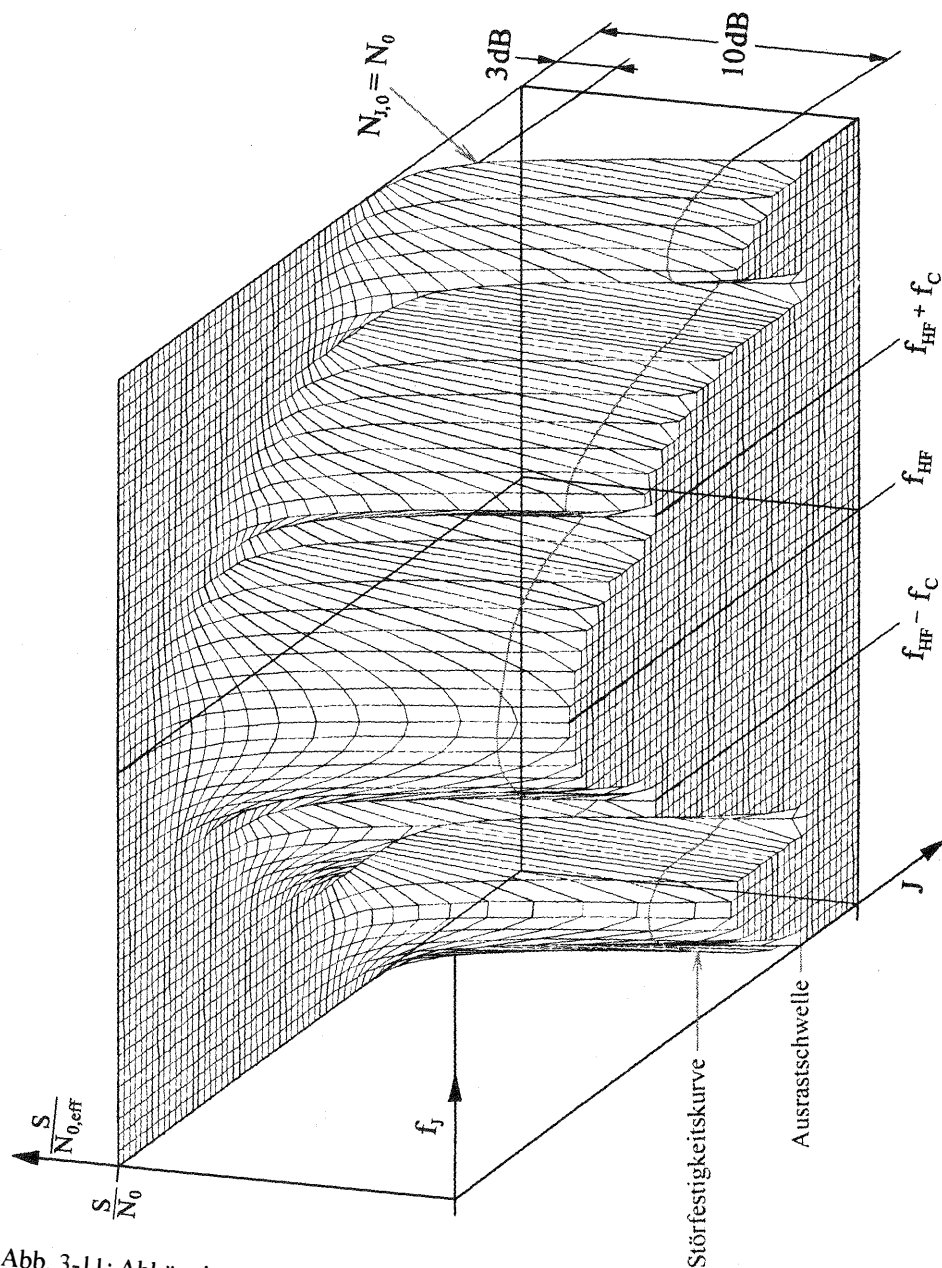


Abb. 3-11: Abhängigkeit des effektiven S/N_0 von Störleistung J und Störfrequenz f_J

3.9.2 Störfestigkeitskurve

Wie man in Kapitel 5.3, 6.4 und 7 noch sehen wird ist es hilfreich eine Kurve zu bestimmen, die bei verschiedenen Frequenzen f_J die Störleistung $J(f_J)$ angibt, die notwendig ist um eine definierte Degradation des effektiven S/N_0 zu bewirken. Diese Kurve wird hier Störfestigkeitskurve genannt. Bei einer Degradation des effektiven S/N_0 um den Faktor r gegenüber dem ungestörten S/N_0 gilt folgendes:

$$\left(\frac{S}{N_0}\right)_{eff} = \frac{1}{r} \cdot \frac{S}{N_0} \quad (3-47)$$

Für die Störfestigkeitskurve hat sich ein Faktor $r = 10$ bewährt, da erst bei einer Degradation von 10 dB die Auswirkung eines Störsignals auf die Rohdaten nachweisbar ist (Kapitel 5.2) und die DLL noch nicht ausrastet (Abb. 6-13). Um die Störfestigkeitskurve zu berechnen setzt man Gl. (3-46) in Gl. (3-47) ein und löst nach der Störleistung J auf:

$$J(f_J) = \frac{(r-1) \cdot N_0 \cdot f_C}{a(f_J) \cdot \text{SINC}^2(\pi T_C (f_{HF} - f_J))} \quad (3-48)$$

Die Gleichung (3-48) gilt jedoch nur in der Nähe der Mittenfrequenz f_{HF} , d.h. ungefähr in dem Bereich $(f_{HF} - 2f_C) \leq f_J \leq (f_{HF} + 2f_C)$. Außerhalb dieses Bereiches dominieren Effekte, die mathematisch schwer zu beschreiben sind. Dies sind z.B. Nebenmaxima und -minima des Frequenzgangs des SAW-Filters (Abb. 2-7) und das Übersprechen zwischen verschiedenen Baugruppen des Empfängers (siehe Kapitel 6.4). In Abb. 3-11 ist die theoretische Störfestigkeitskurve für eine 10 dB Degradation in das Diagramm eingezeichnet. Betrachtet man die Störfestigkeitskurve in Abb. 3-11, so erkennt man, dass sich die Kurvenform des Prä-Korrelations-Frequenzgangs und des SINC-förmigen Spektrums des Codes überlagern. Ein Störsignal erfährt eine Filterung, die durch das Produkt aus Prä-Korrelations-Frequenzgang und SINC-Funktion beschrieben werden kann. Dieser Gesamtfrequenzgang $a_{ges}(f)$ kann dadurch ermittelt werden, dass die Störfestigkeitskurve $J(f)$ nach Gl. (3-48) bzw. die gemessene Kurve auf ihr Maximum normiert und anschließend ihr Kehrwert gebildet wird. Der Gesamtfrequenzgang a_{ges} sei:

$$a_{ges}(f) = a(f) \cdot \text{SINC}^2(\pi T_C (f_{HF} - f)) \quad (3-49)$$

Aus Gl. (3-48) folgt:

$$a_{ges}(f) = \frac{(r-1) \cdot N_0 \cdot f_C}{J(f_J = f)} = \frac{\max\{J(f)\}}{J(f)} \quad (3-50)$$

Wenn bei Störfestigkeitsmessungen ein Störsignal statt an der Antenne erst nach dem Vorverstärker in den Signalpfad eingespeist wird (vgl. Kapitel 6.4), so erhält man bei der Auswertung der Messwerte $J(f)$ mit Hilfe von Gl. (3-50) nicht den Gesamtfrequenzgang, sondern lediglich den Frequenzgang der Baugruppen, die sich im Hauptgehäuse des Empfängers befinden (Abb. 2-3). Dieser Frequenzgang wird hier „Frequenzgang des Empfängers“ (d.h. des Empfängers ohne Antennenkabel und Vorverstärker) genannt.

Statt Gl. (3-50) gilt in diesem Fall:

$$\alpha_{Emp}(f) = \frac{\max\{J(f)\}}{J(f)} \quad (3-51)$$

Mit:

$J(f)$: Störfestigkeitskurve, die durch Einspeisung des Störsignals nach Antenne und Vorverstärker gewonnen wurde

α_{Emp} : Frequenzgang des Empfängers, d.h. der Baugruppen im Hauptgehäuse

3.9.3 Störung des C/A-Codes durch sinus-förmige Störsignale

Besondere Bedingungen gelten beim Empfang von Störsignalen, deren Bandbreite kleiner ist als der Linienabstand des C/A-Code-Spektrums von 1 kHz. Der C/A-Code hat, wie oben erwähnt, ein Linienspektrum das durch die SINC-Funktion genähert werden kann (vgl. Gl. (2-10)). Die Amplitude der einzelnen Linien entspricht dabei den Koeffizienten der Fourier-Reihe, die die AKF des Codes repräsentiert (nach Wiener und Kintchine, siehe [Couch, L., 1993]). Die Abb. 2-8 zeigt den Verlauf der AKF eines idealen PN-Codes. Diese Form haben nur sequentielle PN-Codes wie z.B. der C/A-Code von GLONASS. Bei den C/A-Codes der verschiedenen GPS-Satelliten sind jedoch verschiedene Teilsequenzen des gleichen Codes miteinander korreliert. Dabei ergeben sich bei gewissen Verschiebungen, die vom individuellen Code abhängen, Nebenmaxima und -minima der Autokorrelationsfunktion (Abb. 3-12). Dies führt dazu, dass auch das Linienspektrum der Codes vom idealen SINC-förmigen Verlauf abweicht (Abb. 3-13).

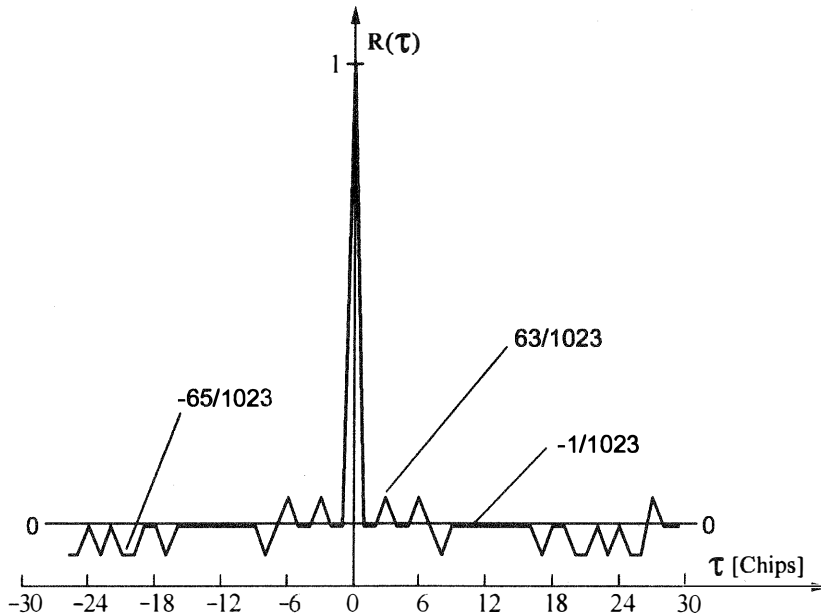


Abb. 3-12: Ausschnitt aus realer AKF des C/A-Codes mit Nebenmaxima

Die einzelnen Linien über- bzw. unterschreiten die SINC-förmige Einhüllende des Linienspektrums eines Codes mit idealer AKF (Abb. 3-13). Stimmt die Frequenz eines schmalbandigen Störsignals genau mit der Frequenz einer Spektrallinie, die die SINC-Funktion überschreitet, überein, so ist sein Einfluss stärker, als dies bei der Betrachtung des kontinuierlichen Spektrums zu erwarten gewesen wäre.

In [Ward, P., 1994] wird eine Liste der Frequenzen von Linien präsentiert (sogenannte „Worst Lines“), die jeweils bei einem der 37 C/A-Codes am weitesten über die SINC-Funktion herausragen. Von allen C/A-Codes hat der Code des Satelliten mit der Nummer 5 ein Linienspektrum das eine Spektrallinie enthält, die im Vergleich mit den Spektren anderer C/A-Codes am weitesten herausragt. Diese Linie tritt bei einem Frequenzversatz von 123 kHz gegenüber der Mittenfrequenz des empfangenen Signals des Satelliten (Frequenzverschiebung gegenüber 1575.42 MHz plus aktuelle Doppler-Verschiebung, deren Wert zwischen -4.5 und +4.5 kHz variiert) auf und überschreitet das Maximum der SINC-Funktion um 8.4 dB (Abb. 3-13). Bei den durchgeführten Störfestigkeitsmessungen zeigte es sich, dass auf Grund dieses Effekts durch ein sinus-förmiges Störsignal der Empfang von einzelnen Satellitensignalen unterbrochen werden konnte, während die Signale anderer Satelliten ohne größere Beeinträchtigungen empfangen werden konnten. Tritt ein Störsignal mit einer Bandbreite von mehreren kHz auf, so heben sich seine Einflüsse auf Linien, die die SINC-Funktion über- und unterschreiten teilweise auf. Dieser Effekt ist um so stärker der Fall je größer die Bandbreite ist.

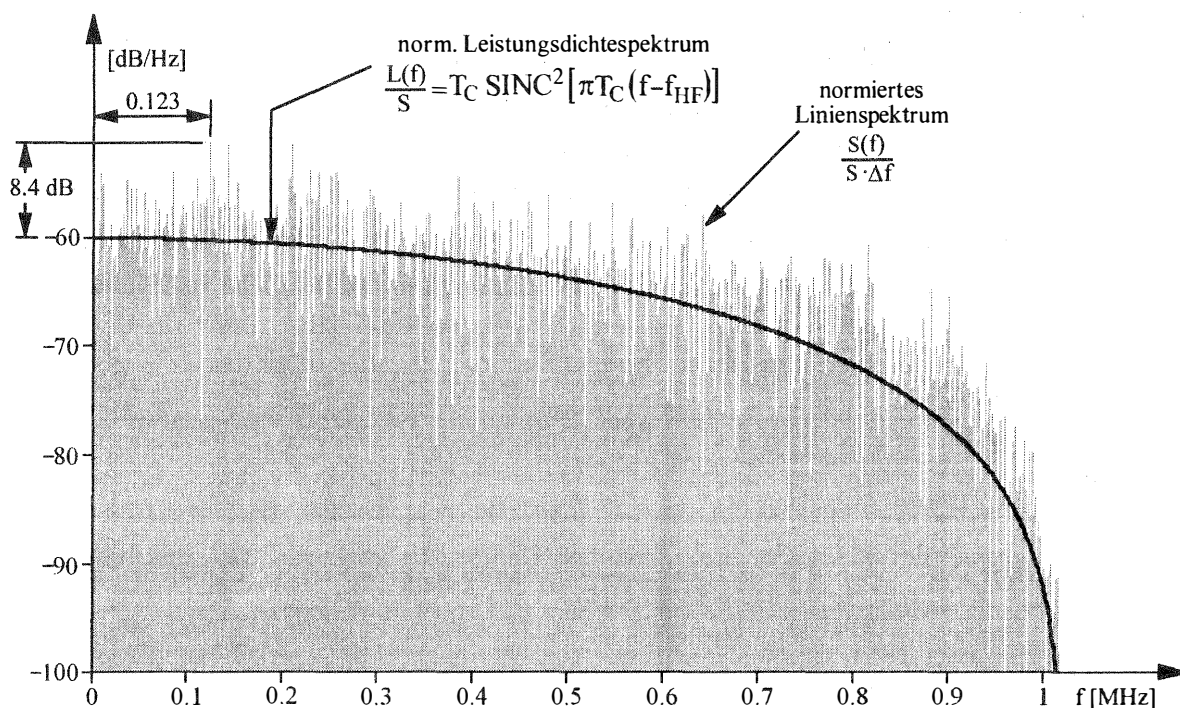


Abb. 3-13: Vergleich von Leistungsdichte- und Linienspektrum des C/A-Codes

3.10 Breitbandige Störsignale

Bisher wurde im wesentlichen die Störung durch sinus-förmige oder sehr schmalbandige Signale mit einer Bandbreite $B \ll 100$ kHz betrachtet. An dieser Stelle soll der Einfluss von breitbandigen Störsignalen betrachtet werden. Zu den breitbandigen Signalen zählen: bandbegrenztetes Rauschen, das breitbandige Kommunikationssignale repräsentiert; gepulste Signale von Radar-Anlagen; sowie Signale, die mit einem fremden PN-Code moduliert sind.

3.10.1 Bandbegrenztetes Rauschen

Unter bandbegrenztem Rauschen versteht man ein Signal, dessen Leistungsdichtespektrum nur in einem gewissen Frequenzintervall größer als Null und näherungsweise unabhängig von der Frequenz ist. Man kann es als Modell für Kommunikationssignale annehmen, die mit Daten oder digitalisierter Sprache moduliert sind, deren Bitrate wesentlich höher ist als die Periodendauer des Codes ist.

Das bandbegrenzte Rauschen habe folgende Leistungsdichte:

$$L_{J,e}(f) = \begin{cases} I_0 & \text{für } f_u \leq f \leq f_o \quad [W/Hz] \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (3-52)$$

Wobei gilt:

$$I_0 = \frac{J}{f_o - f_u} \quad (3-53)$$

Mit:

I_0 : Leistungsdichte des Störsignals in W,

J : Leistung des Störsignals

f_o, f_u : obere und untere Grenze des Störspektrums in Hz

Bei der Berechnung des Integrals in Gl. (3-33) muss in diesem Fall nur zwischen f_u und f_o integriert werden:

$$N_{J,0} = \int_{-\infty}^{\infty} a(f) \cdot L_{J,e}(f) \cdot L_C(f) df = \frac{I_0}{f_C} \int_{f_u}^{f_o} a(f) \cdot \text{SINC}^2(\pi T_C \cdot (f - f_{HF})) df \quad (3-54)$$

Ein Spezialfall tritt auf, wenn das bandbegrenzte Rauschen um die Mittenfrequenz des Nutzsignals f_{HF} zentriert ist. In diesem Fall sind folgende Substitutionen sinnvoll:

$$f_u = f_{HF} - \frac{B_J}{2} \quad (3-55)$$

$$f_o = f_{HF} + \frac{B_J}{2} \quad (3-56)$$

Mit Gl.(3-55) und Gl. (3-56) geht Gl. (3-54) in diesem Fall über in:

$$N_{J,0} = \frac{J}{f_C} \cdot \frac{1}{f_o - f_u} \cdot \int_{f_{HF} - \frac{B_J}{2}}^{f_{HF} + \frac{B_J}{2}} a(f) \cdot \text{SINC}^2(\pi T_C \cdot (f - f_{HF})) df = \frac{J}{f_C} \cdot Q \quad (3-57)$$

Der Term J/f_C in Gl. (3-57) entspricht dem Ausdruck für die künstliche Rauschleistungsdichte, die ein sinusförmiges Störsignal bei der Mittenfrequenz von GPS verursacht. Der zweite Term Q beschreibt die Dämpfung, die ein breitbandiges Signal durch die Gewichtung mit der SINC-Funktion erfährt:

$$Q = \frac{1}{f_o - f_u} \cdot \int_{f_{HF} - \frac{B_J}{2}}^{f_{HF} + \frac{B_J}{2}} a(f) \cdot \text{SINC}^2(\pi T_C \cdot (f - f_{HF})) df \quad (3-58)$$

Oft ist das bandbegrenzte Rauschen nicht um f_{HF} zentriert. Dann ist es hilfreich zu berechnen, wie groß der Anteil der Dämpfung des Störsignals ist, der vom Versatz gegenüber der GPS-Frequenz f_{HF} stammt.

Dazu wird die vom Störsignal erzeugte Leistungsdichte des künstlichen Rauschens nach Gl. (3-54) mit dem Wert verglichen der sich ergäbe, wenn das Störsignal um f_{HF} zentriert wäre. Der Quotient aus beiden wird „Frequency Dependent Rejection“ (FDR) genannt (z.B. in nach [ITU, 8D27-E, 1998]). Die in [ITU, 8D27-E, 1998] verwendete Definition berücksichtigt jedoch den Prä-Korrelations-Frequenzgang $a(f)$ nicht. Bei Verwendung von $a(f)$ ergibt sich:

$$FDR = \frac{\int_{f_{HF} - \frac{B_J}{2}}^{f_{HF} + \frac{B_J}{2}} a(f) \cdot \text{SINC}^2(\pi T_C \cdot (f - f_{HF})) df}{\int_{f_u}^{f_o} a(f) \cdot \text{SINC}^2(\pi T_C \cdot (f - f_{HF})) df} \quad (3-59)$$

Ist B_J kleiner als die Bandbreite des Prä-Korrelations-Frequenzgangs, so kann im Zähler von Gl. (3-59) $a(f) \approx 1$ gesetzt werden.

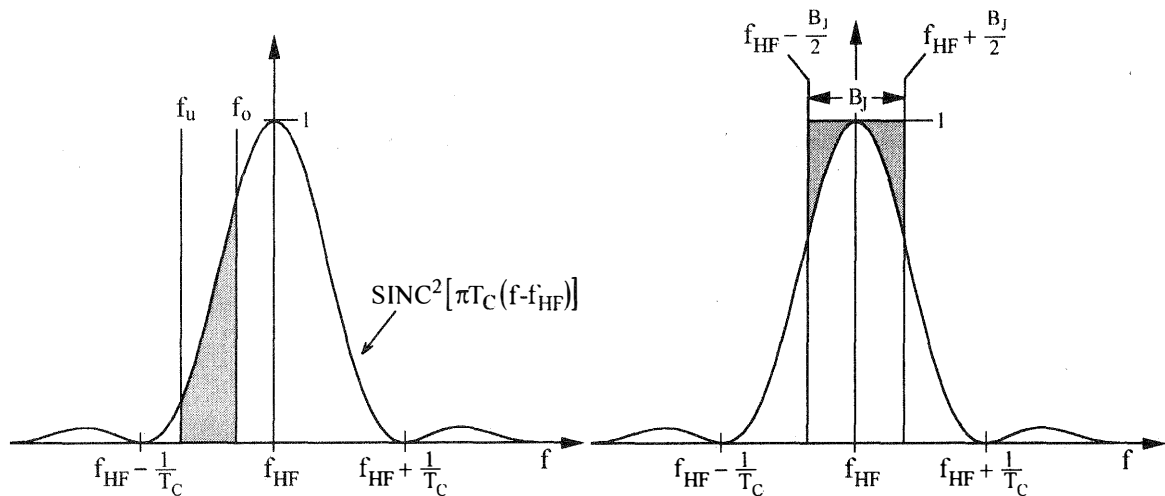


Abb. 3-14: Berechnung der FDR bei unsymmetrischem und bei zentriertem Rauschband

Ein Spezialfall ergibt sich, wenn das Spektrum des bandbegrenzten Rauschens sehr schmalbandig (d.h. $f_o - f_u$ sehr viel kleiner als die Breite der SINC-Funktion von $2/T_C$) und um die GPS-Mittenfrequenz zentriert ist. In diesem Fall vereinfacht sich Gl. (3-59) zu:

$$FDR \approx \frac{B_J}{\int_{f_u}^{f_o} a(f) \cdot \text{SINC}^2(\pi T_C \cdot (f - f_{HF})) df} \quad (3-60)$$

Mit:

B_J : Bandbreite des Rauschens in Hz, d.h. $B_J = (f_o - f_u)$

Der rechte Teil der Abb. 3-14 veranschaulicht die Verhältnisse beim Auftreten von bandbegrenztem Rauschen, das um f_{HF} zentriert ist. Sobald die Bandbreite so groß wird, dass bei der Berechnung von Gl. (3-54) das Rauschband nicht mehr mit der Hauptkeule der SINC-Funktion gewichtet wird, nimmt die FDR mit zunehmender Bandbreite rapide zu.

Die FDR und damit die Dämpfung des Störsignals wird um so größer, je größer die Bandbreite bzw. die graue Fläche in Abb. 3-14 ist. Setzt man eine Leistungsdichte des Störsignals voraus, die über den ganzen Frequenzbereich konstant ist, so nimmt bei zunehmender Bandbreite das Integral unter der Leistungsdichte, d.h. die Leistung zu, so dass dadurch ein Teil der zunehmenden Dämpfung durch die ansteigende FDR kompensiert wird. Um ein Maß für das Störpotential des bandbegrenzten Rauschens zu erhalten, muss man den Quotienten aus FDR und der Störbandbreite B_J betrachten. Für bandbegrenztes Rauschen mit der Bandbreite B_J , das um die Frequenz f_J zentriert ist, erhält man:

$$R = \frac{FDR}{B_J} \approx \frac{1}{\int_{f_J - \frac{B_J}{2}}^{f_J + \frac{B_J}{2}} a(f) \cdot \text{SINC}^2(\pi T_C \cdot (f - f_{HF})) df} \quad (3-61)$$

Die Abb. 3-15 zeigt den Quotienten R als Funktion von Frequenz f_J und Bandbreite B_J des Störsignals. Zur Vereinfachung wurde hier der Prä-Korrelations-Frequenzgang vernachlässigt.

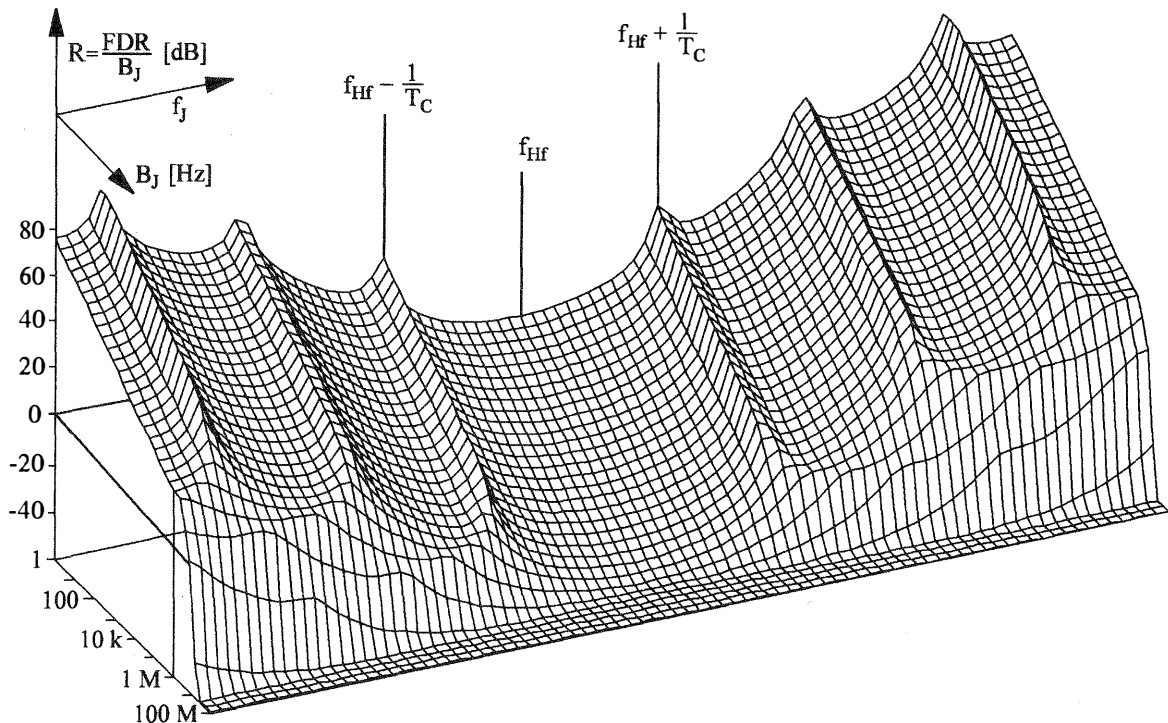


Abb. 3-15: R als Funktion von Frequenz f_J und Bandbreite B_J

Man erkennt in Abb. 3-15 dass mit zunehmender Bandbreite B_J des Störsignals der Wert von R solange abnimmt, bis sich B_J der Bandbreite B_C der SINC-Funktion von ($B_C = 2.046$ MHz beim C/A-Code) nähert. Betrachtet man die Variation von R als Funktion der Frequenz f_J so fällt auf, dass sich die Nullstellen der SINC-Funktion als Polstellen bemerkbar machen (die Werte von R gehen in Abb. 3-15 nur wegen der Quantisierung nicht gegen Unendlich). Der Verlauf von R ist in der Nähe der Polstellen sind um so breiter und flacher, je größer B_J ist (Verlauf von R für $B > 1$ MHz in Abb. 3-15).

3.10.2 Pseudonoise-Code-modulierte Störsignale

3.10.2.1 Störungen durch andere GPS-Satelliten

Ein einzelner Satellitenkanal eines GPS-Empfängers wertet das Signal eines einzelnen GPS-Satelliten aus. Dabei können die Signale der anderen empfangbaren GPS-Satelliten einen störenden Einfluss auf die Qualität des Signals im betrachteten Satellitenkanal haben. Die Signale der anderen Satelliten sind mit PN-Codes moduliert, die nicht mit dem im betreffenden Satellitenkanal generierten Code übereinstimmen. Bei der Multiplikation eines empfangenen PN-Codes mit einem erzeugten PN-Code entsteht ein neuer PN-Code der gleichen PN-Code-Familie [Spilker, J., 1980]. Der neu entstandene Code hat ein Spektrum, das wiederum durch eine SINC-Funktion beschrieben werden kann. Setzt man in Gl. (3-27) für das empfangene PN-modulierte Störsignal und den generierten PN-Code das Spektrum nach Gl. (3-29) ein, wobei man das Spektrum des generierten Codes auf sein Maximum normiert, so folgt mit Gl. (A-3) für die Leistungsdichte P_0 der vom Störsignal verursachten Rauschens:

$$P_0 = \int_{-\infty}^{\infty} \left[a(f) \cdot \frac{J}{f_C} \text{SINC}^2(\pi f T_C) \right] \cdot \left[\frac{1}{f_C} \text{SINC}^2(\pi f T_C) \right] df \quad (3-62)$$

Mit:

J: empfangene Signalleistung des fremden GPS-Satelliten in W

Setzt man voraus, dass $a(f)$ lediglich die weit von der Mittenfrequenz entfernten Nebenmaxima dämpft so folgt aus Gl. (3-62) die Näherung:

$$P_0 \approx \frac{J}{f_C^2} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \left[\text{SINC}^4(\pi f T_C) \right] df = \frac{2}{3} \frac{J}{f_C} \quad [W/Hz] \quad (3-63)$$

Da Nutz- und Störsignal die gleiche Mittenfrequenz haben, kann hier der Prä-Korrelations-Frequenzgang $a(f)$ näherungsweise vernachlässigt werden. Wenn die fremden, PN-modulierten Störsignale von anderen GPS-Satelliten stammen, dann bezeichnet man P_0 auch als „Intra System Interference“. Treten mehrere fremde PN-Signale auf, z.B. von n anderen Satelliten, so summieren sich ihre Leistungsdichten und es gilt:

$$P_{0,ges} = \frac{2}{3} \frac{1}{f_C} \sum_{i=1}^n J_i \quad [W/Hz] \quad (3-64)$$

Mit:

J: empfangene Signalleistung des i-ten fremden GPS-Satelliten in W

Dabei hängt J_i von der aktuellen Schrägentfernung zum betreffenden Satelliten und von den Antennengewinnen der Satelliten- bzw. der Empfangsantennen in Richtung der Verbindungslinie zwischen beiden ab. Setzt man in erster Näherung für J_i die nominelle Leistung von -160 dBW ein, so erhält man für P_0 einen Wert von -222 dBW/Hz. Bei 12 sichtbaren Satelliten ergibt sich damit eine Gesamtleistungsdichte von $P_{ges} = -211.1$ dBW/Hz. Dieser Wert ist um 9.5 dB niedriger, als die ohnehin auftretende thermische Rauschleistungsdichte $N_0 = -201.6$ dBW/Hz (der hier eingesetzte Wert für N_0 gilt für Empfänger mit der Rauschtemperatur 500 Kelvin, siehe Kapitel 2.2.3).

3.10.2.2 Störungen durch Pseudosatelliten

Um zu vermeiden dass durch das starke Sendesignal eines Pseudosatelliten (PL = Pseudolite) benachbarte GPS-Empfänger gestört werden, kann man die Mittenfrequenz seines Signals gegenüber der GPS-Frequenz verschieben. Dadurch ergibt sich eine Dämpfung (Isolation) des PL-Signals im GPS-Empfänger. Eine zusätzliche Dämpfung stellt die Freiraumdämpfung zwischen dem PL-Sender und dem GPS-Empfänger dar. Durch die Modulation des PL-Signals mit Impulsen kann die Dämpfung weiter erhöht werden (Kapitel 6.4.2). Damit das PL den GPS-Empfänger nicht über ein zulässiges Maß hinaus beeinträchtigt muss folgendes gelten:

$$J + G_S + a_f + G_E + I_s < N_{J,0,zul} \quad (3-65)$$

Mit:

- J : Sendeleistung des PL in dBW
- G_S : Gewinn der Sendeantenne in Richtung auf den GPS-Empfänger in dBi
- G_E : Gewinn der GPS-Antenne, in Richtung Sender,
z.B. -4.5 dBi bei horizontalem Einfall
- a_f : Freiraumdämpfung über den Mindestabstand in dB
- I_s : durch den Frequenzversatz bedingte Isolation in dB
- $N_{J,0,zul}$: zulässige künstlich erzeugte Rauschleistungsdichte in dB(W/Hz)

Das Signal des PL habe die Leistung J und den Frequenzversatz Δf . Die vom Pseudolite erzeugte Rauschleistungsdichte am Eingang des I&D-Filters ist:

$$P_0 = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{f_C} \text{SINC}^2 \left[\pi T_C (f - f_{HF}) \right] \right] \cdot \left[a(f) \cdot \frac{J}{f_C} \text{SINC}^2 (f - f_{HF} - \Delta f) \right] df \quad (3-66)$$

Die durch den Frequenzversatz Δf verursachte Isolationsdämpfung zwischen dem GPS-Signal und dem Pseudolite-Signal ergibt sich aus dem Quotienten von $P_0(\Delta f)$ und $P_0(\Delta f = 0)$. Mit P_0 nach Gl. (3-66) folgt:

$$I_S(\Delta f) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \left[\text{SINC}^2 (\pi T_C (f - f_{HF})) \right] \cdot \left[a(f) \cdot \text{SINC}^2 (\pi T_C (f - f_{HF} - \Delta f)) \right] df}{\int_{-\infty}^{\infty} a(f) \cdot \text{SINC}^4 (\pi T_C (f - f_{HF})) df} \quad (3-67)$$

3.11 Impuls-förmige Störsignale

Eine weitere Gruppe von Störsignalen sind die impuls-förmigen Störsignale. Man muss unterscheiden zwischen Störsignalen, deren Impulse länger sind als ein GPS-Daten-Bit (20 ms) und solchen, deren Impulse kürzer sind. Wie in Kapitel 2.4.1 erwähnt, wird zur Bestimmung des S/N die Korrelationssumme über die Länge eines Daten-Bits herangezogen. Sind die störenden Impulse bzw. die Pausen dazwischen länger als ein Daten-Bit, so resultiert dies in einem zeitlich variierenden S/N . Da es kaum ein Datenübertragungssystem gibt, dessen Datenrate niedriger ist als die von GPS, kommt dies in der Praxis dann vor, wenn ganze Datenpakete als Störsignale auftreten z.B. bei Amateurfunk-Digipeatern (siehe Kapitel 7.3). Die Signale von Radar-Anlagen sind typische Vertreter der Gruppe von Störsignalen, deren Impulse kürzer sind als ein Daten-Bit von GPS. Radar-Signale zeichnen sich durch ein sehr niedriges Tastverhältnis aus. Insbesondere die Mittelbereichs-Radar-Anlagen der Flugsicherung, die in der Nähe des L2-Frequenzbereichs betrieben werden, sind hier relevant (siehe Kapitel A.13 und 7.3). Bei einem solchen Radar folgt auf einen kurzen Sendeimpuls mit einer Pulsbreite zwischen $0.6 \mu\text{s}$ und $5 \mu\text{s}$ eine Pause zwischen 1 ms und 4 ms, in der das Radar auf das Echo des Signals wartet.

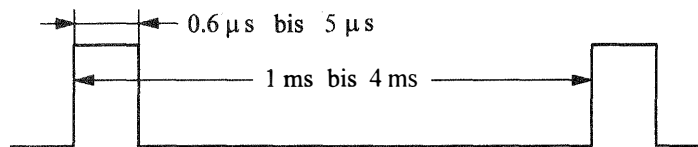


Abb. 3-16: Radar-Signal

3.11.1 Modell für den Einfluss impuls-förmiger Signale

Wie oben erwähnt wurde, korrelieren GPS-Empfänger einen empfangenen PN-Code mit einem generierten Code. Dabei wird der generierte Code derart verschoben, dass das Integral über das Produkt aus beiden Codes maximal wird. Werden durch impuls-förmige Störsignale Teile des empfangenen Codes beeinträchtigt, so verringert sich dadurch der Wert des Integrals und damit das auch das \hat{S}/\hat{N} . Die Integration wird von einem I&D-Filter durchgeführt, das das Produkt aus den Abtastwerten der beiden Codes aufsummiert. Es wird hier angenommen, dass das Störsignal stark genug ist, um während $\alpha \cdot 100\%$ der Zeit die Korrelation des empfangenen Codes mit dem generierten Code zu verhindern.

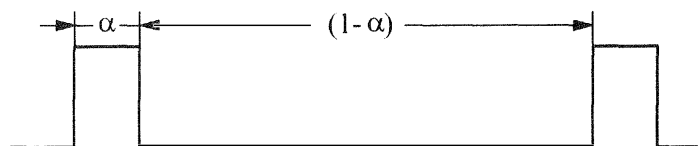


Abb. 3-17: Impuls-förmiges Signal

Aus Gleichung (2-57) folgt, dass die Signalleistung \hat{S} am Ausgang des I&D-Filters proportional zum Quadrat der Anzahl M der aufsummierten Abtastwerte ist. Beim Auftreten eines Störimpulses ist nur die Zahl $(1-\alpha) \cdot M$ der aufsummierten Werte unverfälscht, so dass \hat{S} in diesem Fall proportional zum Quadrat der aufsummierten unverfälschten Werte ist.

Das heißt:

$$\hat{S} \sim [(1-\alpha) \cdot M]^2$$

Mit:

M : Gesamtzahl der aufsummierten Werte

α : Tastverhältnis

Für die Rauschleistung N gilt jedoch unverändert nach Gl. (2-49):

$$\hat{N} \sim M$$

Daraus ergibt sich für das \hat{S}/\hat{N} :

$$\frac{\hat{S}}{\hat{N}} \sim (1-\alpha)^2 \cdot M \quad (3-68)$$

Für die Degradation des \hat{S}/\hat{N} durch das Störsignal folgt somit:

$$\Delta\left(\frac{\hat{S}}{\hat{N}}\right) = 20 \cdot \log(1-\alpha) \quad [dB] \quad (3-69)$$

In Kapitel 7.3.2 werden Signale erwähnt, die gepulst sind und deren Störpotential deshalb mit Hilfe von Gl. (3-69) abgeschätzt werden kann. Wie in Kapitel 7.3.2 zu sehen sein wird, liegen die Frequenzen der Signale von Mittelbereichs-Radar-Anlagen und von Transpondern des Distance Measuring Equipment (DME) in der Nähe des L2-Frequenzbereichs und sind damit als potentielle Störsignale in Betracht zu ziehen.

Für das Signal der in Kapitel 7.3.2 beschriebenen Radar-Anlage in Bremen mit einem Tastverhältnis von $5 \mu\text{s}/2.4 \text{ ms} = 0.2 \%$ folgt aus Gl. (3-69) dass lediglich mit einer maximalen Degradation des \hat{S}/\hat{N} von -0.02 dB zu rechnen ist. Bei dem oben genannten DME handelt es sich um ein Zweiwege-Abstandsmesssystem, bei dem die Entfernung zwischen Flugzeug und dem Transponder am Boden durch die Messung der Laufzeit eines Doppelimpulses bestimmt wird. Die Pulsbreite beträgt zwischen 3.5 und $4 \mu\text{s}$. Je nach der Zahl der Flugzeuge, die den gleichen Transponder benutzen, werden bis zu 4800 Doppelimpulse pro Sekunde gesendet. Das maximal auftretende Tastverhältnis berechnet sich wie folgt:

$$\alpha = 2 \cdot T_p \cdot f_{pp} \quad (3-70)$$

Mit:

T_p : maximale Pulsbreite, $4 \mu\text{s}$

f_{pp} : maximale Zahl der gesendeten Doppelimpulse pro Sekunde, $4800/\text{sec}$

Aus Gl. (3-70) resultiert ein maximales Tastverhältnis von 3.84% . Mit Hilfe von Gl. (3-69) erhält man daraus eine maximale Degradation des \hat{S}/\hat{N} von lediglich 0.3 dB .

3.11.2 Einfluss der Signale von Pseudosatelliten

Die Signale von Pseudosatelliten (Pseudolites bzw. PLs) werden oft impuls-förmig moduliert um zu verhindern, dass im Nahbereich des Pseudolite-Senders betriebene GPS-Empfänger durch das starke Signal des PL in nicht tolerierbarer Weise gestört werden. Bei einem gepulsten Pseudolite-Signal als Störsignal kann die Empfangszeit des Störsignals im Voraus geschätzt werden, so dass während der Zeit in der das Störsignal empfangen wird, das Korrelationsintegral nicht ausgewertet wird (Blanking). Dadurch erzielt man eine Verringerung der Rauschleistung, während die Nutzleistung S gleich bleibt [Dierendonck, A., et al., 1997]. In diesem Fall gilt:

$$\hat{N} \sim (1 - \alpha) \cdot M$$

Daraus ergibt sich für das \hat{S}/\hat{N} :

$$\frac{\hat{S}}{\hat{N}} \sim (1 - \alpha) \cdot M \quad (3-71)$$

Somit folgt für die Degradation des \hat{S}/\hat{N} :

$$\Delta \left(\frac{\hat{S}}{\hat{N}} \right) = 10 \cdot \log(1 - \alpha) \quad [dB] \quad (3-72)$$

Beispielsweise ergibt sich bei einem Tastverhältnis von 1/11 bzw. 9.1 %, wie in [RTCA, Do-104] für das Signal eines Pseudosatelliten vorgeschlagen wird, lediglich eine Degradation des \hat{S}/\hat{N} von -0.41 dB.

3.12 Techniken zur Verbesserung der Störfestigkeit

Aus der Literatur sind verschiedene Verfahren bekannt, die dazu geeignet sind die Störfestigkeit von GPS-Empfängern zu erhöhen (in der englisch-sprachigen Literatur mitigation techniques). Einige der wichtigsten sollen hier im Detail diskutiert werden; andere werden nur zum Vergleich herangezogen. Die oben dargestellten Methoden zur Modellierung der Störfestigkeit eines GPS-Empfängers erlauben es das Potential von bekannten Techniken zur Verbesserung der Störfestigkeit auszuloten.

3.12.1 Verwendung besserer Filter

Theoretisch benötigt ein GPS-Signal die zweifache Code-Taktrate als Bandbreite, so dass ein GPS C/A-Code Empfänger 2·1.023 MHz Bandbreite haben muss. Eine Möglichkeit um Störsignale außerhalb des Nutzbandes stärker zu dämpfen ist die Reduzierung der Bandbreite des letzten ZF-Filters um ca. 15 % [Ward, P., 1994]. Im Falle eines C/A-Code-Empfängers mit Standard-Korrelator entspräche dies einer Verringerung der 3 dB-Bandbreite von 2.046 auf 1.7 MHz. Dadurch könnte bei einem Butterworth-Filter 5. Ordnung an der 3 dB-Grenze des Frequenzbereichs eine um 5 dB höhere Dämpfung von schmalbandigen Störsignalen erzielt werden (Abb. 3-18). Die Auswirkung der Bandbreitenreduktion auf das Nutzsignal wäre akzeptabel, da sich die empfangene Signalleistung lediglich um ca. 0.3 % verringern würde. Dies gilt jedoch nicht für GPS-Empfänger, die die Narrow Correlator-Technik verwenden. Sie brauchen eine 4-fach größere Bandbreite als Empfänger mit einem Standard-Korrelator [Fenton, P., et al., 1991]. Deshalb können bei ihnen Störsignale in benachbarten Frequenzbereichen sehr viel weniger stark gedämpft werden.

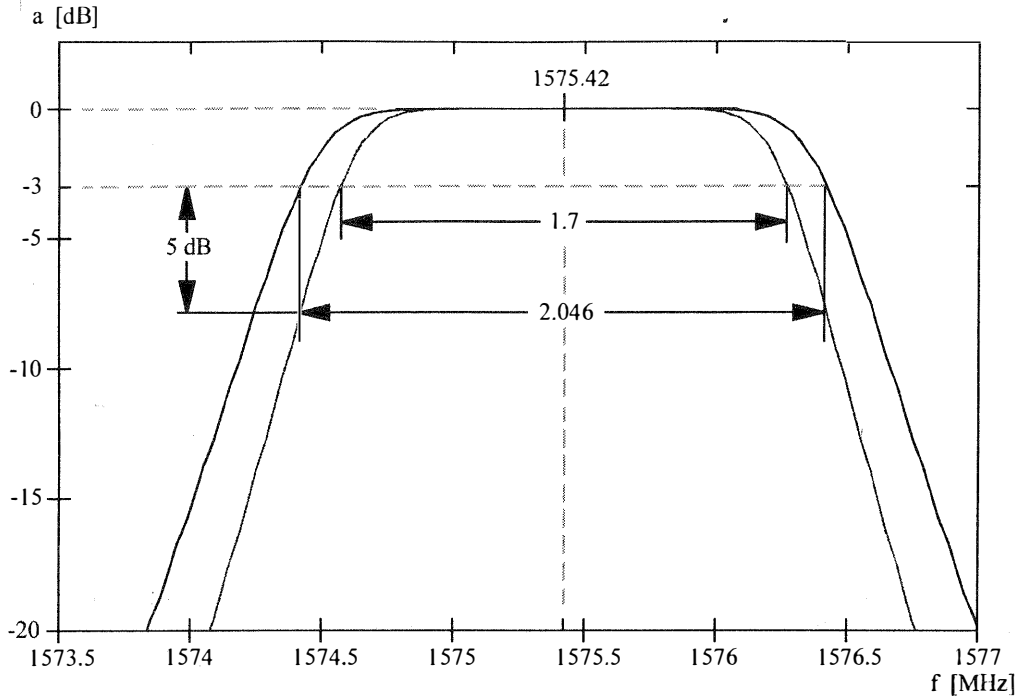


Abb. 3-18: Verringerung der Bandbreite

Eine weitere Möglichkeit ist die Verwendung von Filtern höherer Ordnung. Die Abb. 3-19 erlaubt einen Vergleich von Butterworth-Filtern verschiedener Ordnungszahl eines GPS-L2-P-Code-Empfängers mit einer 3 dB-Bandbreite von 20.46 MHz. In der Nähe des Bandes, z.B. bei der Frequenz der Amateurfunk-Digipeater von 1240 MHz, variiert je nach Ordnungszahl die Dämpfung lediglich zwischen -4.7 und -11.2 dB. In einem größeren Abstand von der 3 dB-Bandgrenze ist der Gewinn durch die Benutzung von Filtern höherer Ordnung jedoch sehr viel größer. Zum Beispiel bei 1250 MHz variiert die Dämpfung zwischen -13.5 dB beim Filter 2. Ordnung und -46.7 dB beim Filter 7. Ordnung.

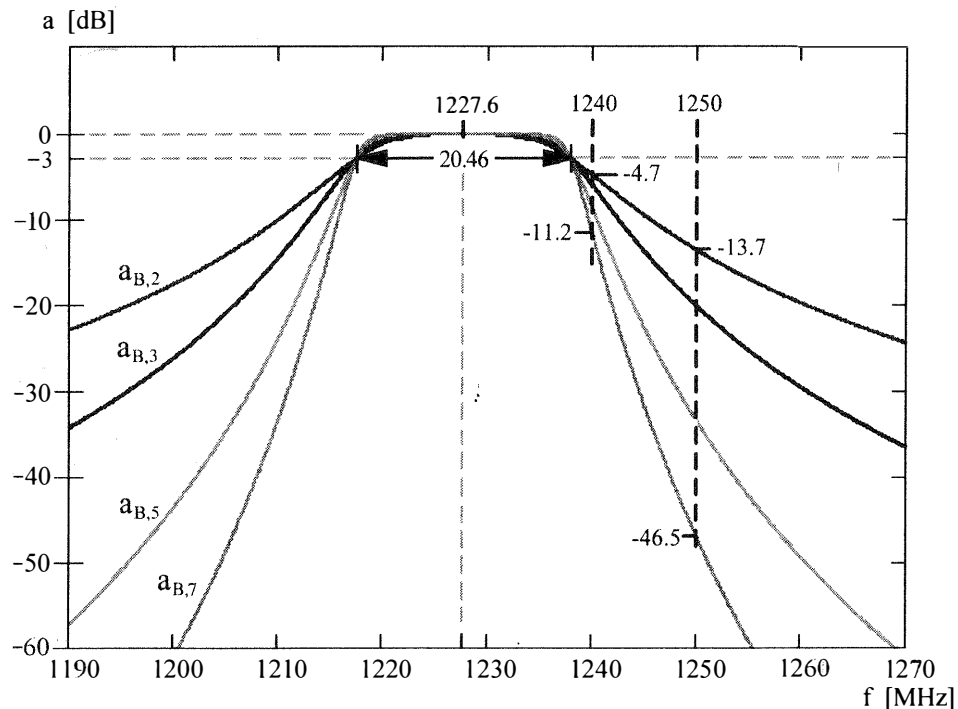


Abb. 3-19: Verschiedene Filtertypen für das L2-Signal

3.12.2 Externe Stützung

Eine weitere Möglichkeit die Störfestigkeit eines Navigationsempfängers zu erhöhen ist die externe Stützung. Dabei wird der von einem externen Trägheitssensor gewonnene Geschwindigkeitsmesswert genutzt, um die Doppler-Verschiebung von Code und Phase des Satellitensignals besser vorherzusagen. Dadurch verringert sich der Unsicherheitsbereich der Doppler-Verschiebung, und die Schleifenbandbreiten von PLL und DLL können entsprechend reduziert werden. Wenn man die Unsicherheit der Doppler Verschiebung um den Faktor 10 verringert, dann kann z.B. die Bandbreite der DLL von 1 Hz auf 0.1 Hz und die Bandbreite der PLL von 10 Hz auf 1 Hz verringert werden. In der Nähe der Ausrastschwelle ist die effektive Rauschleistungsdichte $N_{0,eff}$ proportional zur Störleistung J (vgl. Gl. (3-37) und Abb. 4-1). Aus den Gleichungen (2-66) bzw. (2-68) folgt, dass für die Standardabweichungen von Pseudorange und Trägerphase beim Auftreten eines Störsignals näherungsweise folgendes gilt:

$$\sigma_{\rho} \sim \sqrt{N_{0,eff} \cdot B_{DLL}} \quad \text{bzw.} \quad \sigma_{\Phi} \sim \sqrt{N_{0,eff} \cdot B_{PLL}}$$

Das bedeutet, dass bei Verringerung der Schleifenbandbreite um einen gegebenen Faktor ein um den gleichen Faktor erhöhtes $N_{0,eff}$ bzw. J zulässig ist, ohne dass sich die Standardabweichung erhöht. Daraus folgt, dass sich z.B. bei einer Verringerung der Schleifenbandbreite um den Faktor 10 die zulässige Störleistung um 10 dB erhöht.

3.12.3 Lineare Prädiktion

Wie oben erwähnt, verbirgt sich am A/D-Wandler das Satellitensignal im Rauschen. Das erleichtert die Vorhersage von aktuellen Spannungswerten eines Störsignals aus einem Satz von älteren Abtastwerten. Bei der Störsignalunterdrückung durch Lineare Prädiktion wird aus einem Satz von n alten Abtastwerten X_{i-k} (mit $k = 1$ bis n) ein neuer Wert \hat{Y}_i vorhergesagt und von dem aktuellen Abtastwert X_i subtrahiert. Dadurch wird das geschätzte Störsignal weitgehend eliminiert (Abb. 3-20). Übrig bleibt das im Rauschen verborgene GPS-Signal und ein durch den Schätzfehler verursachter minimaler Rest des Störsignals. Die Prädiktion erfolgt durch die gewichtete Linearkombination von n vorangegangenen Abtastwerten:

$$\hat{Y}_i = \sum_{k=1}^n a_k X_{i-k} \quad (3-73)$$

Die Gewichte a_k werden dabei mit Hilfe der Methode der kleinsten Quadrate bestimmt:

$$\sum_{k=1}^n (X_{i-k} - \hat{Y}_{i-k})^2 \rightarrow \min \quad \Rightarrow \quad a_k \quad (3-74)$$

Zur Bestimmung der Gewichte a_k gibt es verschiedene Algorithmen wie z.B. den Burg-Algorithmus, den Levinson-Durbin-Algorithmus und den Lattice-Algorithmus ([Taub H., Schilling, D., 1986], [Vaseghi, S., 1996]).

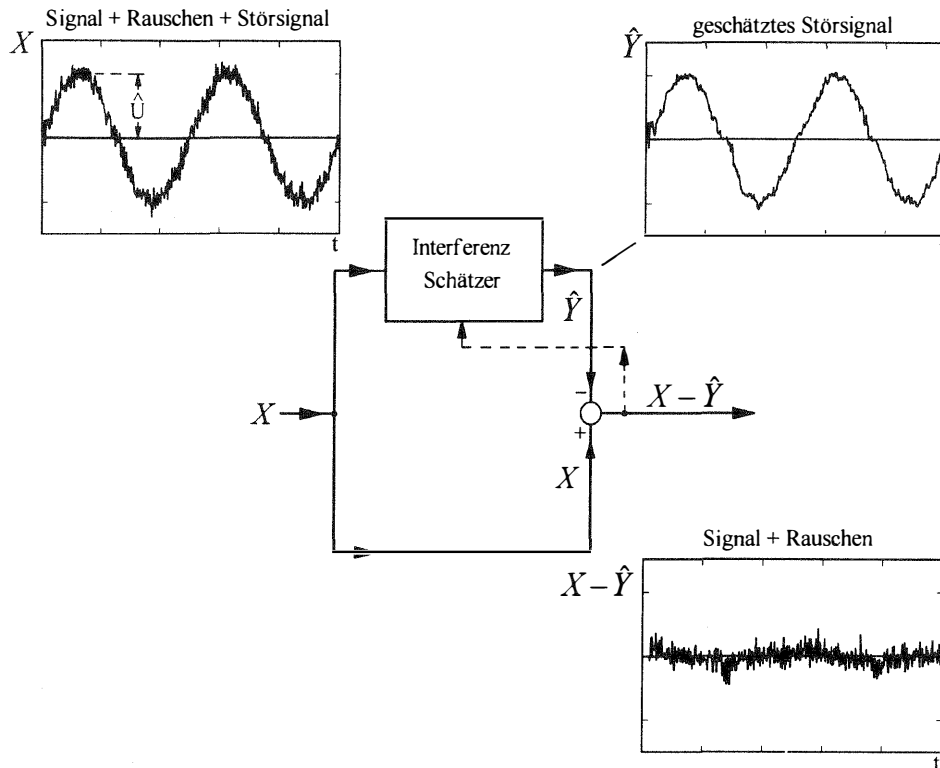


Abb. 3-20: Grundprinzip der Störsignalunterdrückung durch Prädiktion

Bei der Störsignalunterdrückung durch Lineare Prädiktion kann das Störsignal nur geschätzt und damit eliminiert werden, so lange es wesentlich über dem Grundrauschen liegt, d.h. wenn $\hat{U}_J > 3 \cdot \sigma_N$ ist. Bei einem S/N -Verhältnis von -20 dB an der Antenne lässt sich somit die Störleistung bestenfalls auf den Wert $J = 9 \cdot N$ bzw. das Stör- zu Rauschleistungsverhältnis auf $J/N = 9.5$ dB reduzieren. Das beste erzielbare S/J -Verhältnis bei dieser Methode, bei einem Prozessgewinn von 40 dB, ist -29.5 dB vor der Korrelation, bzw. 10.5 dB nach der Korrelation. Bei der Simulation wurde der Levinson-Durbin Algorithmus angewendet. Dabei wurde mit $n = 4$ bereits eine zusätzliche Dämpfung des Störsignals in der Größenordnung von 25 dB erzielt. Es gibt einen Hersteller, der Interferenzfilter und Chips zum Bau von Interferenzfiltern anbietet, die auf dem Prinzip der Linearen Prädiktion beruhen [Mayflower, Pat.]. Bei der GPS C/A-Code Version des Filters wird dabei mit einer 8 Bit A/D-Wandlung, 22 MHz Abtastrate und der Verwendung von $n = 8$ alten Abtastwerten zur Prädiktion eine Störsignalunterdrückung von Schmalbandstörern von 30 dB erzielt. Die Lineare Prädiktion eignet sich nur zur Unterdrückung unmodulierter, näherungsweise sinus-förmiger Signale. Bei einem phasen- oder frequenzmodulierten Störsignal kann sie der schnellen Änderung der Phase nicht folgen, und damit den Verlauf des Störsignals nicht vorhersagen.

3.12.4 Übersicht über die Störsignalunterdrückungsverfahren

Die Tab. 3-1 erlaubt einen Vergleich der verschiedenen Störsignalunterdrückungsverfahren mit denen GPS-Empfänger störtester gemacht werden können. Die Abb. 3-21 zeigt den Signalpfad zwischen der Antenne und den Code- bzw. Phasenregelschleifen eines GPS-Empfängers. Sie stellt außerdem einige der möglichen Störsignalunterdrückungstechniken und die mit ihnen realisierbare Störsignalunterdrückung dar.

Tab. 3-1: Vergleich verschiedener Störsignalunterdrückungstechniken

	Technik	realisierbare Störunterdrückung	Vorteile	Nachteile
Beam Steering	Steuerung der Keule einer Phased Array Antenne	30-40 dB	Störsignale werden schon an der Antenne gedämpft, Mehrwegesignale werden ebenfalls gedämpft, besserer Empfang schwacher Satellitensignale	hoher Aufwand wanderndes Phasenzentrum,
Null Steering	Steuerung der Nullstelle im Antennendiagramm	<25 dB	Störsignale werden schon an der Antenne gedämpft	hoher Aufwand,
Bessere HF und ZF-Filter	Verringerung der Filterbandbreite, Verwendung von steileren Filtern	<30 dB	stärkere Dämpfung der Störsignale	nur Störsignale außerhalb des Nutzbandes werden gedämpft
Adaptive Sampling	A/D-Wandlerschwelle wird an das Störsignal angepasst	7-15 dB	auch Störsignale innerhalb des Nutzbandes werden gedämpft	keine
Multi-Bit Sampling	A/D-Wandler mit mehr als 2 Bit	7-15 dB	Störsignale innerhalb des Nutzbandes werden gedämpft, zusätzlich digitale Filterung möglich	gesamter Digitalteil muss für eine größere Bit-Zahl ausgelegt werden
Lineare Prädiktion	prädiziertes Störsignal wird vom aktuellen Signal subtrahiert	< 20 dB	Störsignale innerhalb des Nutzbandes werden gedämpft,	nur bei kontinuierlichen, schmalbandigen Störsignalen
Digitale Filterung	adaptive Bandsperre unterdrückt selektiv schmalbandige Störsignale	< 30 dB	Störsignale innerhalb des Nutzbandes werden gedämpft	funktioniert nur mit kontinuierlichen, schmalbandigen Störsignalen
Fast Fourier Transformation	Signal wird in den Frequenzbereich transformiert, Störsignale werden eliminiert und Signal wird wieder zurücktransformiert	<30 dB	Störsignale innerhalb des Nutzbandes werden gedämpft, wahlweise kann im Frequenzbereich auch die Korrelation mit dem PN-Code durchgeführt werden	schneller Signalprozessor notwendig, zu aufwendig, wenn die Auswertung des Nutzsignals (Korrelation) nicht im Frequenzbereich durchgeführt wird
Externe Stützung	Stützung durch Inertialplattform	5-15 dB	Störsignale innerhalb des Nutzbandes werden gedämpft,	großer Aufwand, nur sinnvoll, wenn Inertialplattform für Navigation mitbenutzt wird

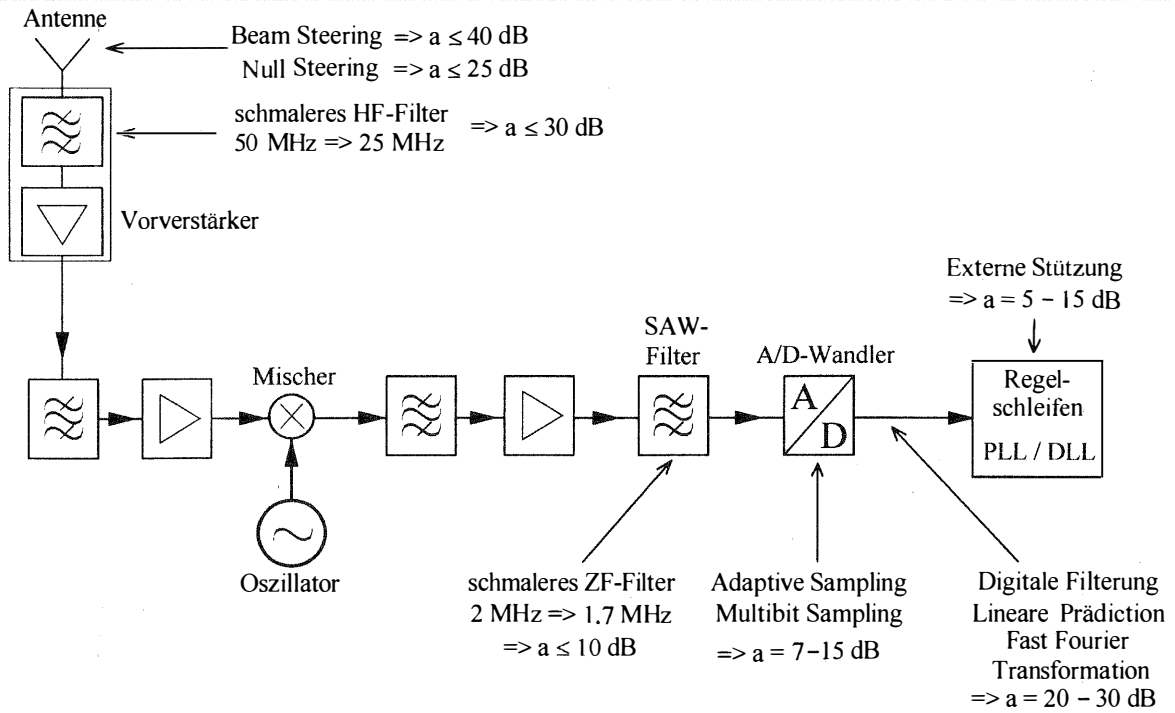


Abb. 3-21: Verschiedene Störsignalunterdrückungsverfahren

4 Grenzwerte und Reichweite

4.1 Grenzwerte für Störsignale beim Empfang des C/A-Codes

Bei der Anwendung von GPS-Empfängern in einem sicherheitsrelevanten Bereich, wie z.B. in der Luftfahrt, ist es notwendig Standards festzulegen, die spezifizieren unter welchen Bedingungen ein GPS-Empfänger in der Lage sein muss, gewisse Anforderungen bezüglich seiner Messgenauigkeit und Zuverlässigkeit zu erfüllen. Dazu gehört die Spezifikation der maximalen Leistung eines Störsignals, die ein Empfänger ohne unzulässige Verschlechterung seiner Leistungsfähigkeit auszuhalten hat. Ferner wird ein solcher Grenzwert gebraucht um mit Hilfe von Funkverträglichkeitsuntersuchungen festlegen zu können, welche maximale Sendeleistung, bzw. welchen minimalen Frequenzabstand von der GPS-Frequenz, andere Sender einhalten müssen, um die Nutzbarkeit von GPS nicht zu beeinträchtigen.

Der Grenzwert für die Leistung eines Störsignals ist dann erreicht, wenn durch die von ihm verursachte Rauschleistung das effektive S/N_0 soweit degradiert wird, dass der Messfehler der Pseudorange bzw. die Bit-Fehlerrate der Daten die durch die Anwendung vorgegebenen Maximalwerte erreichen. Zur Bestimmung des Grenzwerts ermittelt man zunächst den Wert des ungestörte S/N_0 . Danach kann mit Hilfe der gegebenen Maximalwerte für den Messfehler bzw. die Bit-Fehlerrate der Grenzwert für die Störleistung ermittelt werden.

4.1.1 Berechnung des ungestörten S/N_0

Das ungestörte S/N_0 kann nach [Ward, P., 1998] wie folgt dargestellt werden:

$$\frac{S}{N_0} = C + G - a_{Sat} - a_{AD} - N_0 \quad [dBHz] \quad (4-1)$$

Mit:

S/N_0 : ungestörtes Signal- zu Rauschleistungsdichteverhältnis
nach der A/D-Wandlung, in dBHz

C : nominelle minimale Signalleistung in dBW nach [GPS-ICD200C], (siehe Tab. 2-1),
z.B. -160 dBW für L1-C/A-Code

G : Gewinn der Empfangsantenne in Richtung auf den Satelliten in dBi,
zwischen -4.5 dB (Horizontalrichtung) und 7.5 dB in Vertikalrichtung (Kapitel 2.2.1)

a_{AD} : Konversionsverlust des A/D-Wandlers in dB (< 2 dB, siehe Kapitel 3.4)

a_{Sat} : Verluste bei der Modulation im Satelliten in dB (< 0.6 dB [GPS-ICD200C])

Aus Tabelle Tab. 4-1 wird die Berechnung des ungestörten S/N_0 für den L1-C/A-Code mit typischen Werte für G , N_0 und a_{AD} ersichtlich Für die Berechnung wurden eine nominelle Signalleistung von $C = -160$ dBW angenommen (laut Tab. 2-1) und für die Rauschleistungsdichte N_0 wurde ein Wert von -201.6 dBW verwendet. Dieser ergibt sich für einen Empfänger mit einer Rauschtemperatur von 500 Kelvin nach Gl. (2-17) (vgl. Kapitel 2.2.3). Das S/N_0 variiert, je nach Elevationswinkel des Satelliten zwischen 34.5 dB und 46.5 dB (siehe auch Abb. 4-1).

Tab. 4-1: Berechnung des ungestörten S/N_0 für den C/A-Code
 $C = -160$ dBW, $N_0 = -201.6$ dBW/Hz, $a_{Sat} = 0.6$ dB und $a_{AD} = 2$ dB

Elevationswinkel	Gewinn G in dBi	S/N_0 in dBHz
90°	7.5	46.5
5°	0	39.0
0°	-4.5	34.5

4.1.2 Berechnung des effektiven S/N_0

Störsignale sind in der Regel sowohl untereinander, als auch mit dem Signal eines GPS-Satelliten nicht korreliert. Daher summieren sich die von den Störsignalen erzeugten Rauschleistungsdichten. Diese Tatsache wird durch die Einführung des effektiven S/N_0 berücksichtigt. Dazu muss in Gl. (4-1) die thermische Rauschleistungsdichte durch die Summe aus den thermischen und künstlich erzeugten Rauschleistungsdichten ersetzt werden. Bei Vernachlässigung der von anderen GPS-Satelliten erzeugten Intra-System-Interference (siehe Kapitel 3.10.2.1) gilt für das effektive S/N_0 :

$$\frac{S}{N_{0,eff}} = C + G - a_{Sat} - a_{AD} - 10 \cdot \log \left(10^{\frac{N_0}{10}} + 10^{\frac{N_{J,0}}{10}} \right) \quad [dBHz] \quad (4-2)$$

Mit:

N_0 : thermische Rauschleistungsdichte in dBW/Hz

$N_{J,0}$: durch Störsignal erzeugte künstliche Rauschleistungsdichte in dBW/Hz

z.B. nach Gl. (3-44) für schmalbandige Signale und Gl. (3-54) für bandbegrenztetes Rauschen

4.1.2.1 Spezialfall: sinus-förmiges Störsignal bei Mittenfrequenz

Aus Gl. (3-44) folgt für sinus-förmige Störsignale bei der Mittenfrequenz von GPS:

$$N_{J,0} = \frac{J}{f_C} \quad [W / Hz] \quad (4-3)$$

Setzt man Gl. (4-3) in Gl. (4-2) ein, so folgt:

$$\frac{S}{N_{0,eff}} \approx C + G - a_{Sat} - a_{AD} - 10 \cdot \log \left(10^{\frac{N_0}{10}} + \frac{10^{\frac{J}{10}}}{f_C} \right) \quad [dBHz] \quad (4-4)$$

4.1.2.2 Spezialfall: bandbegrenztetes Rauschen bei Mittenfrequenz

Ein in der Realität selten auftretender Fall, der aber für die Standardisierung (z.B. für [ICAO-SARPs, 1999]) und den Test von GPS-Empfängern relevant ist, ist das Auftreten von bandbegrenztetem Rauschen, das um die Mittenfrequenz zentriert ist. In diesem Fall folgt mit $N_{J,0}$ nach Gl. (3-57) aus Gl. (4-2):

$$\frac{S}{N_{0,eff}} \approx C + G - a_{Sat} - a_{AD} - 10 \cdot \log \left(10^{\frac{N_0}{10}} + \frac{10^{\frac{J}{10}}}{f_C} \right) - Q \quad [dBHz] \quad (4-5)$$

Mit:

Q : laut Gl. (3-58), jedoch in dB

4.1.3 Grenzwerte für die Leistung bzw. Leistungsdichte

Die Anforderungen an Bit-Fehlerrate und Pseudorange-Messgenauigkeit bestimmen das minimal erforderliche effektive S/N_0 . Daraus kann wiederum die maximal zulässige Leistung eines Störsignals bestimmt werden. Die erforderliche Pseudorange-Genauigkeit ergibt sich in der Luftfahrt aus der Anforderung an die Genauigkeit der Position. Der maximal zulässige Wert für die Bit-Fehlerrate ergibt sich aus dem Wert für die zulässige Ausfallwahrscheinlichkeit.

In der Luftfahrt stellt der präzise Landeanflug (Precision Approach) die höchsten Anforderungen an die Genauigkeit des GPS-Empfängers. Andererseits geht man davon aus, dass der GPS-Empfänger eines Flugzeugs, das sich im Landeanflug befindet, bereits genügend Satelliten akquiriert hat. Dadurch kann der Empfänger mindestens 6 dB mehr Störleistung tolerieren als ein Empfänger, der Satellitensignale akquirieren muss (siehe Kapitel 2.4.3 und [ICAO-SARPs, 1999]). Es gibt für den präzisen Landeanflug mit Hilfe des Instrumentenlandesystems verschiedene Genauigkeitsklassen mit den Bezeichnungen CAT I, II und III, die je nach vorherrschender Sichtweite verwendet werden. Für Präzisionsanflüge mit Hilfe von differentiellm GPS, existiert bisher lediglich ein Standard der sich an die niedrigste Genauigkeitsklasse CAT I des Instrumentenlandesystems anlehnt. Es handelt sich dabei um die Standards and Recommended Practices for Airborne GNSS-Receiver [ICAO-SARPs, 1999] der International Civil Aviation Organisation (ICAO), (SARPs für CAT II bzw. III werden zur Zeit entwickelt).

Bei der Positionsbestimmung eines Flugzeugs ist die Messgenauigkeit der Höhe am kritischsten. Beim Landeanflug nach Kategorie CAT I wird eine Messgenauigkeit von 4.4 m bei einer statistischen Sicherheit von 95 % gefordert. Dies entspricht einer Standardabweichung der Höhe von $\sigma_V = 2.2$ m. Um zu bestimmen welche Konsequenz dies für die erforderliche Messgenauigkeit der Pseudorange hat, muss man eine Annahme für den VDOP treffen. Hier wird angenommen, dass beim Landeanflug der VDOP kleiner als 4.95 sein soll. Bei einer Satellitenkonstellation die einen schlechteren VDOP liefert, wird die Positionsbestimmung aus numerischen Gründen unzuverlässig [Owen, J., et. al., 1998]. Bei einem „Worst Case“-VDOP von 4.95, folgt aus $\sigma_V = 2.2$ m aus Gl. (2-89) eine notwendige Messgenauigkeit der korrigierten Pseudorange von $\sigma_R = 0.44$ m. Hier wird vereinfachend angenommen, dass die Varianzen des Messrauschens von Bord- und Referenzempfänger gleich groß sind. Weitere Einflussfaktoren (z.B. Fehler durch Mehrwegeempfang) werden vernachlässigt.

Nach Gl. (2-91) folgt, dass bei DGPS die Standardabweichung der von beiden Empfängern gemessenen Pseudoranges um $\sqrt{2}$ geringer sein muss, als die Standardabweichung der korrigierten Pseudoranges des Bord-Empfängers. Daraus ergibt sich eine erforderliche Pseudorange-Messgenauigkeit von $\sigma_p = 0.31$ m. Wird Carrier Smoothing mit einem in der Luftfahrt üblichen Smoothing-Faktor von 1/50 angewendet, so verringert sich die Anforderung an die Pseudorange-Genauigkeit nach Gl. (2-73) um den Faktor 10 auf $\sigma_p = 3.1$ m.

4.1.3.1 Grenzwert für die Leistung eines sinus-förmigen Störsignals

Löst man Gl. (4-4) nach der Störleistung J auf, so erhält man die bei einem gegebenen erforderlichen Mindestwert für das effektive S/N_0 maximal zulässige Störleistung J_{zul} :

$$J_{zul} \approx 10 \cdot \log \left[f_C \cdot \left(10^{\frac{C+G-a_{Sat}-a_{AD}}{10}} - \frac{S}{N_{0,eff}} \right) \cdot 10^{\frac{N_0}{10}} \right] \quad [dBW] \quad (4-6)$$

Aus Gl. (2-66) folgt, dass die oben geforderte Genauigkeit von $\sigma_p = 3.1$ m bei $B_{ID} = 100$ Hz bzw. $B_{DLL} = 1$ Hz mit einem Standard-Korrelator bei $S/N_{0,eff} = 36.5$ dBHz und mit Hilfe eines Narrow Correlators mit $d = 1/10$ bei 27 dBHz erzielt werden kann (Abb. 2-17). Da in der Luftfahrt auch GPS-Satelliten, deren Signale horizontal einfallen, empfangen werden sollen, muss bei Störfestigkeitsuntersuchungen immer dieser „Worst Case“, bei dem ein Antennengewinn von -4.5 dBi auftritt, betrachtet werden (vgl. Tab. 4-1). Da in diesem Fall das theoretisch zu erwartende S/N_0 nur einen Wert von 34.5 dB erreicht, ist zur Erfüllung der Forderung $\sigma_p = 3.1$ m ein Narrow Correlator und ein Mindestwert des $S/N_{0,eff}$ von 27 dBHz erforderlich. Mit Hilfe von Gl. (4-6) folgt aus $S/N_{0,eff} = 27$ dBHz ein $J_{zul} = -135$ dBW (vgl. Abb. 4-1).

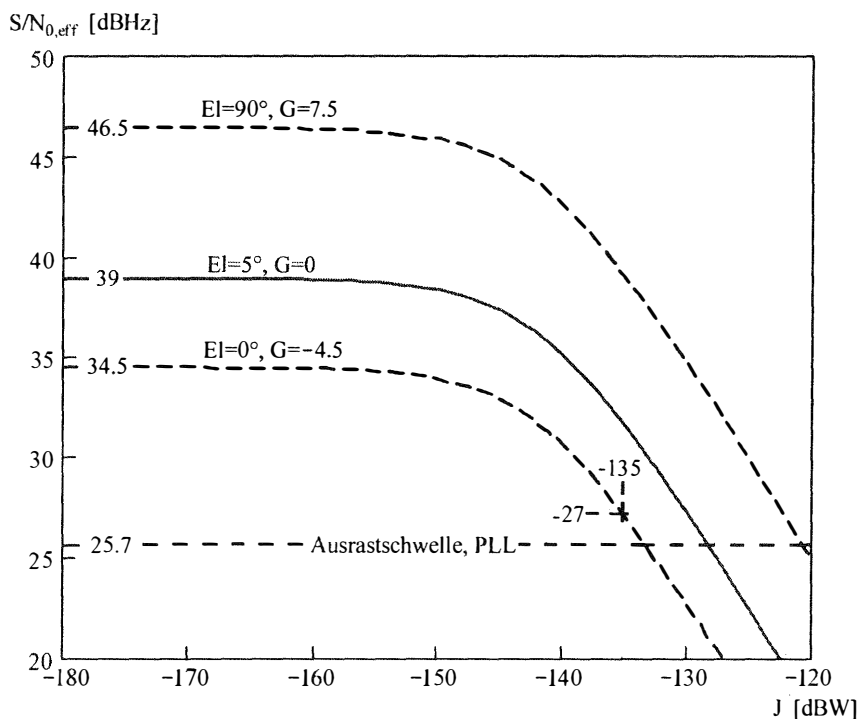


Abb. 4-1: $S/N_{0,eff}$ als Funktion der Störleistung J für die Elevationswinkel 0° , 5° und 90°

Manche GPS-Empfänger sind, bedingt durch hier nicht berücksichtigte Effekte, die bei der automatischen Verstärkungsregelung (Kapitel 6.3) und am A/D-Wandler auftreten (Kapitel 3.4), weniger störfest. Das heißt, dass bei solchen Geräten die Kurven in Abb. 4-1 in Richtung niedrigerer Störleistungen verschoben sind. Andererseits gibt es auch Empfängertypen bei denen durch besondere Störsignalunterdrückungstechniken (vgl. Kapitel 3.12) die Kurven in Richtung höherer Störleistungen verschoben wurden (Tab. 6-1).

Da für Gl. (4-6) vorausgesetzt wurde, dass der PN-Code ein SINC-förmiges Spektrum hat, der C/A-Code jedoch ein Linienspektrum, dessen einzelne Linien um bis zu 8.4 dB über die SINC-förmige Einhüllende des Spektrums eines Codes mit idealer AKF herausragen (Kapitel 3.9, Abb. 3-13), muss bei einem sinus-förmigen Störsignal die zulässige Störleistung für das C/A-Code-Signal gegenüber dem berechneten Wert um den Korrekturwert von $\Delta J = 8.4$ dB verringert werden. Um eine Reserve zu haben wurde in [ICAO-SARPs, 1999] ein Korrekturwert von 10 dB spezifiziert. Bei Verwendung des Korrekturwerts gilt:

$$J_{zul,CW} = J_{zul} - \Delta J \quad (4-7)$$

Mit:

J_{zul} : zulässige Störleistung in dBW

$J_{zul,CW}$: zulässige Störleistung bei Empfang des C/A-Codes und CW-Störer in dBW

ΔJ : Korrekturwert, 10 dB laut [ICAO-SARPs, 1999]

Aus Gl. (4-7) ergibt sich aus $J_{zul} = -135$ dB für den Empfang des C/A-Codes $J_{zul,CW} = -145$ dBW. In [ICAO-SARPs, 1999] ist für sinus-förmige Störsignale ein maximal zulässiger Wert von $J_{th} = -150.5$ dBW spezifiziert. Von der ICAO ist vorgesehen, dass die in der Luftfahrt verwendeten GNSS-Empfänger nicht nur GPS, sondern auch Korrekturdaten von geostationären WAAS-Satelliten (WAAS = Wide Area Augmentation System) empfangen. Um eine Navigation mit differentiellem GPS zu ermöglichen, senden WAAS-Satelliten ein dem Signal der GPS-Satelliten ähnliches Signal. Diesem Signal sind jedoch Korrekturdaten für die GPS-Pseudorange mit einer Datenrate von 250 Bit/s aufmoduliert. Ferner ist die Signalstärke um 1 dB niedriger als die des GPS-L1-C/A-Code-Signals. Bei nahezu gleicher Signalleistung, aber einer im Vergleich zu GPS fünffach höheren Datenrate, wäre mit einer höheren Bit-Fehlerrate zu rechnen (vgl. Gleichung für Bit-Fehlerrate (2-75)).

Deshalb versucht man diesen Nachteil durch eine zusätzliche Kodierung der Daten mit Hilfe eines fehlerkorrigierenden Faltungs-Codes zu kompensieren. Man kann zeigen, dass dies nur teilweise gelingt [Hegarty, C, 1997]. Aus diesem Grund ist beim Empfang von WAAS-Satelliten nicht die Pseudorange-Messgenauigkeit sondern die zulässige Bit-Fehlerrate die Größe, die die tolerierbare Störfestigkeit maßgeblich bestimmt. In [Hegarty, C, 1997] wurde aus der maximal zulässigen „Word Error Rate“ die maximal zulässige Störleistung für ein sinus-förmiges Störsignal von $J_{th} = -150.5$ dBW berechnet. Aus diesem Grund wurde in [ICAO-SARPs, 1999] für J_{th} statt dem oben berechneten Wert von $J_{zul,CW} = -145$ dBW, der Wert -150.5 dBW spezifiziert.

4.1.3.2 Grenzwert für die Leistungsdichte von bandbegrenztem Rauschen

Ist z.B. die Störfestigkeit eines GPS-Empfängers gegen sinus-förmige Störsignale J_{th} bekannt, so kann daraus mit Hilfe der Frequency Dependent Rejection (FDR) bzw. der Quotienten Q oder R die Störfestigkeit für bandbegrenztes Rauschen berechnet werden (siehe Gl. (4-8)). Im Gegensatz zur Berechnung von R in Kapitel 3.10.1 geht man dabei aber von einer konstanten Störleistung statt von einer konstanten Leistungsdichte aus. Dadurch nimmt mit zunehmender Bandbreite nicht nur der Wert von R zu, sondern zusätzlich die Leistungsdichte ab.

Die Störfestigkeitsschwelle für bandbegrenztetes Rauschen, das um die Mittenfrequenz von GPS zentriert ist, ergibt sich wie folgt:

$$J(B_J) = J_{th} + \Delta J - Q \quad (4-8)$$

Mit:

J : Störfestigkeit in dBW

J_{th} : Störfestigkeit gegen CW-Signale in dBW, (-150.5 dBW für GPS-C/A-Code, laut [ICAO-SARPs, 1999])

Q : gemäß Gl. (3-58) in dB, mit $B_J = f_o - f_u$

ΔJ : Korrekturwert für CW-Störer bei C/A-Code 10 dB

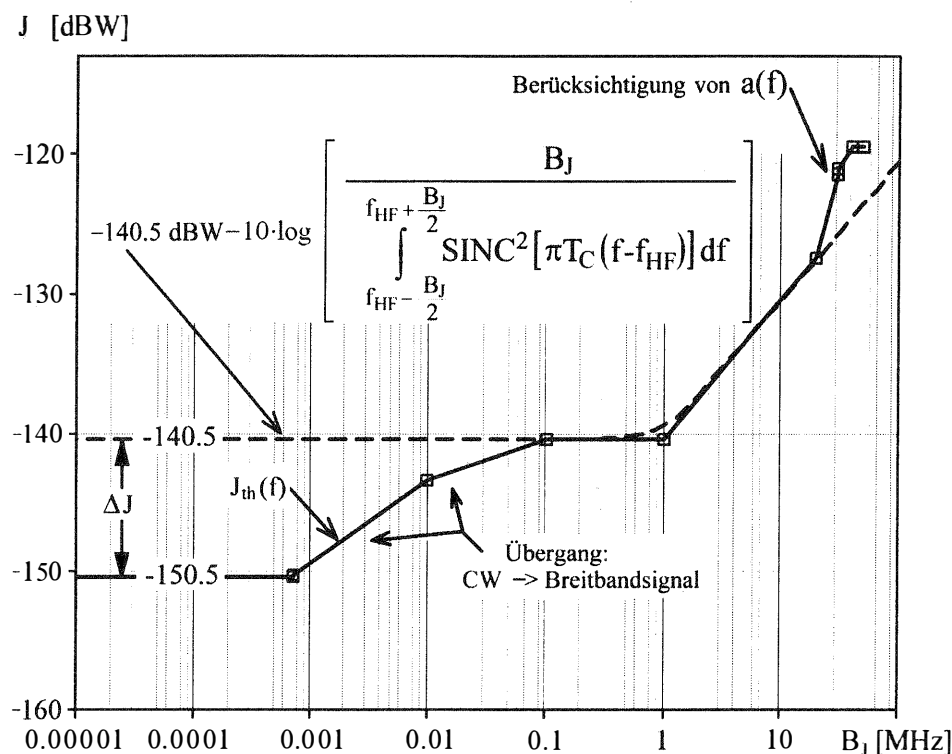


Abb. 4-2: Abhängigkeit der Interferenzschwelle von der Bandbreite

Der Korrekturwert ΔJ berücksichtigt die Tatsache, dass Störsignale mit einer Bandbreite B_J , die größer ist als der Abstand der Linien des PN-Code-Spektrums ($\gg 1$ kHz), sich wesentlich schwächer auswirken als CW-Signale, die eine Linie des PN-Code-Spektrums genau treffen (Kapitel 3.9, Abb. 3-13). Die Gleichung (4-8) gilt strenggenommen nur für Störsignale mit $B_J > 100$ kHz. Für Bandbreiten zwischen 1 kHz und 100 kHz sind in [ICAO-SARPs, 1999] Zwischenwerte spezifiziert worden. Allgemein gilt, dass sich ein Störsignal bei gleicher Leistung um so schwächer auswirkt, je größer seine Bandbreite ist. Ist seine Bandbreite größer als die des C/A-Codes, so wird es durch die schwächere Gewichtung der Anteile, die außerhalb des flachen Teils der Hauptkeule der SINC-Funktion liegen, bei der Korrelation stark gedämpft (siehe Abb. 3-14).

4.2 Grenzwerte für Störsignale beim Empfang von P bzw. Y-Code

Der P-Code verfügt über eine gegenüber dem C/A-Code um 10 dB höhere Code-Taktrate. Dadurch verringert sich im GPS-Empfänger ein schmalbandiges Störsignal durch Spreizung und schmalbandige Filterung um weitere 10 dB (Kapitel 3.7 bzw. 3.8). Die Leistung des P-Codes ist beim L1-Signal um 3 dB und beim L2-Signal um 6 dB geringer als die Leistung des C/A-Codes (Tab. 2-1). Daraus folgt für den P-Code einen um 7 dB (P-Code auf L1) bzw. 4 dB (P-code auf L2) höhere Störfestigkeit im Vergleich zum C/A-Code. Die Reduktion der effektiven Störleistung durch Spreizung und Filterung ist beim Empfang des Y-Codes in erster Näherung um 27 dB geringer als beim C/A-Code (Kapitel 3.8). Damit ergibt sich eine um 30 dB bzw. 33 dB geringere Störfestigkeit gegenüber dem C/A-Code beim Empfang des Y-Codes auf der L1 bzw. L2-Frequenz.

In der Praxis sind die Verhältnisse komplizierter: Eine Ursache dafür ist, dass bei der Auswertung des Y-Codes, je nach verwendeter Technik, ein unterschiedlich großer Teil der Nutzleistung verloren geht [Dierendonck, A, 1995]. Darüber hinaus gibt es in den GPS-Empfängern eine Verknüpfung zwischen der Regelschleife die der Auswertung des C/A-Codes dient und jener, mit deren Hilfe die Kreuzkorrelation zwischen empfangenem Y-Code und generiertem P-Code stattfindet. Wie die Auswertung des Y-Codes im Detail realisiert wird und wie die Verknüpfung zwischen den Code-Regelschleifen stattfindet ist nicht öffentlich bekannt. Aus diesem Grund steht in dieser Arbeit bei der Diskussion der Störfestigkeit des L2-Signals die Messung im Vordergrund (Kapitel 6.4.1 und 7.3).

4.3 Reichweite von Störsignalen

Für die Untersuchung, ob ein Signal mit bekannten Eigenschaften als Ursache von Störungen in Frage kommt, oder zur Analyse der Funkverträglichkeit der Signale von geplanten Sendern mit GPS ist es wichtig, die theoretische Störreichweite eines Signals zu kennen. Für die Übertragung von Signalen zwischen zwei Antennen gilt allgemein [Hartl, P., 1988]:

$$P_E = P_S G_S G_E a_f \quad (4-9)$$

Mit:

P_E : empfangene Leistung in W,

P_S : gesendete Leistung in W,

G_S : Gewinn der Sendeantenne

G_E : Gewinn der Empfangsantenne

a_f : Freiraumdämpfung über die Distanz d in m

Wobei gilt:

$$a_f = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (4-10)$$

Mit:

d : Abstand zwischen Sende- und Empfangsantenne in m

λ : Wellenlänge

Aus den Gleichungen (4-9) und (4-10) folgt die Reichweite:

$$d = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_S G_S G_E}{P_E}} \quad (4-11)$$

Es ist üblich, für Sender das Produkt aus Sendeleistung und Antennengewinn als EIRP (Equivalent Isotropically Radiated Power) anzugeben. Dieser Wert sagt aus, welche elektrische Leistung man mit einer isotropen Antenne abstrahlen müsste, um die gleiche Leistungsdichte wie mit einer Richtantenne zu erzeugen. Es gilt:

$$EIRP = P_S \cdot G_S \quad (4-12)$$

Um die Reichweite eines Störsenders zu ermitteln, setzt man in Gl.(4-11) für P_S die Sendeleistung, für P_E der Wert für die maximal zulässige Störleistung bei der betreffenden Frequenz, für G_S den Gewinn der Sendeantenne bzw. für G_E den Gewinn der Empfangsantenne in Richtung der Sichtverbindung ein. Hat ein Störsignal eine andere Mittenfrequenz als der GPS-Empfänger oder handelt es sich um ein breitbandiges Signal, so wird es durch die FDR zusätzlich gedämpft. Dies muss in Gl. (4-11) dadurch berücksichtigt werden, dass man die Empfangsleistung P_E durch den Term $FDR \cdot P_E$ ersetzt. Die Reichweite bei Berücksichtigung der FDR ist:

$$d = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_S G_S G_E}{P_E FDR}} \quad (4-13)$$

Umgekehrt kann es wichtig sein zu berechnen, wie groß der Frequenzversatz Δf eines Störsignals sein muss, um bei einem gegebenen Mindestabstand des Senders einen störungsfreien Empfang der GPS-Signale zu gewährleisten. Der geometrische Mindestabstand und der Frequenzversatz müssen so groß sein, dass das Produkt aus Freiraumdämpfung und FDR ausreicht, um das Störsignal soweit zu dämpfen, dass es am Ausgang der Empfangsantenne schwächer ist als die maximal zulässige Störleistung bzw. Störleistungsdichte. Als exemplarischer Fall soll bandbegrenztetes Rauschen als Störsignal diskutiert werden. Seine Leistungsdichte $I(f)$ habe folgende Eigenschaften (vgl. Abb. 4-3):

$$I(f) = \begin{cases} I_0 & \text{für } (f_{HF} + \Delta f) \leq f \leq (f_{HF} + \Delta f + B_J) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (4-14)$$

Mit:

I_0 : Leistungsdichte in W/Hz

B_J : Bandbreite des Störsignals in Hz

Δf : Frequenzabstand, bzw. halbe Breite eines Schutzbandes in Hz

Ist die zulässige Leistungsdichte I_{th} (th = engl. threshold) von bandbegrenztetem Rauschen, das um die Mittenfrequenz von GPS zentriert ist, gegeben (wie z.B. in [ICAO-SARPs, 1999]), so kann mit Hilfe der FDR die zulässige Leistungsdichte für das betrachtete Störsignal berechnet werden.

Dazu passt man die Integrationsgrenzen in Gl. (3-59) entsprechend der Definition in Abb. 4-3 an:

$$FDR(\Delta f) = 10 \log \left[\frac{\int_{f_{HF}-0.5\text{MHz}}^{f_{HF}+0.5\text{MHz}} a(f) \cdot \text{SINC}^2 [\pi T_C (f - f_{HF})] df}{\int_{f_{HF}+\Delta f}^{f_{HF}+\Delta f+B_J} a(f) \cdot \text{SINC}^2 [\pi T_C (f - f_{HF})] df} \right] \quad (4-15)$$

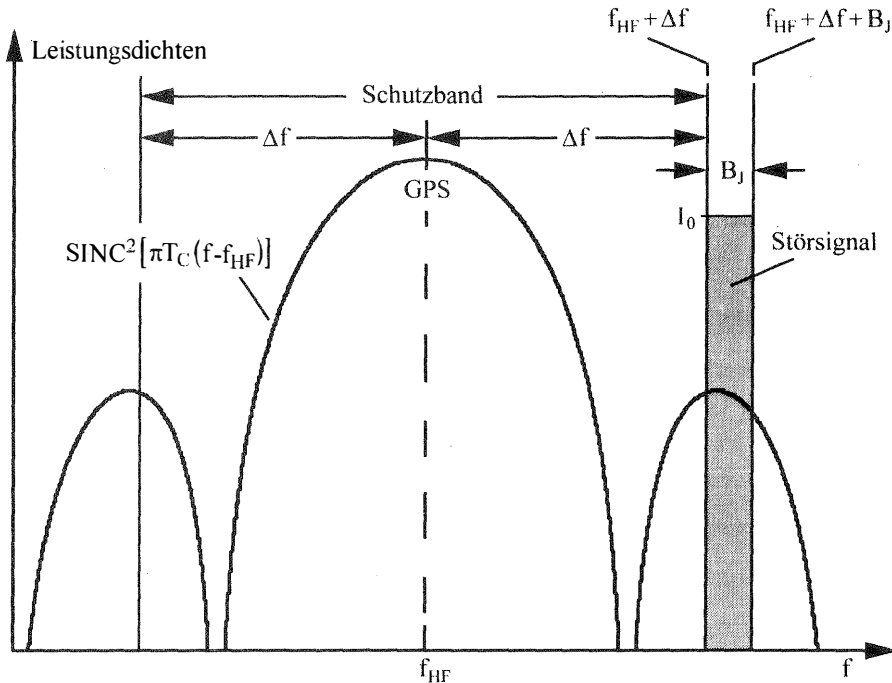


Abb. 4-3: Schutzband für bandbegrenzte Rauschen als Störsignal

Aus Gl. (4-11) folgt mit I_0/FDR für P_S und I_{th} für P_E der notwendige Mindestabstand:

$$d_{\min}(\Delta f) = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{I_0 G_S G_E}{I_{th} FDR(\Delta f)}} \quad (4-16)$$

Trägt man d_{\min} als Funktion des Frequenzversatzes auf, so kann man graphisch für einen gegebenen Mindestabstand den notwendigen Frequenzversatz Δf ermitteln. Dies ist in Abb. 4-4 exemplarisch für einen militärischen Richtfunksender, der im Bereich zwischen 1400 MHz und 1660 MHz betrieben wird, mit den Eigenschaften gemäß Tab. 4-2 geschehen (siehe 4.3.4 bzw. [Butsch, F. 1999]). Dabei wurde angenommen, dass das potentielle Störsignal horizontal auf die GPS-Antenne trifft und daher mit einem Antennengewinn von -4.5 dBi empfangen wird. Ferner wurde die FDR für den Fall des C/A-Codes verwendet. Man kann in Abb. 4-4 ablesen, dass bei einem Mindestabstand von 100 m vom Sender ein Frequenzversatz von wenigstens 3.58 MHz eingehalten werden muss. Da das Störsignal sowohl am unteren Rand, als auch am oberen Rand des GPS-Spektrums auftreten kann, ist ein um die Mittenfrequenz von GPS zentriertes Schutzband mit der Breite von $2 \cdot \Delta f$ freizuhalten, um Störungen zu vermeiden (Abb. 4-4).

Tab. 4-2: Eigenschaften des Richtfunksenders

P_S	1 W
B_J	0.6 MHz
$I_0 = P_S/B_J$	1 W/0.6 MHz
G_S	22 dBi
G_E	-4.5 dBi

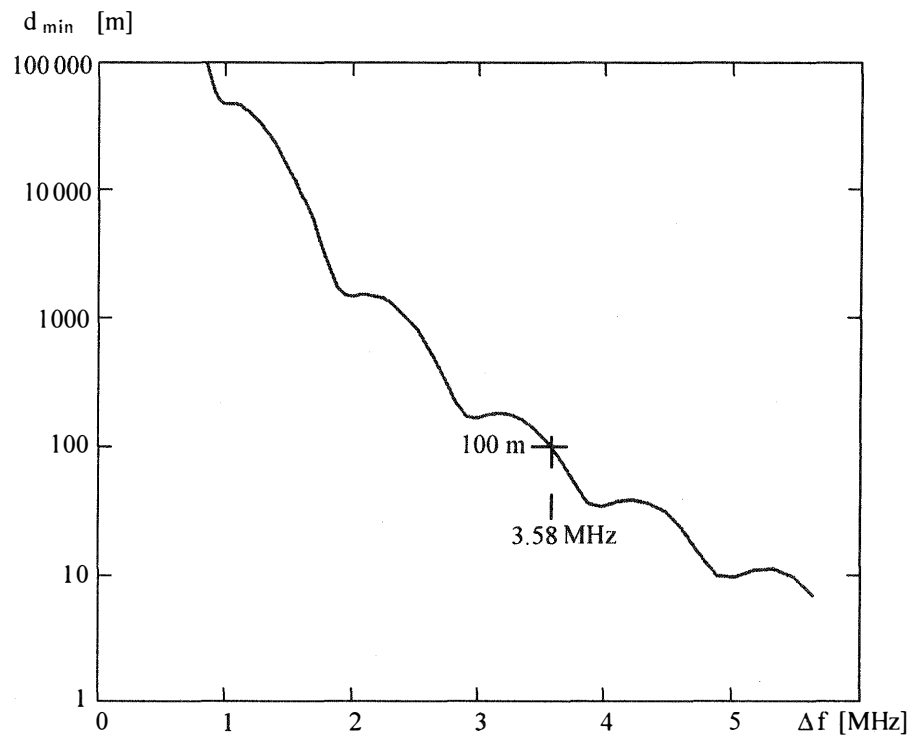


Abb. 4-4: Mindestabstand als Funktion des Frequenzversatzes

Nachfolgend werden die Störreichweiten für einige repräsentative Beispiele berechnet. Dabei ist folgendes zu beachten:

- Wenn man die in Normen und Vorschriften spezifizierten Werte für P_S und P_E einsetzt, dann erhält man eine Reichweite die im „Worst Case“ auftreten kann. Diese ist im Allgemeinen sehr hoch und hat wenig mit der Realität zu tun, da in der Regel sowohl Sender als auch Empfänger besser sind als es die Vorschriften verlangen.
- Wird das Störsignal von einer Richtantenne ausgesendet, so bezieht sich die berechnete Störreichweite auf den Fall, dass sich die GPS-Antenne genau in der Mitte der Hauptkeule befindet
- Wenn man die tatsächlich auftretenden bzw. gemessenen Werte für P_S und P_E einsetzt, dann erhält man eine realistische Reichweite als Ergebnis. Man erfasst dabei allerdings nicht den schlimmsten denkbaren Fall.

4.3.1 Störreichweite eines Senders mit 1 Watt EIRP

Um ein Gefühl für die Reichweite von Störsendern zu erhalten, ist es sinnvoll, die Reichweite eines Senders mit einer EIRP von 1 W zu berechnen. Als zulässige Empfangsleistung P_E kann die in den ICAO-Standards für GNSS-Empfänger [ICAO-SARPs, 1999] spezifizierte Störfestigkeitsschwelle $J_{th} = -150.5$ dBW eingesetzt werden. Da Störsignale oft horizontal einfallen kann man für G_E den in [ICAO-SARPs, 1999] genannten Antennengewinn in horizontaler Richtung von -4.5 dBi verwenden. Damit ergibt sich mit Gl. (4-11) eine Störreichweite von 302.4 km:

Tab. 4-3: Berechnung der Störreichweite eines Senders mit 1 W EIRP

$f = 1575.42$ MHz	$EIRP = 1$ W = 0 dBW	$G_E = -4.5$ dBi	$P_E = J_{th} = -150.5$ dBW
=> $d = 302.4$ km			

4.3.2 Störreichweite eines Amateurfunk-Digipeaters

In einer vom fernmeldetechnischen Zentralamt erlassenen Vorschrift [FTZ, 1987] wird die für Amateurfunkanlagen zulässige Sendeleistung spezifiziert. Diese Spezifikation erfolgt in der Form einer ERP-Leistung (Equivalent Radiated Power). Hierbei handelt es sich um die elektrische Leistung, die man mit einer $\lambda/2$ -Dipolantenne abstrahlen müsste, um die gleiche Feldstärke in Hauptstrahlrichtung zu erzeugen wie mit einer Richtantenne. Ein Dipol hat einen Antennengewinn von 2.2 dB, so dass gilt:

$$EIRP = ERP + 2.2 \text{ dB} \quad (4-17)$$

Für sogenannte Amateurfunk-Relais-Stationen zur digitalen Datenübertragung (Digipeater) ist eine maximale ERP von 41.8 dBm erlaubt. Dieser Leistung entspricht ein EIRP-Wert von 44 dBm bzw. 14 dBW (ca. 25 W). Bei 1240 MHz hat die Störfestigkeitskurve eines L1/L2-P(Y)-Code Empfängers (A-alt, vgl. Abb. 7-7) einen Wert von -130 dBW. Damit ergibt sich mit Hilfe von Gl. (4-11) eine theoretische Störreichweite von 181 km:

Tab. 4-4: Berechnung der Störreichweite von Amateurfunk-Digipeatern

$f = 1240$ MHz	$EIRP = 25$ W = 14 dBW	$G_E = -4.5$ dBi	$P_E = -130$ dBW
=> $d = 181$ km			

Um abzuschätzen, welche Fläche betroffen ist, muss man außerdem die Antennen-Charakteristik berücksichtigen: Es ist üblich für Digipeater sogenannte Yagi-Antennen mit einem Gewinn von bis zu 14 dB bzw. einer Halbwertsbreite ca. 30° zu verwenden [Rothammel, K. 1991]. In Einzelfällen werden für die Überbrückung von sehr großen Distanzen Parabolspiegel mit Halbwertsbreiten von wenigen Grad verwendet

4.3.3 Störreichweite der Störstrahlung eines Fernsehsenders

Durch die Aussteuerung des Endverstärkers eines Fernsehsenders in den nichtlinearen Bereich kann das Ausgangssignal derart verzerrt werden, dass es neue Frequenzen enthält, die GPS stören könnten, obwohl der Sender offiziell auf einer weitaus niedrigeren Frequenz sendet (vgl. Kapitel 3.1 und A.10).

Ein Fernsehsender strahlt den TV-Kanal Nr. 27 mit einer EIRP-Leistung von 1 MW aus. Der Bildträger dieses Kanals hat die Frequenz 519.25 MHz und ist damit nicht relevant [Freyer, U., 1995]. Der 2. Tonträger hat jedoch die Frequenz 524.99 MHz, so dass seine 2. Oberwelle (3-fache Frequenz) bei 1574.98 MHz liegt (Abb. 4-5). Diese Frequenz weicht um lediglich 0.44 MHz von der L1-Frequenz ab und wird daher nicht von HF- bzw. ZF-Filtern eines GPS-Empfängers gedämpft. Die Leistung des 2. Tonträgers ist üblicherweise um 20 dB schwächer als die nominelle Sendeleistung (Abb. 4-5). Bei einer Sendeleistung von 1 MW entspricht dies 10 kW.

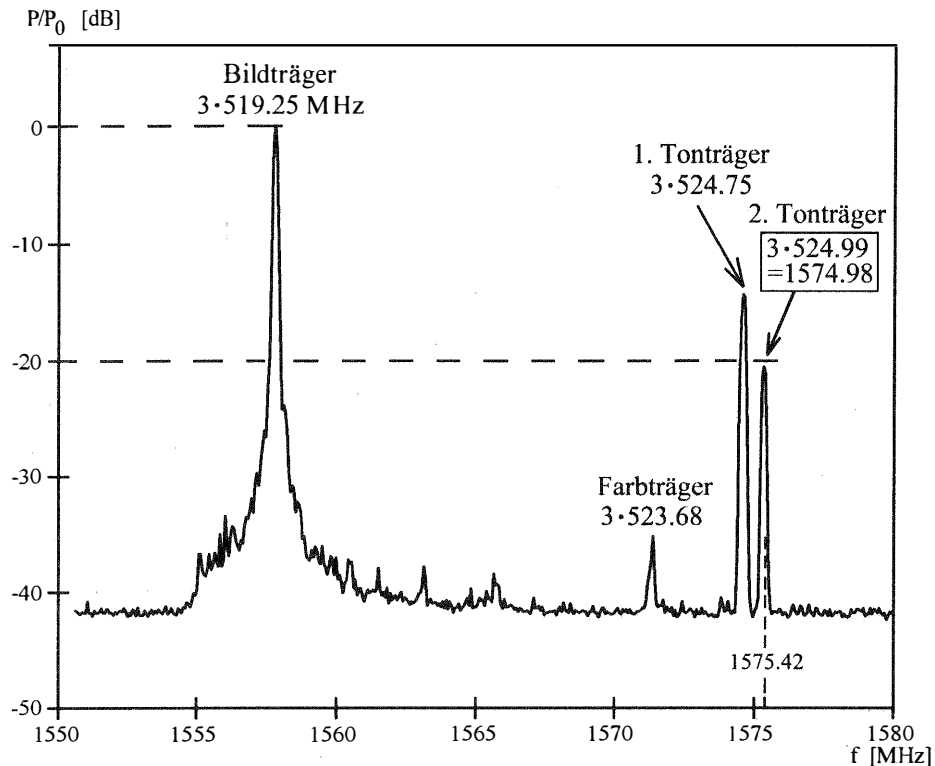


Abb. 4-5: Spektrum des TV-Kanals 27 nach Verdreifachung der Frequenz

Die Oberwellen müssen laut einer Vorschrift um mindestens 60 dB gedämpft sein. Daraus folgt, dass die 2. Oberwelle des Tonträgers maximal mit einer Leistung von 0.01 W abgestrahlt werden darf. Setzt man wieder die oben erwähnten Werte von $G_E = -4.5$ dBi und $P_E = -150.5$ dBW in Gl. (4-11) ein, so erhält man eine Störreichweite von 30.2 km:

Tab. 4-5: Berechnung der Störreichweite eines TV-Senders

$f = 525$ MHz	$EIRP = 0.01$ W = -20 dBW	$G_E = -4.5$ dBi	$P_E = J_{th} = -150.5$ dBW
=> $d = 30.2$ km			

In Deutschland gibt es 5 Fernsehsender mit einer Sendeleistung von über 100 kW, die auf dem Kanal 27 senden und dadurch potentiell den GPS-Empfang im L1-C/A Code Frequenzbereich beeinflussen können (Spraken-sehl/Uelzen, Berlin, Heidelberg, Pfarrkirchen /Bayern, Hochsauerland [Freyer, U., 1995]. Außerdem existieren ca. 30 TV-Sender die mit über 100 kW Leistung auf den Kanälen 26, 27, 28, 39, 59, 60 senden und 1. oder 2. Oberwellen (zweifache, bzw. Dreifache Frequenz) im Frequenzbereich des L1- oder L2-P(Y)-Codes verursachen könnten.

Aus folgenden Gründen ist nicht zu erwarten, dass die berechnete Reichweite in der Praxis tatsächlich auftritt:

- Die Sendeantennen sind für die Ausstrahlung des nominellen Signals ausgelegt und daher nur bedingt für die Aussendung einer Oberwelle mit einer wesentlich höheren Frequenz geeignet
- Die Oberwellen werden im Allgemeinen um erheblich mehr als die vorgeschriebenen 60 dB gedämpft.

4.3.4 Störreichweite des taktischen Richtfunks

GPS muss seinen Frequenzbereich mit militärischen Sendern teilen. In Deutschland hält die Bundeswehr freiwillig ein Band von 1575.42 MHz \pm 14 MHz zum Schutz des GPS-Signals frei [AFmISBw, 1998]. In anderen Ländern ist dies nicht der Fall (Kapitel A.13 und 8). Zur Abschätzung der dadurch entstehenden möglichen Störung soll die Reichweite eines typischen Militärsenders, der bei der L1-Frequenz betrieben wird, berechnet werden. Ein solcher Richtfunksender habe eine EIRP von 23 dBW bei einer Bandbreite von 0.6 MHz [Siemens FM1000]. Als Modell für das Signal wird bandbegrenztetes Rauschen mit der gleichen Bandbreite verwendet. Statt die FDR, die in Gl. (4-13) zur Berechnung der Reichweite benötigt wird, zu berechnen, kann man alternativ in Abb. 4-2 die im ICAO-GNSS-Standard [ICAO-SARPs, 1999] spezifizierte Interferenzschwelle für bandbegrenztetes Rauschen der gegebenen Bandbreite ablesen und in Gl. (4-12) einsetzen. In Abb. 4-2 erkennt man, dass für Bandbreiten zwischen 0.1 MHz und 1 MHz die maximal zulässige Störleistung einen Wert von -140.5 dBW hat. Damit ergibt sich eine Störreichweite von 1352 km:

Tab. 4-6: Berechnung der Störreichweite eines Senders des taktischen Richtfunks

$f = 1575.42 \text{ MHz}$	$EIRP = 200 \text{ W} = 23 \text{ dBW}$	$G_E = -4.5 \text{ dBi}$	$P_E = J_{th} = -140.5 \text{ dBW/MHz}$
$\Rightarrow d = 1352 \text{ km}$			

Die tatsächliche Reichweite wird jedoch, bedingt durch die Erdkrümmung, durch den Radiohorizont begrenzt. Der Radiohorizont wird wie folgt berechnet [Mansfeld, W, 1994]:

$$d \approx \sqrt{2R} \left(\sqrt{h_s} + \sqrt{h_e} \right) \quad (4-18)$$

Mit:

d : Distanz zwischen Sendeantenne und Radiohorizont in m

R : modifizierter Erdradius: $R = 4/3 \cdot 6375 \cdot 10^3 \text{ m}$,

(der Faktor 4/3 berücksichtigt die Erhöhung der Reichweite durch die atmosphärische Refraktion)

h_s, h_e : Höhe in der Sende- bzw. Empfangsantenne angebracht sind, in m

Nimmt man als „Worst Case“ an, dass sich die Sendeantenne auf einem 3000 m hohen Berg befindet und die Empfangsantenne an einem in 10000 m Höhe fliegenden Flugzeug montiert ist, so erhält man einen Radiohorizont von 638 km. Daraus folgt, dass die Nutzung des gleichen Frequenzbereichs durch GPS und den taktischen Richtfunk nicht empfehlenswert ist. Die Diskussion weiterer Aspekte der potentiellen Störprobleme durch den taktischen Richtfunk, wie z.B. die Auswirkung auf GLONASS und die Darstellung der rechtlichen Situation, findet man in [Butsch, F. 1998a], [Butsch, F. 1998b] und [Butsch, F. 1999].

Da das Nutzsignal durch das Rauschen verdeckt wird, hat das aus Rauschen und Nutzsignal bestehende Gesamtsignal eine Gauß-förmige Amplitudenverteilung. Zur Berechnung der Amplitudenverteilung des aus der Überlagerung von Rauschen und Störsignal entstandenen Gesamtsignals müssen die Amplitudenverteilungen p_N und p_J miteinander gefaltet werden. Es ist denkbar mit Hilfe eines A/D-Wandlers mit entsprechend großer Anzahl von Quantisierungsstufen (>16) eine Auswertung des Histogramms der Abtastwerte durchzuführen, um eine durch ein Störsignal verursachte Abweichung der Amplitudenverteilung des Gesamtsignals von der Gauß-förmigen Verteilung frühzeitig zu detektieren. Die in GPS-Empfänger verwendeten A/D-Wandler verfügen jedoch oft nur über vier oder weniger Stufen.

Die Abb. 5-2 zeigt die Grundstruktur eines vierstufigen A/D-Wandlers, der in der Lage ist Störsignale durch einen Vergleich der Eingangsspannung mit Schwellwerten zu detektieren [Ward, P., 1994]. Das Signal wird mit Hilfe von fünf Komparatoren einer A/D-Wandlung unterzogen. Dabei wird die anliegende Spannung mit 0 V und den beiden Referenzspannungen $+U_{ref}$ und $-U_{ref}$ verglichen. Die Ergebnisse werden von D-Flip-Flops über die Dauer eines Systemtaktes gespeichert. Dabei gewinnt man ein Vorzeichen-Bit (Sign Bit) und zwei Betrag-Bits („+Magnitude“ und „-Magnitude“, die bei der Korrelation weiterverwendet werden. Zwei weitere Komparatoren vergleichen das Gesamtsignal mit zwei Schwellwerten. Sie dienen zur Detektion von Störsignalen. Mit dieser Struktur des A/D-Wandlers ist dies jedoch erst dann eindeutig möglich, wenn das Gesamtsignal die Schwellwerte $+3\cdot\sigma_N$ über- oder $-3\cdot\sigma_N$ unterschreitet. Die Ergebnisse der Vergleiche mit den beiden Schwellwerten werden miteinander „oder“-verknüpft. Am Ausgang des „Oder“-Glieds beträgt die Fehlalarmwahrscheinlichkeit ca. 0.3 %. Durch eine weitere Glättung mit Hilfe eines Tiefpass-Filters und einen Vergleich mit einer weiteren Schwelle U_S (Abb. 5-2), kann eine zusätzliche Reduzierung der Fehlalarmwahrscheinlichkeit erreicht werden.

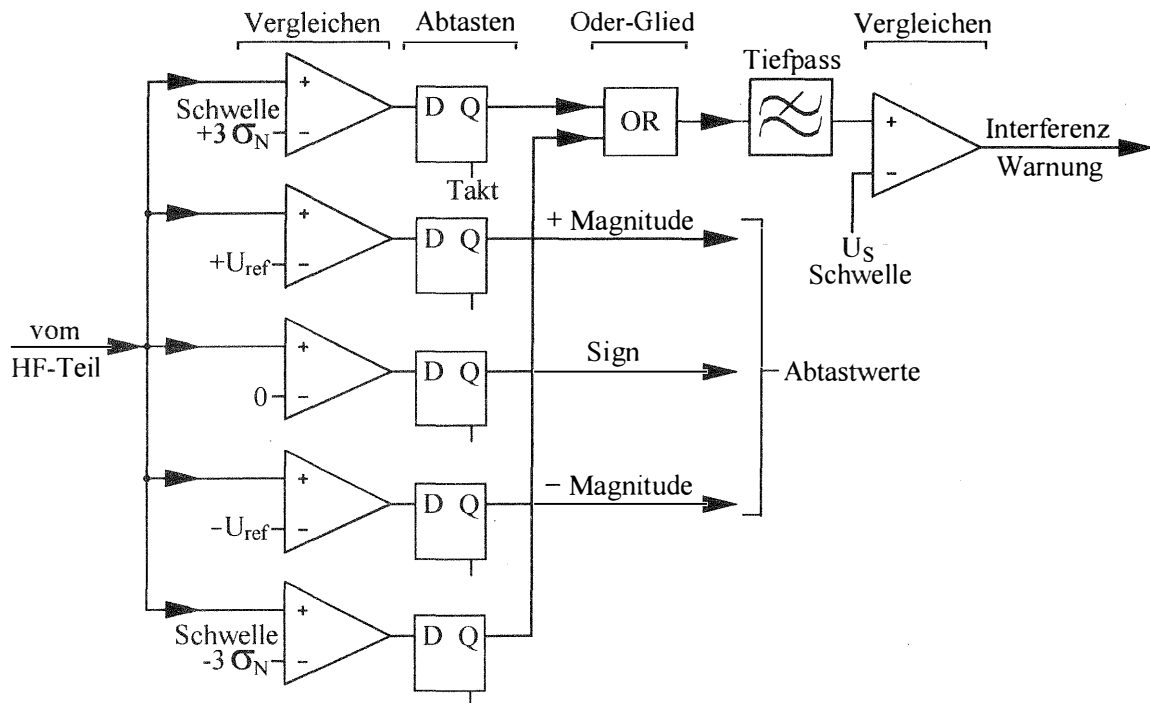


Abb. 5-2: Interferenzdetektion durch Überwachung der Abtastwerte

Aus der Schwelle für die Amplitude des Störsignals:

$$\hat{U} = 3 \cdot \sigma_N \quad (5-1)$$

folgt mit Hilfe der Gleichungen (3-18) und (3-19) die Schwelle für die Störleistung:

$$J = 4.5 \cdot N \quad (5-2)$$

Das bedeutet, dass auf diese Weise ein Störsignal detektiert wird, wenn seine Leistung J um 6.5 dB über der Rauschleistung N liegt. Im Falle des C/A-Codes ist die Leistung des GPS-Signals S um ca. 20 dB geringer als die Rauschleistung. Daraus folgt dass die Detektion des Störsignals bei $J/S > 26.5$ dB erfolgt. Eigene Messungen (Kapitel 6.4.1) haben gezeigt, dass kein GPS-Empfänger bei einem solchen J/S -Verhältnis in der Lage war ein GPS-Signal zu akquirieren (3. Spalte in Tab. 6-1). Jedoch lag die niedrigste Ausrastschwelle der DLL eines Empfängers bei einem J/S von 34 dB (6. Spalte in Tab. 6-1). Das heißt dass beim Auftreten eines Störsignals, dessen Leistung um 7.5 dB unter der Ausrastschwelle liegt, bereits eine Interferenzwarnung erfolgen kann.

5.2 Detektion von Störeinflüssen auf die GPS-Rohdaten

Das Auftreten eines Signals, das in der Lage ist die Messgenauigkeit zu beeinträchtigen, macht sich am deutlichsten durch eine Degradation der von den Empfängern ausgegebenen \hat{S}/\hat{N} -Werte gegenüber den ungestörten Werten bemerkbar. Ein erster Anhaltspunkt für Störungen kann ein Unterschied zwischen den \hat{S}/\hat{N} -Werten des L1-Signals und des L2-Signals sein, da selten beide Signale gleichzeitig gestört sind. Trägt man den Wert des von einem Empfänger ausgegebenen \hat{S}/\hat{N} über der Zeit auf, so erhält man eine Übersicht über das zeitliche Verhalten des Störsignals, d.h. die Häufigkeit des Auftretens, und eine eventuelle Variation der Störleistung.

Da Pseudorange und Trägerphasenmesswerte auf Grund der Satellitenbewegung zeitlich sehr stark variieren, sind die Einflüsse von Störsignalen auf diese Messgrößen, solange kein Ausrasten von DLL und PLL verursacht wird, nur schwer nachweisbar. Um hier einen Störeinfluss auf die GPS-Messgrößen zu erkennen braucht man einen flachen Verlauf der zu untersuchenden Größe (Pseudorange oder Trägerphasenmesswert) über der Zeit. Es bieten sich drei Verfahren an um aus den Rohdaten eine Variable zu gewinnen, an deren Verlauf man einen Störeinfluss erkennt:

- *Bildung der Differenz zwischen Pseudorange- und Trägerphasenmesswert:*

Der Trägerphasenmesswert ändert sich im gleichen Maß wie die Pseudorange mit der variierenden Schrägentfernung. Deshalb entsteht bei der Differenzbildung der beiden Messwerte eine Größe mit flachem Verlauf über der Zeit. Der Trägerphasenmesswert rauscht erheblich weniger als die Pseudorange. Deshalb werden zeitliche Schwankungen der Differenz hauptsächlich vom Pseudorange-Fehler verursacht. Zunächst erscheint die Betrachtung der Differenz zwischen Pseudorange- und Trägerphasenmesswert geeignet um eine Beeinträchtigung des Pseudorange-Messwerts zu untersuchen. Ein Problem bei der Anwendung dieses Verfahrens ist jedoch, dass die PLL schon bei einer Stärke des Störsignals ausrastet bei der noch kein merklicher Einfluss auf die DLL auftritt (vgl. Kapitel 2.5.2).

- *Subtraktion eines Ausgleichspolynoms:*

Die Variation der Pseudorange oder des Trägerphasenmesswerts kann durch ein Polynom genähert werden. Subtrahiert man ein Ausgleichspolynom, so erhält man einen flachen Verlauf. Dieses Verfahren hat den Vorteil, dass die Varianz der Residuen näherungsweise der Varianz des Pseudorange- bzw. des Trägerphasenmesswerts entspricht. Ein Nachteil ist jedoch, dass der Aufwand zur Berechnung der Koeffizienten des Polynoms sehr hoch ist. Es ist außerdem nicht für kurze Messreihen geeignet. Bei vielen GPS-Empfängern wird, sobald der Uhrenfehler einen bestimmten Schwellwert (z.B. 1 ms) erreicht, die Empfängeruhrzeit an die Systemzeit von GPS angepasst. Dies hat Sprünge im Verlauf der Pseudorange- und des Trägerphasenmesswerts zur Folge. Weitere Sprünge können durch das sporadische Auftreten von Störsignalen verursacht werden. Dies macht die Bildung eines Ausgleichspolynoms über größere Messdatensätze schwierig.

- *Bildung der zweifachen numerischen Ableitung:*

Hier wird angenommen, dass die zeitliche Änderung von Pseudorange und Trägerphasenmesswert näherungsweise durch ein Polynom zweiter Ordnung dargestellt werden kann. Durch zweifache Differenzierung dieser Parabel erhält man deshalb eine Konstante. Die durch Rauschen bzw. Störsignale bedingte Abweichung des Pseudorange oder der Trägerphase von dem parabel-förmigen Verlauf führt zu einer entsprechenden Abweichung vom flachen Verlauf der zweiten Ableitung [Gianniou, M., 1996].

- *Bildung der Differenz zwischen der Pseudorange- bzw. Trägerphasenmessung mit Hilfe des L1- bzw. des L2-Signals:*

Da die Laufzeiten beider Signale maßgeblich von der Schrägentfernung zwischen Satellit und GPS-Empfänger abhängen, liefert die Differenz der beiden Messwerte einen relativ flachen Verlauf. Lediglich die zeitlich variierenden unterschiedlichen Ausbreitungsgeschwindigkeiten in der Ionosphäre sorgen für eine geringe zeitliche Variation der Differenz. Die Anwendung dieser Methode ist besonders dann sinnvoll, wenn nur eines der beiden Signale (L1 bzw. L2) von Störungen betroffen ist.

Das S/N_0 eines Satellitensignals kann, wenn man Elevationswinkel des Satelliten zwischen 5° und 90° betrachtet, zwischen 39 und 46.5 dBHz, d.h. um 7.5 dB variieren (vgl. Tab. 4-1 in Kapitel 4.1.1). Als Folge davon variiert die Standardabweichung der Pseudorange σ_ρ bei einem Empfänger mit einem Standard-Korrelator zwischen 0.98 und 2.4 m (Abb. 2-17). Die Standardabweichung der Trägerphase σ_ϕ bewegt sich zwischen 1.3° (d.h. 0.5 mm bei L1) und 3.3° (1.6 mm). Das heißt, dass sich die Standardabweichungen der beiden Messgrößen im ungestörten Fall um den Faktor 2.4 bis 2.5 ändern (Abb. 2-17 und Abb. 2-18). Eine Zunahme der Standardabweichung durch den Einfluss von Störsignalen fällt jedoch erst auf, wenn sie mindestens gleich groß ist wie die natürliche Variation.

Wie in Kapitel 3.7 erwähnt, muss beim Auftreten eines Störsignals in den Gleichungen für die Standardabweichung von Pseudorange Gl.(2-66) bzw. Trägerphase Gl. (2-68) das S/N_0 durch ein $S/(N_0 + N_{j,0})$ ersetzt werden. Die Varianzen von Pseudorange und Trägerphase sind näherungsweise umgekehrt proportional zu $S/(N_0 + N_{j,0})$.

Einer Degradation des $S/(N_0 + N_{J,0})$ durch ein Störsignal von 46.5 dBHz auf 36.5 dBHz, d.h. um 10 dB, hätte deshalb eine Zunahme der Standardabweichungen von Pseudorange bzw. Trägerphase um $\sqrt{10} \approx 3.2$ zur Folge. Auswirkungen von Degradationen des $S/(N_0 + N_{J,0})$ -Werts die kleiner als 10 dB sind, sind daher nur schwer nachweisbar, zumal oft weitere Effekte wie z.B. Mehrwegeempfang, Abschattung usw. zum Tragen kommen. Hingegen fällt bereits eine Degradation des $S/(N_0 + N_{J,0})$ -Werts gegenüber dem ungestörten S/N_0 -Wert um 3 dB auf. Somit reagiert der $S/(N_0 + N_{J,0})$ -Wert sehr viel empfindlicher auf Störsignale als die Standardabweichungen σ_ρ und σ_ϕ . Dies zeigt sich auch bei den in Kapitel 7.3.1 dargestellten Messergebnissen.

5.3 Detektion von Störsignalen im Frequenzbereich

Störsignale, die in der Lage sind den Empfang von GPS-Signalen zu stören, können durch Spektralanalyse der im relevanten Frequenzbereich empfangenen Signale detektiert werden. Für den Empfang der potentiellen Störsignale ist eine handelsübliche GPS-Antenne mit eingebautem Vorverstärker geeignet. Ihr Vorverstärker wird über eine Einspeiseweiche (sogenanntes „BIAS-T“) mit Gleichspannung versorgt. Antennen für geodätische Zweifrequenzempfänger eignen sich besser als solche für Luftfahrtempfänger, da sie für den Empfang des P-Code-Signals über eine größere Bandbreite verfügen.

Die Verwendung einer GPS-Antenne bietet folgende Vorteile:

- Sie hat in der oberen Hemisphäre eine nahezu isotrope Charakteristik, so dass man Störquellen nicht anpeilen muss. Außerdem empfängt sie alle Störsignale, die auch ein GPS-Empfänger empfangen würde.
- Die Antennendiagramme fast aller GPS-Antennen sind vergleichbar, da die Antennen in der Regel für den Empfang aller sichtbaren Satelliten ausgelegt sind d.h. keine Richtwirkung aufweisen.
- GPS-Antennen sind leicht verfügbar und haben oft auch einen Vorverstärker mit ausreichender Verstärkung eingebaut.
- Zur Bewertung empfangener Störsignale bietet es sich an ihre Leistung mit der Leistung zu vergleichen, die GPS-Empfänger ohne unzulässige Beeinträchtigung der Messgenauigkeit auszuhalten haben. Diese ist in den betreffenden Normen (z.B. [ICAO-SARPs, 1999], [MOPS, Do-208, 1991]) ohnehin auf den Ausgang einer GPS-Antenne bezogen.

Für die Bestimmung des Spektrums kann entweder ein Spektrumanalysator oder ein Empfänger mit eingebautem digitalen Signalprozessor (DSP-Empfänger) verwendet werden. Ein Spektrumanalysator misst die Leistung des empfangenen Signals bei verschiedenen Frequenzen innerhalb der Breite seines Bandpass-Filters. Dazu wird das empfangene Signal verstärkt und mit Hilfe eines Oszillators heruntergemischt. Die Frequenz des Oszillators – und auf diese Weise auch Mittenfrequenz des Spektrumanalysators – wird durch den zu analysierenden Frequenzbereich (engl. span) bewegt (engl. sweeping). Dies geschieht in kleinen Stufen, die der Bandbreite des Filters bzw. der Mess- oder Auflösungsbandbreite entsprechen (z.B. $B = 100$ kHz).

Ein DSP-Empfänger führt zur Ermittlung des Spektrums eine Fast Fourier Transformation (FFT) des heruntergemischten und abgetasteten Signals durch. Bei der FFT, wie auch beim Spektrumanalysator, entspricht der Abstand zweier Linien im Frequenzbereich der Auflösungsbandbreite. Bei der FFT entspricht die Auflösungsbandbreite dem Reziprokwert der zeitlichen Länge des transformierten Satzes aus Abtastwerten [Schnorrenberg, W. 1990].

Ein DSP-Empfänger kann nur relativ schmale Spans, die kleiner als die Hälfte der Abtastrate sind (z.B. mit einer Breite von 8 MHz bei 20 MHz Abtastrate), durch die Berechnung einer einzelnen FFT analysieren. Zur Analyse eines größeren Bereichs von z.B. 100 MHz Breite muss er diesen in Stufen, die der Breite des Frequenzfensters der FFT entsprechen, durchschreiten [HPE3283S, 1995]. Dieses Verfahren ist trotzdem schneller, aber die Geräte sind aufwändiger, teurer und auch schwerer als Spektrumanalysatoren. Für die in Kapitel 7 beschriebenen Feldmessungen wurde ein tragbarer Spektrumanalysator verwendet. Jedoch wird aus einer Reihe von Gründen, die später ersichtlich werden, für zukünftige Messungen die Verwendung eines DSP-Empfängers empfohlen.

Die Messempfindlichkeit der aus Antenne mit Vorverstärker, Antennenkabel und Spektrumanalysator oder DSP-Empfänger bestehenden Messanordnung (Abb. 5-3) muss mindestens ausreichen, um Störleistungen messen zu können, die eine maximal zulässige Degradation des GPS-Signals verursachen würden. Der bei einer gegebenen Frequenz f_i bestimmte Wert des Spektrums J_i entspricht dem Integral der Leistungsdichte $L(f)$ über einen Frequenzbereich mit der Bandbreite B , der um die f_i zentriert ist (Abb. 5-4):

$$J_i = \int_{f_i - \frac{B}{2}}^{f_i + \frac{B}{2}} L(f) df \quad (5-3)$$

Mit:

B : Auflösungs- bzw. Messbandbreite

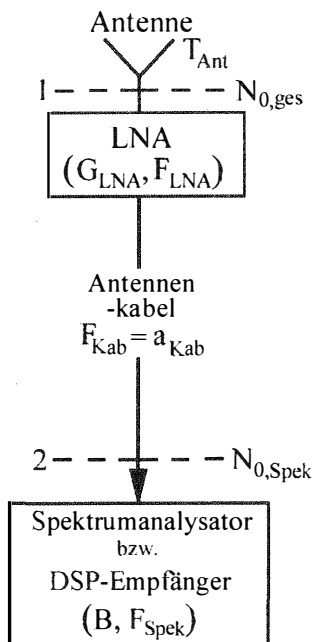


Abb. 5-3: Messaufbau

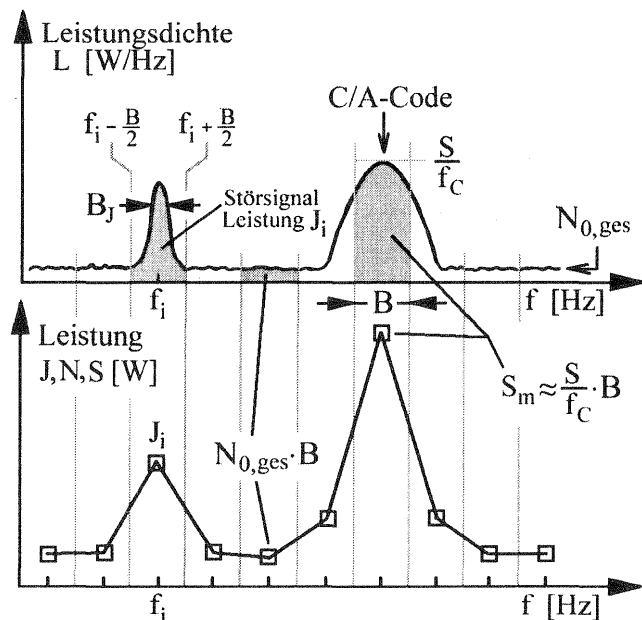


Abb. 5-4: Bedeutung der Messbandbreite

Nach Gl. (2-17) gilt allgemein, dass sich die Rauschleistung als Produkt aus Rauschleistungsdichte und Bandbreite ergibt. Ist das Störspektrum ein Linienspektrum, so können diejenigen Linien detektiert werden, deren Leistung größer ist als die Rauschleistung innerhalb der Messbandbreite B des Spektrumanalysators oder DSP-Empfängers (Abb. 5-4).

Bei einem Signal mit kontinuierlichem Spektrum (nicht periodisches Signal) muss das Integral der Leistungsdichte über das Frequenzintervall $f_i \pm B/2$ größer sein als die Rauschleistung, d.h. das Integral über die Rauschleistungsdichte $N_{0,ges}$ im gleichen Intervall.

In den Luftfahrtnormen für GPS (z.B. ICAO-GNSS Standards and Recommended Practices [ICAO-SARPs, 1999], RTCA Minimum Operation Performance Standard [MOPS, Do-208, 1991]), wurde ein Schwellwert (J_{th} = Jamming bzw. Interference Threshold) für die Störleistung definiert, die ein GPS-Empfänger noch ohne Beeinträchtigung der erforderlichen Messgenauigkeit aushalten muss. Diese Angabe bezieht sich auf ein Störsignal, das an der Schnittstelle zwischen Antenne und Vorverstärker (Antenna Port) gemessen wird. Zur Bestimmung der erforderlichen Empfindlichkeit ist es sinnvoll die Rauschleistung an dieser Schnittstelle zu ermitteln, um sie mit der Interferenzschwelle vergleichen zu können.

Aus den Gleichungen (2-15) und (2-16) folgt für die auf den Eingang des Vorverstärkers bezogene Gesamt-rauschleistungsdichte $N_{0,ges}$:

$$N_{0,ges} = k \cdot [T_{Ant} + (F_{ges} - 1) \cdot 290] \quad (5-4)$$

Mit:

T_{Ant} : Rauschtemperatur der Antenne, hier 100 Kelvin (siehe Kapitel 2.2.3)

Wenn man das Antennenkabel als einzelne Verstärkerstufe behandelt, deren Verstärkung und deren Rauschzahl jeweils der Kabeldämpfung a_{Kab} entsprechen, so folgt aus Gl. (2-14) für die Gesamt-rauschzahl:

$$F_{ges} = F_{LNA} + \frac{a_{Kab} - 1}{G_{LNA}} + (F_{spek} - 1) \cdot \frac{a_{Kab}}{G_{LNA}} \quad (5-5)$$

Mit:

F_{LNA} : Rauschzahl des Vorverstärkers

G_{LNA} : Verstärkung des Vorverstärkers

a_{Kab} : Kabeldämpfung

F_{Spek} : Rauschzahl des Spektrumanalysators bzw. DSP-Empfängers.

Die Detektion eines Störsignals mit der Leistung J_{th} (th = threshold) ist möglich, wenn die Rauschleistung innerhalb der Messbandbreite B geringer ist als J_{th} . Dabei entspricht die Rauschleistung dem Produkt aus Gesamt-rauschleistungsdichte $N_{0,ges}$ und Messbandbreite B :

$$N_{0,ges} \cdot B < J_{th} \quad (5-6)$$

Sind alle Geräteparameter von denen die $N_{0,ges}$ abhängt vorgegeben, so kann nur durch die Wahl einer ausreichend niedrigen Messbandbreite B sichergestellt werden, dass die angestrebte Messempfindlichkeit erzielt wird.

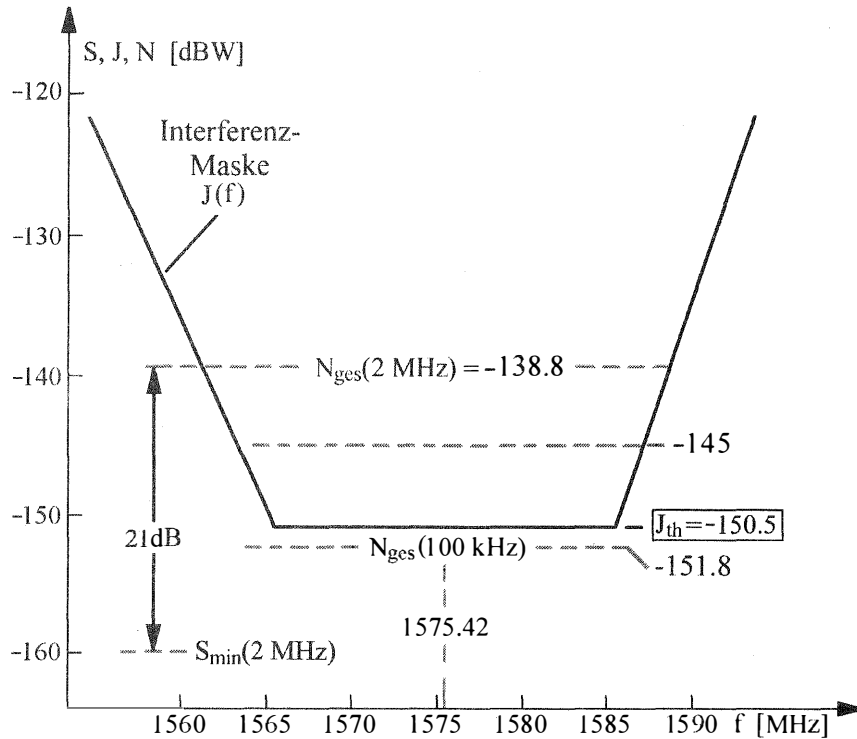


Abb. 5-5: Bedingungen bei der Detektion von Störsignalen

Das Signal des C/A-Codes verbirgt sich bei einer Messbandbreite, die seiner eigenen Bandbreite entspricht ($B_C = 2.046$ MHz), um ca. 21 dB unterhalb des Rauschpegels (Abb. 5-5). Bei der Detektion von Störsignalen ist das GPS-Signal nicht von Interesse. Deshalb muss keine Rücksicht darauf genommen werden, dass es durch eine Messbandbreite $B < B_C$ verzerrt wird. Aus diesem Grund kann man die Messbandbreite bis weit unter die Bandbreite des Nutzsignals reduzieren. Dabei wird die Rauschleistung im gleichen Verhältnis wie die Messbandbreite vermindert. Solange das Spektrum eines Störsignals eine Bandbreite B_J hat, die geringer als B ist (Abb. 5-4), verbessert sich durch die Verringerung von B das Stör- zu Rauschleistungsverhältnis J/N_{ges} . Dadurch kann das Störsignal besser detektiert werden. Für breitbandigere Störsignale gilt dies jedoch nicht. Dies ist jedoch kein großer Nachteil, da für breitbandige Störsignale die Interferenzschwelle höher liegt als für schmalbandige (Abb. 4-2).

In [ICAO-SARPs, 1999] werden für in der Luftfahrt zu verwendende Satellitennavigationsempfänger Störfestigkeitsschwellen spezifiziert. Für C/A-Code-Empfänger, die für den präzisen Landeanflug verwendet werden, wird darin eine Störfestigkeitsschwelle bei 1575.42 MHz von $J_{th} = -150.5$ dBW angegeben. Um die Abhängigkeit der Störfestigkeit von der Frequenz zu berücksichtigen, wurde ferner eine Interferenz-Maske definiert, deren Minimum -150.5 dBW entspricht (Abb. 5-5). Deshalb sollte bei einer Überwachung des Störspektrums an Flughäfen zumindest eine Messempfindlichkeit von -150.5 dBW angestrebt werden. Hier wird exemplarisch untersucht, bei welchen Parametern des Messaufbaus die angestrebte Messempfindlichkeit erreicht werden kann. In der zweiten Spalte von Tab. 5-1 sind typische Werte für die Komponenten des Messaufbaus angegeben.

Es werden folgende zwei Fälle betrachtet:

- Die Verwendung eines Spektrumanalysators mit einer Rauschzahl von 33 dB, der für die in Kapitel 7 beschriebenen Feldmessungen zu Verfügung steht.
- Die Verwendung eines DSP-Empfängers mit einer Rauschzahl von 15 dB, der für zukünftige Messungen zur Verfügung stehen wird.

Ferner werden die Parameter eines Vorverstärkers gewählt, der bei den Feldmessungen zum Einsatz kommt.

Tab. 5-1: Parameter der Einzelkomponenten

	typisch	hier
Verstärkung des Vorverstärkers: G_{LNA}	25 bis 50 dB	45.5 dB
Rauschzahl des Vorverstärkers: F_{LNA}	1 bis 3 dB	3 dB
Kabeldämpfung bei $1.2 \text{ GHz} \leq f \leq 1.6 \text{ GHz}$	0.3 bis 0.8 dB/m	$10 \text{ m} \cdot 0.72 \text{ dB/m}$ = 7.2 dB
Einfügungsdämpfung des Bias-T	0.1 bis 0.2 dB	0.2 dB
Dämpfung von Kabel und BIAS-T: α_{Kab}		7.4 dB
Rauschzahl eines tragbaren Spektrumanalysators F_{Spek}	30 bis 35 dB	33 dB
Rauschzahl eines typischen DSP-Empfängers F_{Spek}	14 bis 16 dB	15 dB

Da GPS-Empfänger in der Regel einmal pro Sekunde Pseudorange- bzw. Trägerphasenmesswerte neu bestimmen (Messrate 1 Hz) ist es wünschenswert den relevanten Frequenzbereich mit der gleichen Messrate zu überwachen. Wie noch zu sehen sein wird, hängt die erzielbare Messrate bei Spektrumanalysatoren sehr stark von der Messbandbreite ab. Um mit dem Spektrumanalysator das Spektrum im zu untersuchenden Frequenzbereich innerhalb einer Sekunde bestimmen zu können wird eine Messbandbreite von 100 kHz angestrebt (vgl. Tab. 5-4). Die Verstärkung des Vorverstärkers von 45.5 dB reicht aus, um bei 100 kHz Bandbreite einen Rauschpegel von -151.8 dB zu erzielen (zweite Spalte in Tab. 5-2). Dieser Wert liegt somit unter der gewünschten Messempfindlichkeit von -150.5 dBW. Bei 100 kHz Bandbreite ist mindestens eine Verstärkung von 41 dB erforderlich. Durch die Verringerung der Messbandbreite könnte jedoch die Messempfindlichkeit verbessert werden (Tab. 5-2).

Kommt statt dem Spektrumanalysator ein DSP-Empfänger mit einer Rauschzahl von 15 dB zum Einsatz, so verbessert sich die Messempfindlichkeit nur geringfügig (dritte Spalte in Tab. 5-2). Mit solch einem Gerät kann jedoch – wie noch zu sehen sein wird – auch bei kleinen Messbandbreiten in kurzer Zeit ein großer Frequenzbereich untersucht werden. Aus diesem Grund kann bei Beibehaltung einer Messrate von 1 Hz die Messbandbreite auf Werte von weniger als 100 kHz reduziert werden. Dadurch lässt sich eine erhebliche Verbesserung der Messempfindlichkeit erzielen.

Tab. 5-2: Berechnungen zur Messempfindlichkeit

$G_{LNA}: 45.5 \text{ dB}$, $F_{LNA}: 3 \text{ dB}$, $a_{Kab}: 7.4 \text{ dB}$ (10 m Kabel + Bias-T), $F_{Spek}: 15 \text{ dB}$ (DSP-Empfänger)		
	Spektrumanalysator [HP8559A] $F_{Spek}: 33 \text{ dB}$	DSP-Empfänger $F_{Spek}: 15 \text{ dB}$
$N_{0,ges} \cdot 2 \text{ MHz}$	-138.8 dBW	-139.4 dBW
$N_{0,ges} \cdot 100 \text{ kHz}$	-151.8 dBW	-152.4 dBW
$N_{0,ges} \cdot 10 \text{ kHz}$	-161.8 dBW	-162.4 dBW
$N_{0,ges} \cdot 1 \text{ kHz}$	-171.8 dBW	-172.4 dBW

Ein Störsignal kann außer von thermischem Rauschen auch vom Signal des L1-C/A-Codes verdeckt werden. Die minimale Leistung dieses Signals beträgt laut [GPS-ICD200C] für einen Elevationswinkel von 5° am Ausgang einer zirkular polarisierten Antenne mit einem 0 dBi Gewinn -160 dBW. Gemäß [GPS-ICD200C] ist die maximale Leistung -153 dB bei einer Elevation von 40° . Hier wird angenommen, dass das Empfangssignal, das von einem einzelnen Satelliten stammt, am Ausgang einer Antenne mit 0 dBi über alle Elevationswinkel gemittelt -155 dBW beträgt. Mit einem über alle Elevationen gemittelten Gewinn einer realistischen Antenne von 4 dBi erreicht die empfangene Leistung einen Wert von -151 dBW. Wenn 12 Satelliten gleichzeitig empfangen werden, erhöht sich die empfangene Leistung um weitere 10.8 dB auf $S_m = -140.2 \text{ dBW}$. Der Anteil der Leistung, der innerhalb der Bandbreite B auftritt, kann für $B \leq 2f_c$ wie folgt abgeschätzt werden:

$$S_m = \frac{S}{f_c} B \quad (5-7)$$

Bei dieser Abschätzung wird die Fläche der Hauptkeule des SINC-förmigen GPS-Spektrums durch ein Rechteck der Höhe S/f_c und der Breite B genähert (Abb. 5-4, rechts oben). In der zweiten und dritten Spalte von Tab. 5-3 sind die bei verschiedenen Messbandbreiten auftretenden Leistungen mit bzw. ohne Berücksichtigung des thermischen Rauschens wiedergegeben.

Tab. 5-3: Innerhalb der Bandbreite B um L1-Frequenz auftretende Leistungen

Bandbreite B	Dämpfung durch die Bandbegrenzung $-10 \cdot \log(B/f_c)$	Signalleistung S_m innerhalb B	Leistung bei Berücksichtigung des Rauschens: $S_m + (N_{0,ges} \cdot B)$
1 kHz	30.1 dB	-170.3 dBW	-168.0 dBW
10 kHz	20.1 dB	-160.3 dBW	-158.0 dBW
100 kHz	10.1 dB	-150.3 dBW	-148.0 dBW

Mit einer maximalen Signalleistung von $S = -140.2$ dBW und einer Bandbreite von 100 kHz folgt $S_m = -150.3$ dBW. Berücksichtigt man die innerhalb der Messbandbreite auftretende Rauschleistung von hier -151.8 dBW/100 kHz, so ergibt sich ein Wert von -148 dBW, der maximal bei der L1-Frequenz gemessen wird (letzte Zeile von Tab. 5-3). Dieser Wert überschreitet leicht den Wert der Maske bei der L1-Frequenz von -150.5 dBW. Trotzdem wurde für die Feldmessungen die Bandbreite nicht unter 100 kHz reduziert, um eine adäquate Sweepzeit zu erzielen. Da die Schwelle von -150.5 dBW, nur eingeführt wurde, um den Empfang von WAAS-Satellitensignalen zu berücksichtigen (Kapitel 4.1.3.1), und bei dem Empfang von GPS-Satellitensignalen eine Schwelle von -145 dBW ausreicht, ist die erzielbare Messempfindlichkeit trotzdem akzeptabel. Verringert man die Bandbreite auf 10 kHz, so ist die Rauschleistung kleiner als -162 dBW und die Leistung des GPS-Signals innerhalb der Bandbreite weniger als -160 dBW (dritte Zeile von Tab. 5-3). In diesem Fall erhält man eine zufriedenstellende Messempfindlichkeit von ca. -158 dBW (vgl. dritte Zeile von Tab. 5-2).

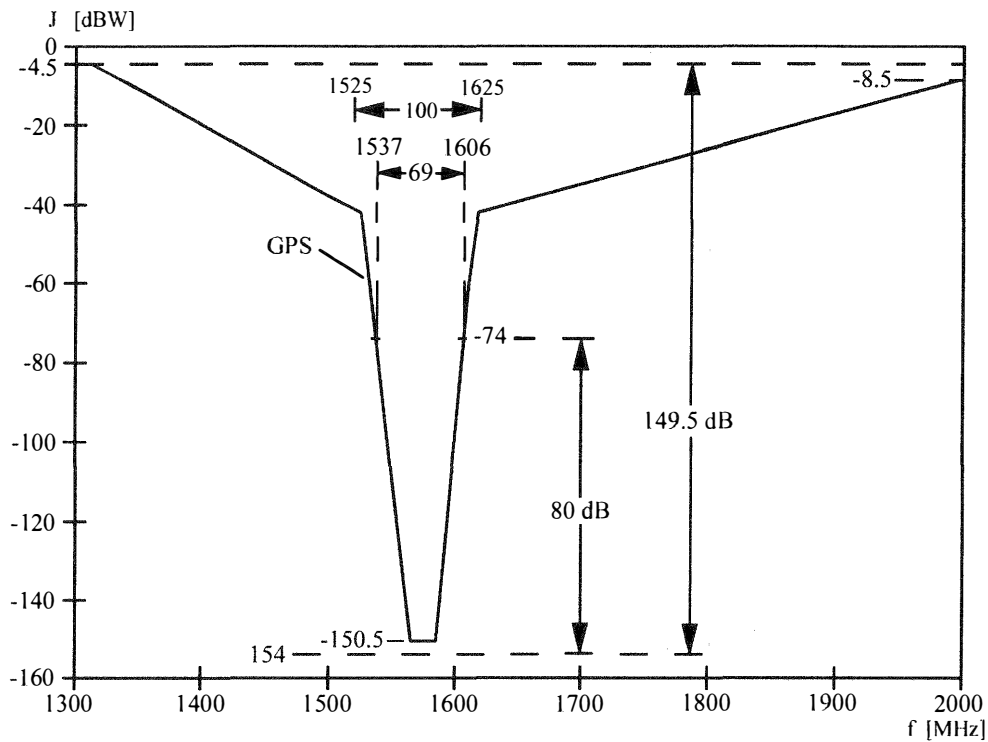


Abb. 5-6: L1-Interferenzmaske [ICAO-SARPs, 1999]

Die Abb. 5-6 zeigt die gesamte Interferenzmaske, die in [ICAO-SARPs, 1999] für die L1-Frequenz von GPS definiert ist. Die Maske erstreckt sich von 1300 bis 2000 MHz und umfasst einen Dynamikbereich von ca. 150 dB. Analoge Spektrumanalysatoren und auch viele DSP-Empfänger verfügen über einen Dynamikbereich von ca. 80 dB. Um Reserven gegenüber Schwankungen von Bauteileigenschaften zu haben, sollte die Messempfindlichkeit mindestens um 3 dB unter der Schwelle von -150.5 dBW liegen. Ein Wert von -154 dBW wäre deshalb sinnvoll. Dies ist nur mit einer Bandbreite von 10 kHz oder weniger erreichbar.

Man kann unter Umständen voraussetzen, dass Störsignale, die mit einer Leistung von mehr als -74 dBW empfangen werden, aus der Nähe (z.B. von einem am gleichen Flugzeug oder am gleichen Flughafen installierten Sender) stammen und somit bekannt sind. Deshalb reicht im Allgemeinen ein Span von 100 MHz (z.B. von 1525 bis 1625 MHz für den L1-Kanal) und ein Dynamikbereich von 80 dB aus. Legt man Wert darauf, den gesamten Frequenzbereich von 1300 bis 2000 MHz zu überwachen, so kann man einen DSP-Empfänger mit einer kalibrierten automatischen Verstärkungsregelung (Auto-Ranging) verwenden.

Die CW-Interferenz-Maske ist nur für die Bewertung einzelner, sinus-förmiger bzw. schmalbandiger (<1 kHz) Störsignale geeignet. Mit einer Bandbreite von 10 kHz kann allerdings nicht zwischen Signalen mit 10 kHz und Signalen mit 1 kHz Bandbreite unterschieden werden. Eine Bandbreite von 1 kHz wäre zwar sinnvoll, würde aber den Analysevorgang zu sehr verlangsamen. Beim Vergleich eines mit 10 kHz Bandbreite gemessenen Spektrums mit der CW-Interferenz-Maske wird aber der „Worst Case“ – ein CW-Signal, das sich innerhalb der Bandbreite von 10 kHz befindet – abgedeckt.

Das Störpotential impuls-förmiger Störsignale lässt sich am besten durch die Ermittlung des Tastverhältnisses bewerten. Dieses kann am besten bei einer festen Mittenfrequenz im Zeitbereich bestimmt werden. Hier bietet ein DSP-Empfänger den großen Vorteil, dass die Abtastwerte digital zu Verfügung stehen.

Für breitbandige Störsignale ist die Bewertung des Störpotentials schwieriger als für schmalbandige und impuls-förmige Signale. Hier bietet es sich an, aus dem mit einem Spektrumanalysator gemessenen Spektrum $J(f)$ durch Normierung auf die Messbandbreite B das dazugehörige Leistungsdichtespektrum $L_{J,e}$ zu bestimmen.

$$L_{J,e}(f) = \frac{1}{B} \cdot J(f) \quad (5-8)$$

Aus $L_{J,e}(f)$ kann man mit Hilfe von Gl. (3-33) die resultierende, künstliche Rauschleistungsdichte berechnen:

$$N_{J,0} \approx \int_{-\infty}^{\infty} a_{B5}(f) \cdot L_{J,e}(f) \cdot L_C(f) df \quad [W/Hz] \quad (5-9)$$

Da der Prä-Korrelations-Frequenzgang $a(f)$ in Gl. (3-33) sehr stark von den Filtern des einzelnen Empfängertyps abhängt, bietet es sich an, Gl. (3-33) dadurch zu vereinfachen, dass für $a(f)$ der Frequenzgang eines Butterworth-Filters 5. Ordnung $a_{B,5}(f)$ eingesetzt wird. Aus $L_{J,e}$ kann durch numerische Berechnung des Integrals in Gl. (5-9) die resultierende künstliche Rauschleistungsdichte $N_{J,0}$ geschätzt werden. Das erhaltene $N_{J,0}$ wird danach mit einem Grenzwert verglichen. Nimmt man an, dass das betrachtete Störsignal ein kontinuierliches Spektrum hat, so muss ein Grenzwert angenommen werden, der dem Grenzwert für schmalbandige Störsignale mit kontinuierlichem Spektrum entspricht. Der Grenzwert für $N_{J,0}$ ergibt sich aus:

$$N_{J,0,max} = \frac{J_{max}}{f_C} \quad (5-10)$$

Für GPS-L1 ergibt sich aus Abb. 4-2 ein Wert von $J_{max} = -140.5$ dBW. Daraus folgt $N_{J,0,max} = -200.6$ dBW/Hz.

5.4 Permanente Überwachung des Frequenzbereichs

Für viele Zwecke ist eine Überwachung des Frequenzbereichs von GPS wünschenswert. Insbesondere bei der Anwendung von GPS für den Landeanflug ist es sinnvoll, in der Nähe des Flughafens eine Anlage zu installieren, die permanent das Störspektrum überwacht und aufzeichnet. Man bezeichnet dies als „Interference Monitoring“. Ferner können mit einer solchen Anlage, d.h. einem „Interference Monitoring System“, potentielle Aufstellungsorte von DGPS-Referenzstationen auf Interferenzprobleme, oder Orte an denen sporadisch Interferenzprobleme auftreten, vorübergehend überwacht werden.

Die einfachste Möglichkeit eine Überwachung des Störspektrums durchzuführen besteht darin, mit Hilfe eines von einem Computer gesteuerten Spektrumanalysators zu äquidistanten Zeiten (z.B. 1 sec bei einer Messrate von 1 Hz) das Spektrum im relevanten Frequenzbereich (Span) zu registrieren und auszuwerten. Ein Spektrumanalysator benötigt zur Bestimmung eines Spektrums eine bestimmte Zeit, die als Sweep-Zeit T_{Sweep} bezeichnet wird. Je kleiner die Messbandbreite und damit die Bandbreite des Bandpass-Filters B ist, desto größer ist die benötigte Einschwingzeit des Bandpass-Filters bzw. die Zeit um die Leistung bei einer einzigen Frequenz zu bestimmen. Ferner erhöht sich bei Reduktion der Messbandbreite und/oder durch die Vergrößerung des Spans die Zahl der Frequenzintervalle, in die Leistung gemessen werden muss, um das Spektrum zu ermitteln. Aus diesem Grunde ist die Sweep-Zeit umgekehrt proportional zum Quotienten aus dem Span und dem Quadrat der Messbandbreite [Schnorrenberg, W. 1990]:

$$T_{Sweep} = k \frac{Span}{B^2} \quad (5-11)$$

Mit:

k : Konstante, die von dem verwendeten Filtertyp abhängt ($k > 2$)

$Span$: Breite des zu untersuchenden Frequenzbereichs (z.B. 100 MHz)

Für den verwendeten Spektrumanalysator wurde ein Wert von $k = 3$ ermittelt. Die sogenannte Sweep-Rate gibt die Größe des in einer Sekunde messbaren Spans in Hz/s an:

$$S_r = \frac{1}{k} B^2 \quad (5-12)$$

Das kleinste Zeitintervall zwischen zwei registrierten Spektren entspricht der Summe aus der Sweep-Zeit und der Zeit $T_{Auslese}$ die notwendig ist, um die Messdaten zum Computer zu übertragen:

$$\Delta t \geq T_{Sweep} + T_{Auslese} \quad (5-13)$$

Tab. 5-4: Sweep-Zeiten für einen Span von 100 MHz

B_{spec}	1 kHz	10 kHz	100 kHz
T_{Sweep}	300 sec	3.03 sec	30.3 ms
kleinstes erzielbares Messintervall bei einer Auslesezeit von 0.4 s	> 300.4 sec	>3.43 sec	> 0.43 sec

Die Auslesezeit bewegt sich erfahrungsgemäß zwischen 0.3 s und 0.6 s. Die Tab. 5-4 gibt für einen Span von 100 MHz die erforderlichen Sweep- Zeiten bei unterschiedlichen Bandbreiten an. Soll z.B. der Frequenzbereich von ± 50 MHz um die L1- bzw. L2-Frequenz von GPS in zeitlichen Intervallen von einer Sekunde untersucht werden, so ist dies mit einem Spektrumanalysator nur mit einer Bandbreite von 100 kHz und mehr möglich. Verwendet man einen Vorverstärker mit einer Verstärkung von weniger als 41 dB, so muss die Messbandbreite jedoch auf Werte unter 100 kHz verringert werden, um noch eine ausreichende Messempfindlichkeit zu erzielen. Durch die Verringerung der Messbandbreite erhöht sich jedoch die Sweep-Zeit entsprechend Gl.(5-11). Hier bietet ein DSP-Empfänger einen entscheidenden Vorteil: Die in einem DSP-Empfänger durchgeführte Berechnung der FFT entspricht einer Filterung des Eingangssignals mit einer Filterbank von parallel angeordneten Filtern (z.B. 512 Filter bei einer FFT mit 1024 Abtastwerten). Dadurch erzielt man mit einem modernen DSP-Empfänger Sweep-Raten von 1 GHz/s bis zu 2.8 GHz/s bei einer Bandbreite von 10 kHz ([HPE3283S, 1995] bzw. [HPE6404A, 1998]), verglichen mit z.B. 33.3 MHz/s mit dem verwendeten Spektrumanalysator.

Die Abb. 5-7 stellt die durch Einsetzen von $k = 3$ in Gl. (5-12) berechnete Sweep-Rate des Spektrumanalysators als Funktion der Bandbreite dar. Zum Vergleich ist die Sweep-Rate eines modernen DSP-Empfängers (aus [HPE6404A, 1998]) eingezeichnet. Es fällt auf, dass besonderes bei Bandbreiten unter 50 kHz ein DSP-Empfänger erhebliche Vorteile bietet.

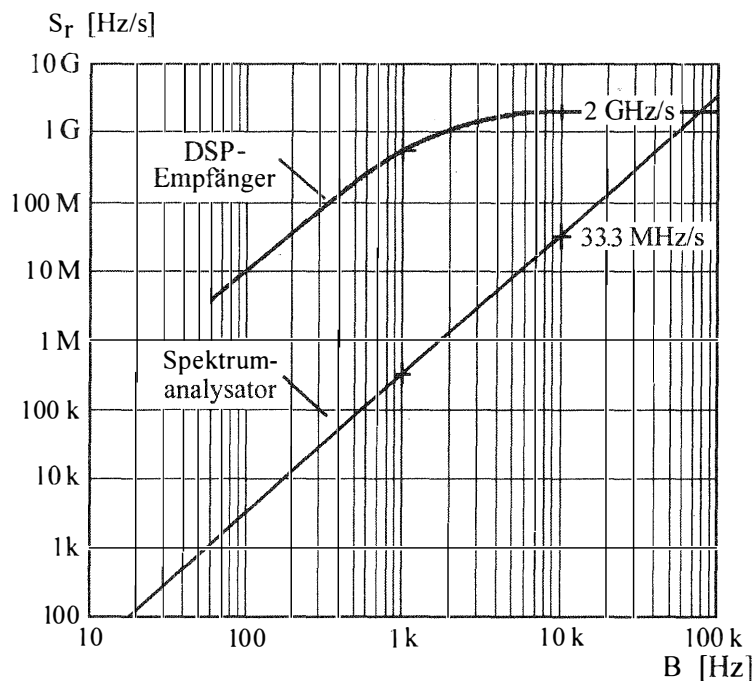


Abb. 5-7: Sweep-Rate als Funktion der Bandbreite

5.5 Konzept für ein Interference Monitoring System

Bei der Überwachung des GPS-Signals hinsichtlich elektromagnetischer Störungen verspricht die Kombination von mehreren Detektionsmechanismen den größten Erfolg. Im Rahmen des Projekts GIMOS (GNSS Interference Monitoring System) wurde im Auftrag der Deutschen Flugsicherung folgendes Konzept für die Überwachung des GPS-Frequenzbereichs entwickelt (Abb. 5-8):

Ein DSP-Empfänger empfängt die im L1-Frequenzbereich auftretenden Signale mit Hilfe einer GPS-Antenne. Zur Bestimmung der Richtung, aus der Störsignale empfangen werden, kann wahlweise auf eine Richtantenne umgeschaltet werden. Der digitale Signalprozessor des DSP-Empfängers berechnet mit Hilfe der Fast Fourier-Transformation das Leistungsspektrum der empfangenen Signale. Ein Steuerrechner ist mit Hilfe eines kombinierten Daten- und Steuerbusses (z.B. VXI-Bus) mit dem DSP-Empfänger verbunden. Vom Steuerrechner aus wird der DSP-Empfänger konfiguriert. Außerdem werden sowohl das berechnete Spektrum $X(f)$ als auch die Abtastwerte des empfangenen Signals im Zeitbereich $x(t)$ über den Bus dem Steuerrechner zugeführt. Im Steuerrechner wird das Spektrum mit der CW-Interferenz-Maske verglichen. Überschreitet das Spektrum die Maske, so wird es abgespeichert und eine Warnmeldung generiert. Tritt ein Störsignal zum ersten Mal auf, so wird außerdem eine Sequenz von Zeitbereichsdaten $x(t)$ für die spätere Bestimmung des Tastverhältnisses abgespeichert. Für breitbandige und gepulste Störsignale ist das Überschreiten der CW-Interferenz-Maske zwar eine notwendige, jedoch keine hinreichende Bedingung um sie eindeutig als Störsignale zu klassifizieren. Eine Klassifikation dieser Signaltypen erfordert eine Bestimmung der erzeugten künstlichen Rauschleistungsdichte $N_{J,0}$ bzw. ihres Tastverhältnisses. Diese Art der Klassifikation in Echtzeit durchzuführen wäre extrem aufwendig und teuer.

Ein brauchbarer Kompromiss besteht darin diese zu einem späteren Zeitpunkt im Rahmen der Nachbearbeitung durchzuführen. Bei der Nachbearbeitung können die zu einer bestimmten Warnmeldung gehörenden Spektral- und Zeitbereichsdaten geladen und für eine anspruchsvollere Klassifikation verwendet werden. Dazu wird aus dem gespeicherten Spektrum mit Hilfe von Gl. (5-9) die vom Störsignal erzeugte künstliche Rauschleistungsdichte $N_{J,0}$ berechnet und mit dem mit Hilfe von Gl. (5-10) ermittelten Grenzwert $N_{J,0,max}$ verglichen. Ferner erfolgt mit Hilfe von $x(t)$ eine Bestimmung des Tastverhältnisses, das für eine Bewertung von gepulsten Störsignalen benötigt wird. Zum Peilen der Störquelle kann automatisch von der GPS-Antenne auf eine Peilantenne umgeschaltet werden. Der Steuerrechner ist außer mit dem DSP-Empfänger mit Hilfe eines Daten- und Steuerbusses (z.B. ARINC 429 Bus) mit einem für die Luftfahrt zugelassenen GPS-Empfänger verbunden.

Der GPS-Empfänger wird vom Steuerrechner konfiguriert und gibt die GPS-Daten, wie z.B. GPS-Zeit, Pseudorange, \hat{S}/\hat{N} und Elevation der einzelnen Satelliten aus. Die gespeicherten Spektren werden mit einem Zeitstempel versehen und können mit Hilfe der GPS-Zeit den GPS-Daten zugeordnet werden. Da die meisten GPS-Empfänger einmal pro Sekunde eine Positionsberechnung durchführen ist es sinnvoll, mit dem DSP-Empfänger die Spektren im gleichen Takt zu ermitteln. Die in der Luftfahrt verwendeten GPS-Empfänger führen ein sogenanntes „Receiver Autonomous Integrity Monitoring“ (RAIM) durch. Dabei wird die Summe der Quadrate der bei der Positionsbestimmung mittels Ausgleichsrechnung auftretenden Residuen mit einer Schwelle verglichen. Ein Überschreiten dieser Schwelle wird über den Bus an den Steuerrechner gemeldet, so dass dieser in diesem Fall ein Spektrum abspeichern kann, um eine spätere Untersuchung der Ursache zu ermöglichen.

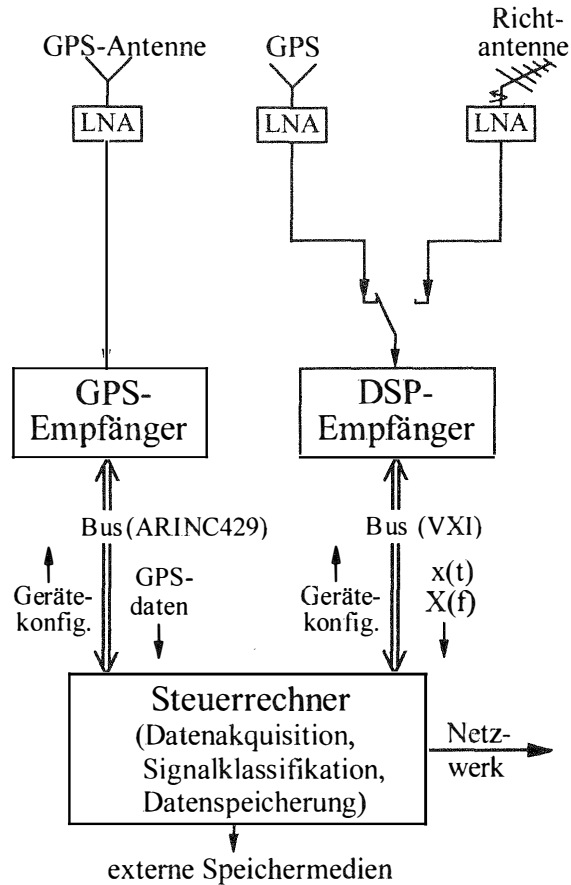


Abb. 5-8: Konzept für ein Interference Monitoring System

Ferner vergleicht der Steuerrechner das vom GPS-Empfänger ermittelte \hat{S}/\hat{N} bzw. \hat{S}/\hat{N}_0 (Schätzwert für das S/N_0) der einzelnen Satelliten mit einem durch eine Maske definierten Mindestwert. Diese Maske (Abb. 5-9) beschreibt einen Mindestwert für das \hat{S}/\hat{N}_0 als Funktion der Elevation des Satelliten. Bei Unterschreitung der Maske wird ein Spektrum für die spätere Ursachenforschung abgespeichert. Wenn die Unterschreitung der Maske nicht von einem Störsignal verursacht wurde, sondern andere Ursachen (z.B. Mehrwegeeffekte, Abschattung) hat, so kann dies durch die Begutachtung des gespeicherten Spektrums nachgewiesen werden. Sowohl Spektral- und einzelne Sequenzen von Zeitbereichsdaten der potentiellen Störsignale als auch GPS-Daten werden mit Hilfe von internen und externen Speichermedien permanent aufgezeichnet und stehen für eine Nachverarbeitung zur Verfügung.

Während des laufenden Betriebs kann zwischen einer Spektraldarstellung mit eingeblendeter Interferenzmaske und der Darstellung der Störleistung als Funktion von Frequenz und Zeit (Spektrogramm, vgl. Abb. 7-9) umgeschaltet werden. Ferner werden Nummer, Elevation und \hat{S}/\hat{N}_0 der empfangenen Satelliten sowie eventuelle Überschreitungen der RAIM-Schwelle angezeigt. (Ein GNSS Interference Monitoring System, das auf dem oben beschriebenen Konzept beruht, wird im Auftrag der DFS von dem Ingenieurbüro Schönhofer in Siegburg entwickelt).

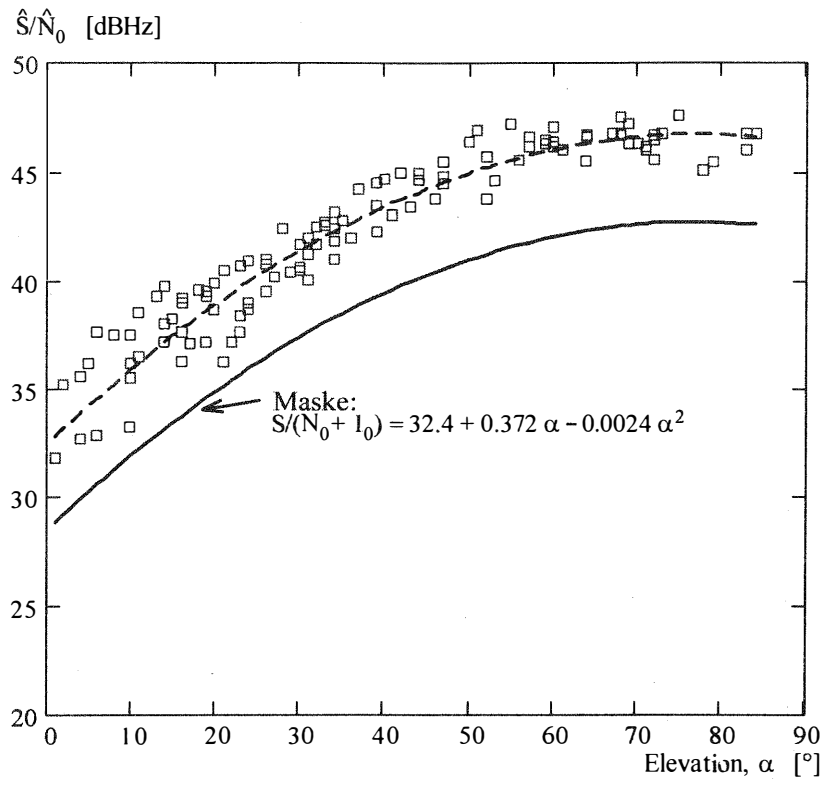


Abb. 5-9: Maske für das \hat{S}/\hat{N}_0

6 Labormessungen zur Bestimmung der Störfestigkeit

Die Messung der Störfestigkeit von GPS-Empfängern im Labor ist wichtig, um die Empfänger beurteilen und vergleichen zu können. Außerdem wird dadurch die Abschätzung des voraussichtlichen Einflusses eines Störsignals erleichtert. Die bei den Labormessungen gewonnenen Erkenntnisse sind ferner bei der Diskussion von Kriterien für zukünftige Spezifikationsanforderungen an GPS-Empfänger von Nutzen. Darüber hinaus sind sie hilfreich, um bei der Erarbeitung von Richtlinien für Sendeanlagen, die benachbarte Frequenzbereiche nutzen, den Schutz der GPS-Signale sicherzustellen.

Normalerweise verfügt nur der Hersteller eines GPS-Empfängers über die Kenntnisse und Informationen, die nötig wären, um die Auswirkung von Störsignalen auf die einzelnen Baugruppen eines Empfängers beurteilen zu können. Ferner sind im Allgemeinen lediglich Antennen und Vorverstärker für direkte Messungen zugänglich. Einem Anwender von GPS-Empfängern, dem diese Insider-Informationen nicht zur Verfügung gestellt werden, bleibt nur die Option, Störsignale in den Empfänger einzuspeisen und die Auswirkungen auf die vom Empfänger ausgegebenen GPS-Rohdaten zu bestimmen. Ein wesentliches Mittel gegen Störsignale ist die Verengung des Kanals durch verschiedene Filter. Da sich wegen des günstigeren Verhältnisses von Bandbreite zu Mittenfrequenz schmale Filter auf niedrigen Frequenzen leichter realisieren lassen, erfolgt die Verengung des Kanals schrittweise. Dies sieht man deutlich in Abb. 6-1, wo die normierten Frequenzgänge des Antennengewinns, $g(f)$, der Verstärkung des Vorverstärkers, $g_{LNA}(f)$ und des Signalpfads im Empfänger, $a_{Emp}(f)$ bei einem typischen L1-C/A-Code-Empfänger dargestellt sind. Der Frequenzgang des Empfängers $a_{Emp}(f)$ wurde durch Normierung der Störfestigkeitskurve $J(f)$ auf ihren Wert bei der L1-Frequenz und anschließender Bestimmung des Kehrwerts gewonnen (Kapitel 3.9.2, Gl.(3-51)).

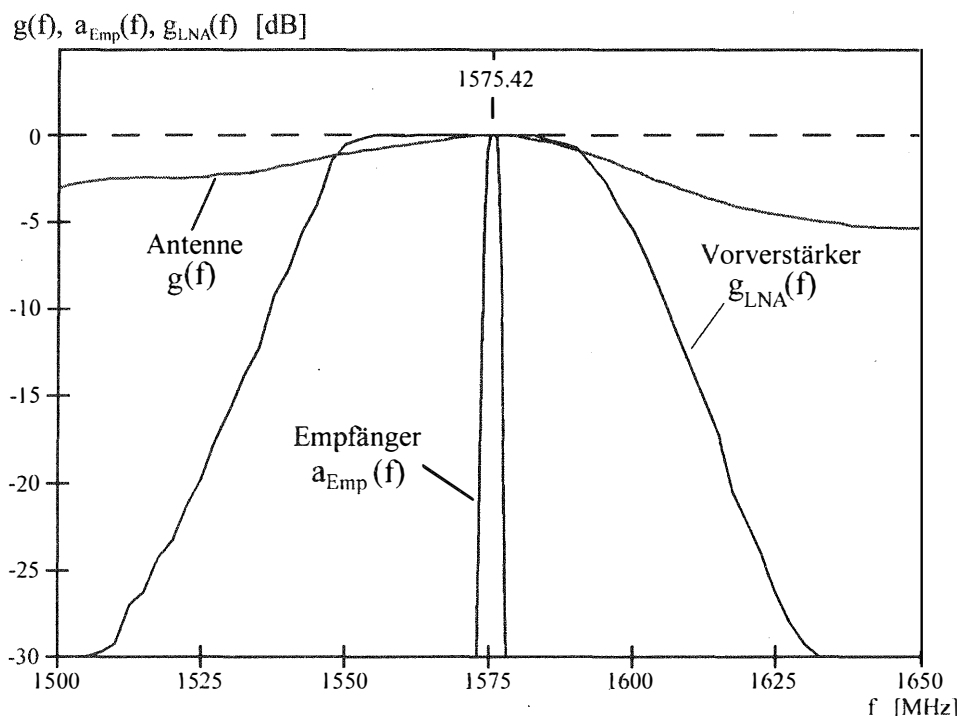


Abb. 6-1: Schrittweise Verengung des Kanals von der Antenne bis zum SAW-Filter

Zur Bestimmung der Störfestigkeit wurde der Signalpfad zwischen Antenne und Code-Regelschleife aufgeteilt in Antenne, Vorverstärker und Signalpfad im Empfänger. Die folgenden Kapitel beschreiben die Messungen der Einzelkomponenten.

6.1 Antennenmessungen

Die erste Hürde für Störsignale stellt die Antenne dar. Damit eine GPS-Antenne alle Satelliten, die sich über dem Horizont befinden, gleichzeitig empfangen kann, darf sie in der oberen Hemisphäre keine Richtwirkung haben. Das heißt, die Antenne kann anders als z.B. Richtfunkantennen nicht durch ihre Richtcharakteristik zwischen gewünschten und unerwünschten Signalen unterscheiden. Es bleibt daher nur die Frequenzcharakteristik der Antenne übrig, um Störsignale zu dämpfen. Deshalb wurde der Frequenzgang des Antennengewinns von verschiedenen GPS-Antennen gemessen. Dazu wurden mit Hilfe eines Netzwerkanalysators die Dämpfung über ein aus zwei Antennen des gleichen Typs und einer bekannten Entfernung bestehenden Funkstrecke als Funktion der Frequenz bestimmt. Sind die Gewinne von Sende- und Empfangsantenne gleich ($G_E = G_S = G$), so ermittelt man aus der gemessenen Dämpfung über die Funkstrecke den Gewinn einer Antenne wie folgt:

$$G = \sqrt{\frac{P_E}{P_S}} \cdot \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (6-1)$$

Mit:

P_S, P_E : Sende-, bzw. Empfangsleistung

G : Gewinn Empfangs- bzw. der Sendeantenne

d : Abstand der Antennen in m

λ : Wellenlänge in m

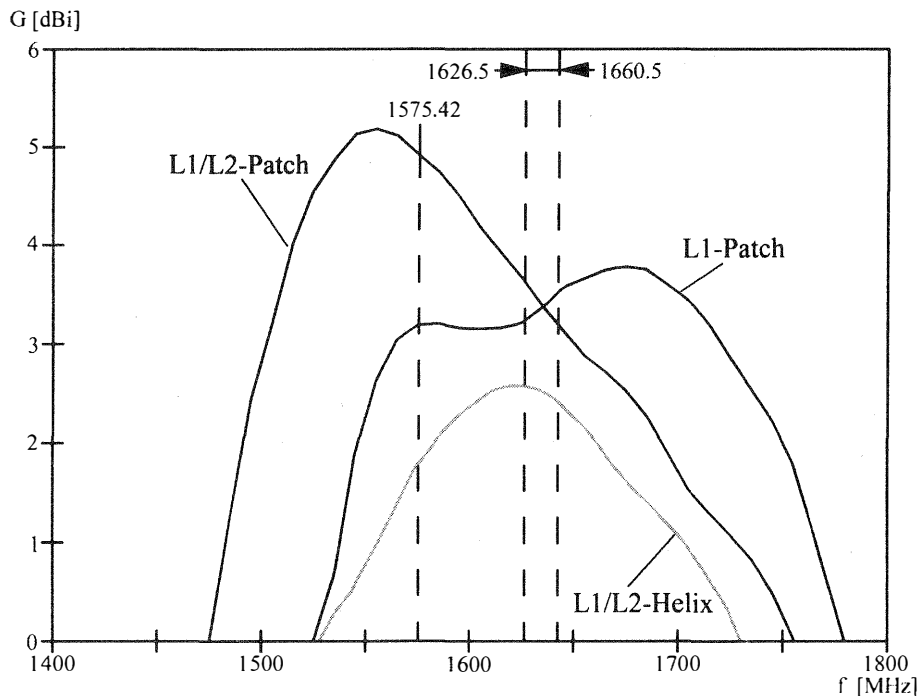


Abb. 6-2: Gewinn von verschiedenen Antennentypen im L1-Frequenzbereich

Die Abb. 6-2 zeigt die gemessenen Frequenzgänge von drei verschiedenen Antennen im L1-Frequenzbereich. Es fällt auf, dass die untersuchten Antennen Signale in einem Bereich von bis zu ± 100 MHz um die Mittenfrequenz nur sehr wenig dämpfen. Insbesondere der INMARSAT-Frequenzbereich von 1626.5 MHz bis 1660.5 MHz wird im besten Fall lediglich um ca. 1.5 dB gedämpft. Dies ist insofern wichtig weil viele Flugzeuge über Funkgeräte verfügen, die in diesem Frequenzbereich senden und deren Antenne oft nur wenige Meter von der GPS-Antenne entfernt angebracht ist.

In Abb. 6-3 sind die Frequenzgänge von zwei verschiedenen Antennen im L2-Frequenzbereich dargestellt. Hier zeigt es sich, dass die untersuchten Antennen Amateurfunksignale bei 1240 MHz und Radar-Signale bei 1255 MHz nur unwesentlich dämpfen. Die Entwicklung von Antennen, die beide GPS-Frequenzen empfangen können, verlangt oft von den Entwicklern Kompromisse, die sich nachteilig auf den Frequenzgang des Antennengewinns in benachbarten Frequenzbereichen auswirken können. So zeigt der Frequenzgang der untersuchten Helix-Antenne eine unerwünschte Nebenkeule mit einem Maximum bei 1000 MHz.

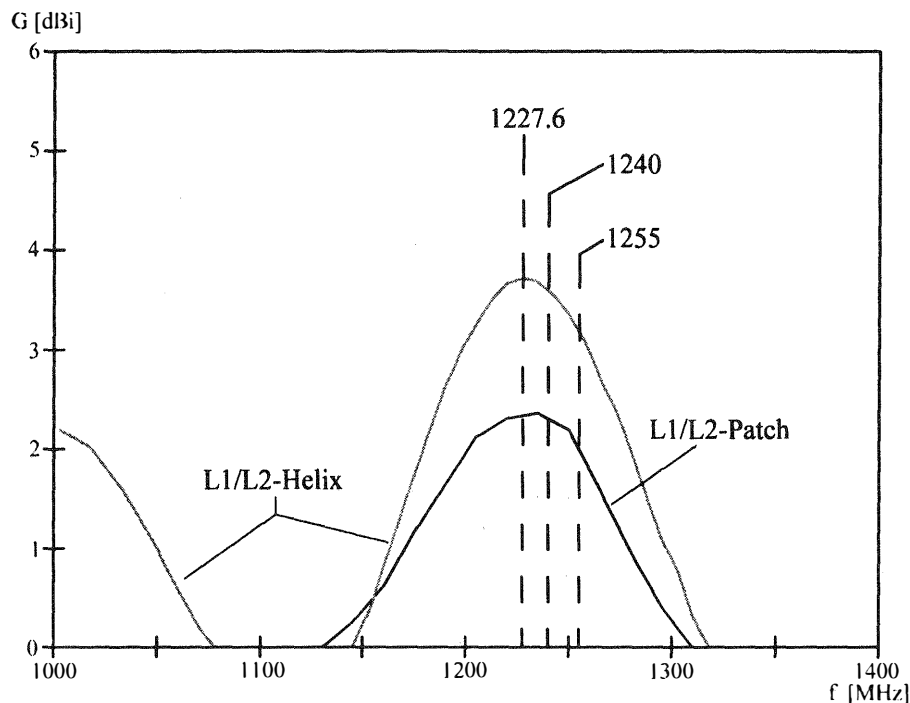


Abb. 6-3: Gewinn von verschiedenen Antennentypen im L2-Frequenzbereich

Da sich die Antennengewinne der GPS-Antennen im Allgemeinen nur sehr wenig voneinander unterscheiden, definiert man in Standards ([MOPS, Do-208, 1991], [ICAO-SARPs, 1999]) für die Störfestigkeit von Satellitennavigationsempfängern die maximal zu tolerierende Signalstärke nicht als Leistungsdichte (Einheit W/m^2) am Ort der Antenne sondern als Leistung (dBW oder dBm) am Antennenanschluss.

6.2 Messungen an Vorverstärkern

6.2.1 Kompressionsmessungen

In Kapitel 3.1 wurde bereits erwähnt, dass starke Störsignale dazu führen können, dass ein Verstärker im nichtlinearen Bereich betrieben wird und dadurch das Nutzsignal verzerrt wird. Die Grenze des nichtlinearen Bereichs ist durch den 1 dB-Kompressionspunkt gekennzeichnet. Der Kompressionspunkt lässt sich graphisch bestimmen, indem man die Verstärkung G als Funktion der Leistung P des Eingangssignals bestimmt und auf die nominelle Verstärkung G_0 , die weit unterhalb des Kompressionspunkts auftritt, normiert (G nach Gl. (3-1) und G_0 nach Gl. (3-2)). Der Kompressionspunkt entspricht dann dem Wert von P bei $G/G_0 = -1$ dB (Abb. 6-4).

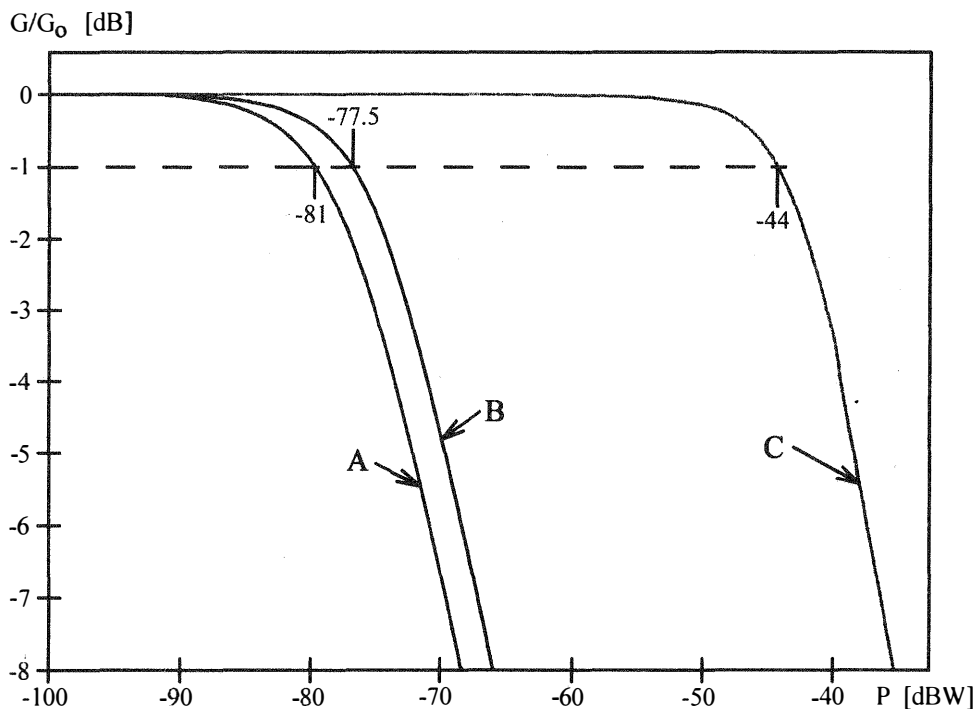


Abb. 6-4: Kompressionsverhalten verschiedener Vorverstärkertypen

Die Abb. 6-4 erlaubt einen Vergleich des Kompressionsverhaltens von drei verschiedenen Vorverstärkertypen. Die Typen A und B haben einen relativ niedrigen Kompressionspunkt von -81 dBW bzw. -77.5 dBW. Hingegen hat der Vorverstärker C mit -44 dBW einen hohen Kompressionspunkt und ist damit wesentlich störfester.

Eine mögliche Folge des Betriebs eines Vorverstärkers im nichtlinearen Bereich ist die Änderung seiner Gruppenlaufzeit. So verringerte sich die Gruppenlaufzeit der drei getesteten Verstärker je nach Typ zwischen 4 ns und 5 ns, was einer Verkürzung des Signalwegs um 1.2 bis 1.5 m entspricht (Abb. 6-5). Ein ähnliches Verhalten ist auch von anderen Verstärkern im Signalpfad zu erwarten. Eine schnelle Änderung der Gruppenlaufzeit, die durch ein impuls-förmiges Störsignal hervorgerufen wird, könnte Code- bzw. Phasenregelschleifen zum Ausrasten bringen.

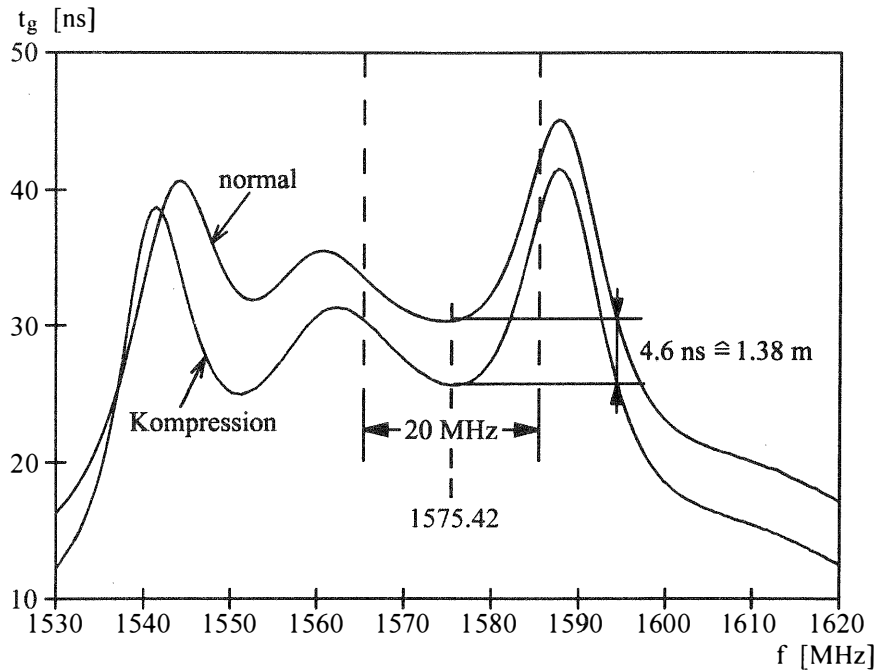
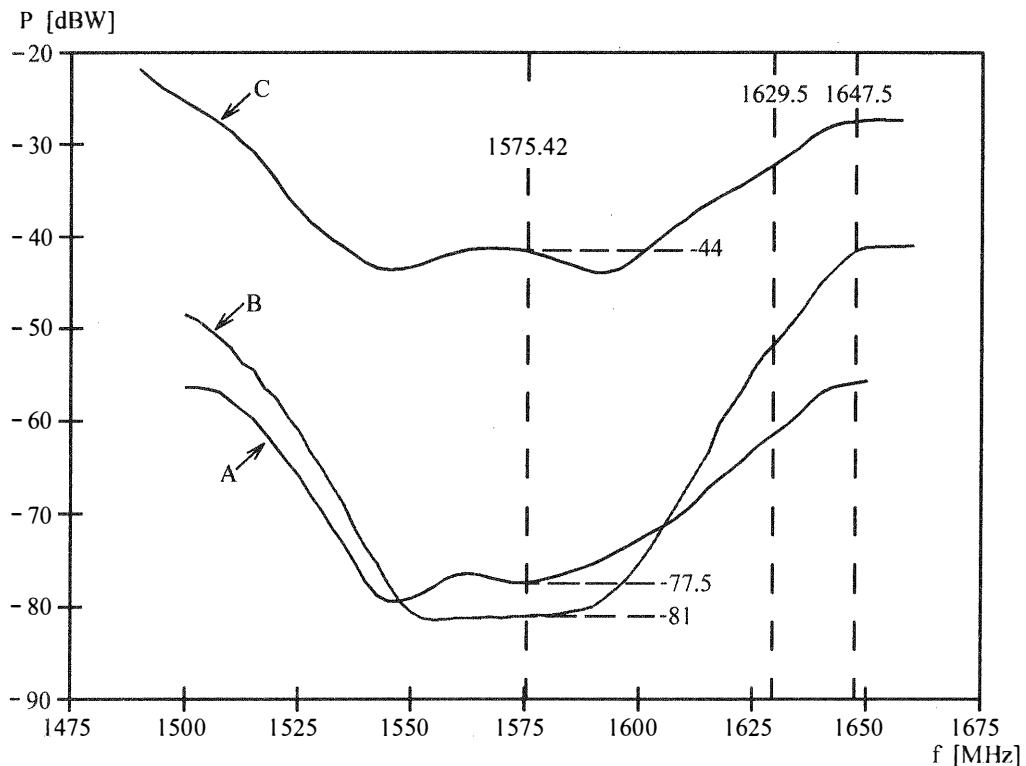
Abb. 6-5: Gruppenlaufzeit t_g als Funktion der Frequenz

Abb. 6-6: Frequenzgang des Kompressionspunkts bei drei Vorverstärkertypen

Vorverstärker bestehen im Allgemeinen aus einem Bandpass-Filter am Eingang, einer Verstärkerbaugruppe, und einem Bandpass-Filter am Ausgang (Abb. 2-3). Unter anderem verursacht das der Verstärkerbaugruppe vorgeschaltete Filter eine Frequenzabhängigkeit des Kompressionspunkts. Soll untersucht werden, ob ein Störsignal mit gegebener Frequenz eine Kompression verursachen kann, so muss zunächst der Frequenzgang des Kompressionspunkts ermittelt werden. Dazu wird bei verschiedenen Frequenzen die Leistung des in einen Vorverstärker eingespeisten Signals solange erhöht, bis die Verstärkung um 1 dB einbricht.

Die Messung wird mit Hilfe eines Signalgenerators und eines Power-Meters durchgeführt. Zur Automatisierung der Messung werden beide Geräte über einen zur Steuerung von Messgeräten üblichen IEEE488-Bus von einem Personal-Computer gesteuert. Die Abb. 6-6 zeigt die Frequenzgänge der Kompressionspunkte der drei oben erwähnten Vorverstärkertypen. Der Kompressionspunkt erhöht sich außerhalb des Durchlassbereichs um so stärker, je größer die Flankensteilheit des vorgeschalteten Filters ist.

6.2.2 Intermodulationsmessungen

Im Frequenzbereich zwischen 1626.5 MHz und 1660.5 MHz werden Kommunikationsgeräte betrieben, die die Satelliten der INMARSAT-Organisation nutzen. Es finden Geräte Verwendung, die bis zu 6 Kanäle besitzen. Ferner haben die Geräte Sendeleistungen bis zu 60 W und Antennen mit einem Gewinn in vertikaler Richtung bis zu 26 dB [Racal, 1997]. Wird gleichzeitig auf mehreren Kanälen gesendet, so können durch Intermodulation Frequenzen entstehen, die in der Nähe der L1-Frequenz liegen und deshalb in der Lage sind Störungen des GPS-Empfangs zu verursachen (siehe auch Kapitel 3.1). Die drei oben erwähnten Vorverstärker wurden auf ihr Intermodulationsverhalten in Bezug auf Frequenzen aus dem INMARSAT-Frequenzbereich untersucht. Dazu wurden mit Hilfe eines Power Combiners zwei Signale mit unterschiedlichen Frequenzen gleichzeitig in einen Vorverstärker eingespeist. Für verschiedene Pegel der Eingangssignale wurde jeweils das Spektrum am Ausgang des Vorverstärkers bestimmt. Am Ausgang eines Verstärkers tritt im Allgemeinen – innerhalb des Frequenzbereichs für den er ausgelegt ist – ein erhöhter Rauschpegel auf, der durch das Eigenrauschen des Verstärkers hervorgerufen wird. Dies war auch hier der Fall (Abb. 6-7, Abb. 6-8). Darüber hinaus entsteht, wenn die Leistung der Eingangssignale den Verstärker in den nichtlinearen Bereich aussteuert, ein Linienspektrum, das die Intermodulationsprodukte der Eingangssignale repräsentiert.

Bei den Messungen stellte sich heraus, dass insbesondere die Intermodulationsprodukte 5. und 7. Ordnung in die Nähe der L1-Frequenz fallen (Abb. 6-7). Andere Intermodulationsprodukte liegen außerhalb des relevanten Frequenzbereichs und werden durch die Filter ausreichend gedämpft. Für die Messungen wurden die beiden Frequenzen 1629.5 MHz und 1647.5 MHz aus dem von INMARSAT genutzten Frequenzbereich ausgewählt. Ihr Intermodulationsprodukt 7. Ordnung ($4 \cdot 1629.5 \text{ MHz} - 3 \cdot 1647.5 \text{ MHz}$) hat eine Frequenz von 1575.5 MHz, die nur unweit der L1-Frequenz liegt. Der Wert für den Kompressionspunkt bei den Frequenzen der beiden eingespeisten Signale für die einzelnen Verstärker kann in Abb. 6-6 abgelesen werden. Die Kompressionspunkte des Vorverstärkers B bei den zwei verwendeten Frequenzen sind wesentlich höher als die für den Verstärker A (Abb. 6-6). Die Folge ist, dass im Spektrum am Ausgang des Verstärkers A das Intermodulationsprodukt 7. Ordnung in Abb. 6-7 sehr deutlich zu erkennen ist, während es beim Verstärker B im Rauschen untergeht (Abb. 6-8).

Störungen durch Intermodulation sind vor allem dann zu erwarten, wenn eine INMARSAT-Antenne an einem Flugzeugrumpf nur wenige Meter von einer GPS-Antenne entfernt angebracht ist. Der bei den Labormessungen verwendete Signalpegel von -50 dBW am Vorverstärkereingang würde sich bei folgendem Szenario ergeben: Die Sendeleistung beträgt 10 dBW und die Gewinne der beiden Antennen in Richtung auf die jeweils andere Antenne sind gleich und haben einen Wert von -10 dB. Ferner beträgt der Abstand 1.5 m, so dass sich nach Gl.(4-10) eine Freiraumdämpfung von 40 dB ergibt.

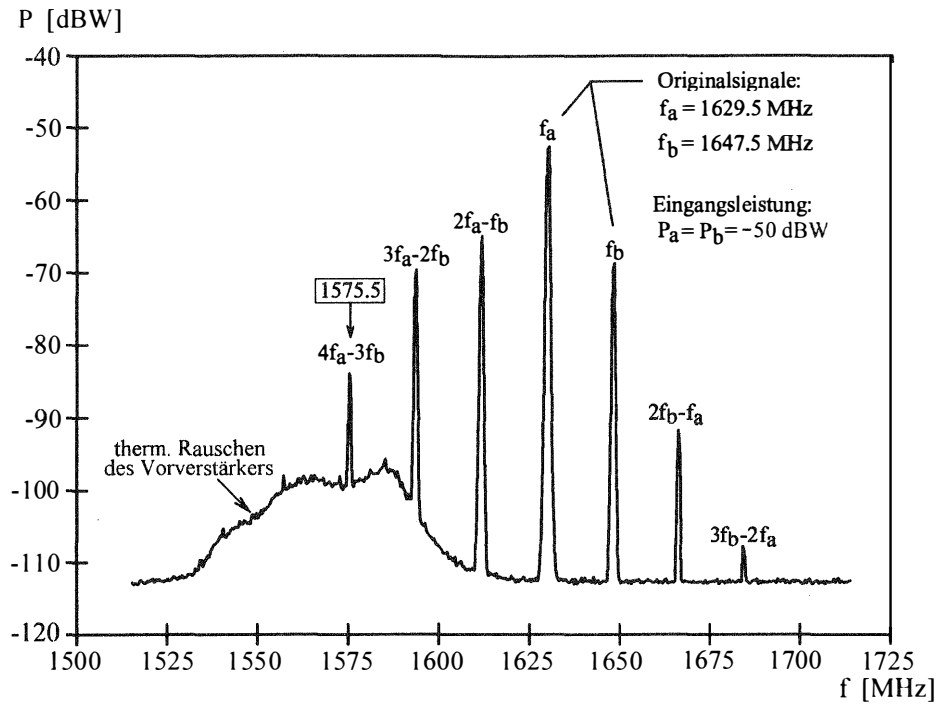


Abb. 6-7: Spektrum am Ausgang des Vorverstärkers A

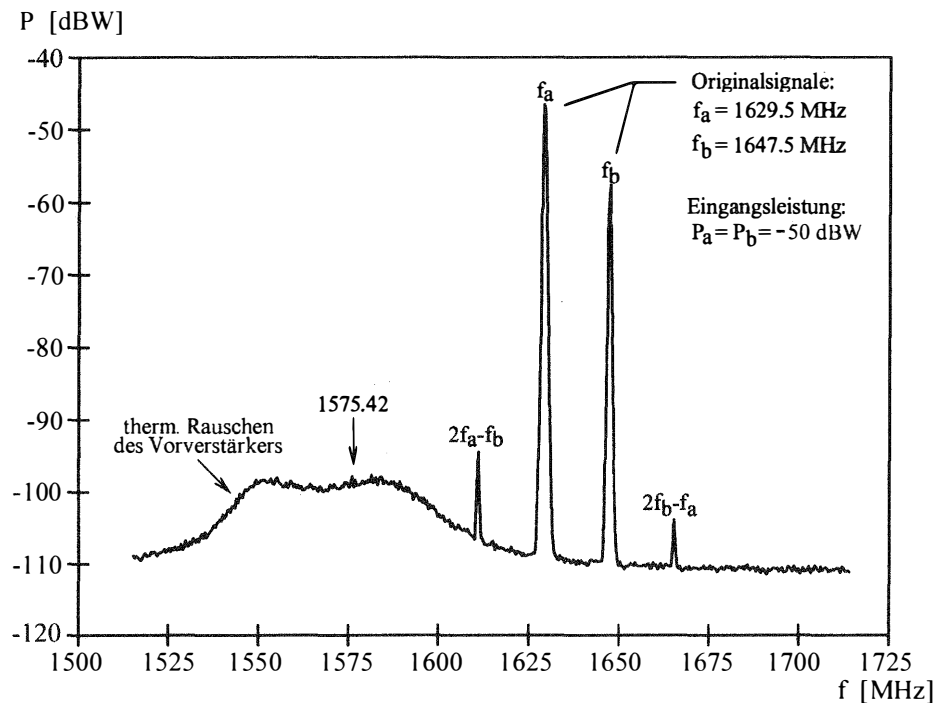


Abb. 6-8: Spektrum am Ausgang des Vorverstärkers B

In [Arnim, H.-K. et al., 1996] wird von Experimenten berichtet, bei denen der Einfluss von INMARSAT-Funkgeräten in der Schifffahrt auf GPS-Empfänger untersucht wurde. Dabei traten Ausfälle des GPS-Empfängers in Entfernungen bis zu 23 m von der INMARSAT-Antenne auf.

6.3 Messungen an der Schnittstelle zwischen AGC und A/D-Wandler eines GPS-Empfängers

Die hier beschriebenen Messungen wurden an einem Experimentalempfänger durchgeführt, bei dem die Schnittstelle zwischen der automatischen Verstärkungsregelung und dem Analog-Digital-Wandler zugänglich war (Schnittstelle 4 in Abb. 2-3). Bei diesem Empfänger wird das GPS-Signal von 1575.42 MHz auf eine Zwischenfrequenz von $f_{ZF} = 4.3$ MHz heruntergemischt. Da es sich um einen C/A-Code Empfänger handelt, begrenzt das vor dem A/D-Wandler befindliche Filter die Bandbreite auf ca. 2 MHz. Im ungestörten Fall tritt an dieser Schnittstelle überwiegend thermisches Rauschen auf, in dem sich das wesentlich schwächere GPS-Signal verbirgt. Ein sinus-förmiges Störsignal, dessen Frequenz mit der L1-Frequenz übereinstimmt, macht sich im Frequenzbereich als Linie bei f_{ZF} bemerkbar (Abb. 6-9).

Erhöht man die Leistung J_{ein} eines eingespeisten Störsignals über den nominellen Rauschpegel hinaus, so versucht die AGC durch Verminderung der Verstärkung die Leistung an ihrem Ausgang konstant zu halten. Dadurch verursacht sie eine Dämpfung des Rauschens und des Nutzsignals. Dies macht sich bei dieser Messung (Abb. 6-9) dadurch bemerkbar, dass bei Erhöhung von $J_{ein} = -116$ dBW um 16 dB die Störleistung am Ausgang J_{aus} sich lediglich um 1 dB erhöht, während der Rauschpegel um 15 dB gedämpft wird. Eine Nebenwirkung davon ist, dass auch der Pegel des GPS-Signals um 15 dB abgeschwächt wird.

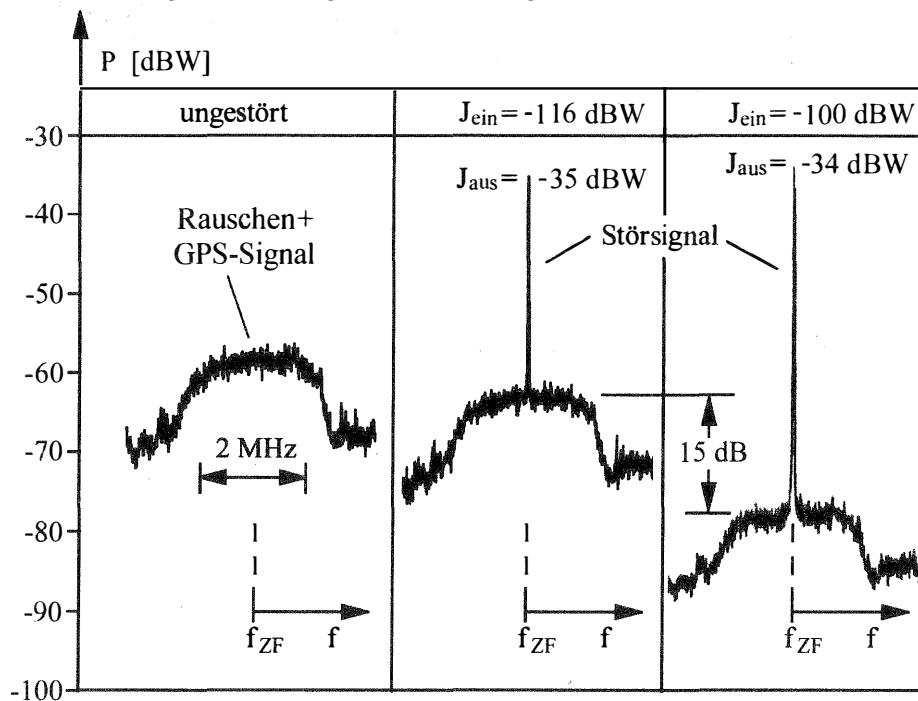


Abb. 6-9: Spektrum am A/D-Wandler bei unterschiedlichen Störpegeln

Im Zeitbereich (Abb. 6-10) erkennt man, dass sich mit zunehmender Störleistung die Summe aus Rauschen, Nutzsingnal und Störsingnal immer stärker einem sinus-förmigen Singnalverlauf mit einer Frequenz von 4.3 MHz nähert. Die Folge ist, dass ein A/D-Wandler mit wenigen oder gar nur zwei Quantisierungsstufen nur noch die durch das Störsingnal bedingten Vorzeichenwechsel der Spannung übertragen kann.

Will man trotz des vorhandenen Störsignals das Nutzsignal verarbeiten, so muss der A/D-Wandler über eine ausreichend große Zahl von Quantisierungsstufen verfügen (vgl. Abschnitt 3.4). Nur dann kann das Störsignal durch den (in Kapitel 3 beschriebenen) Prozessgewinn bzw. zusätzliche spezielle Störsignalunterdrückungsmethoden in nachfolgenden Stufen soweit gedämpft werden, dass ein Empfang von GPS-Signalen möglich ist.

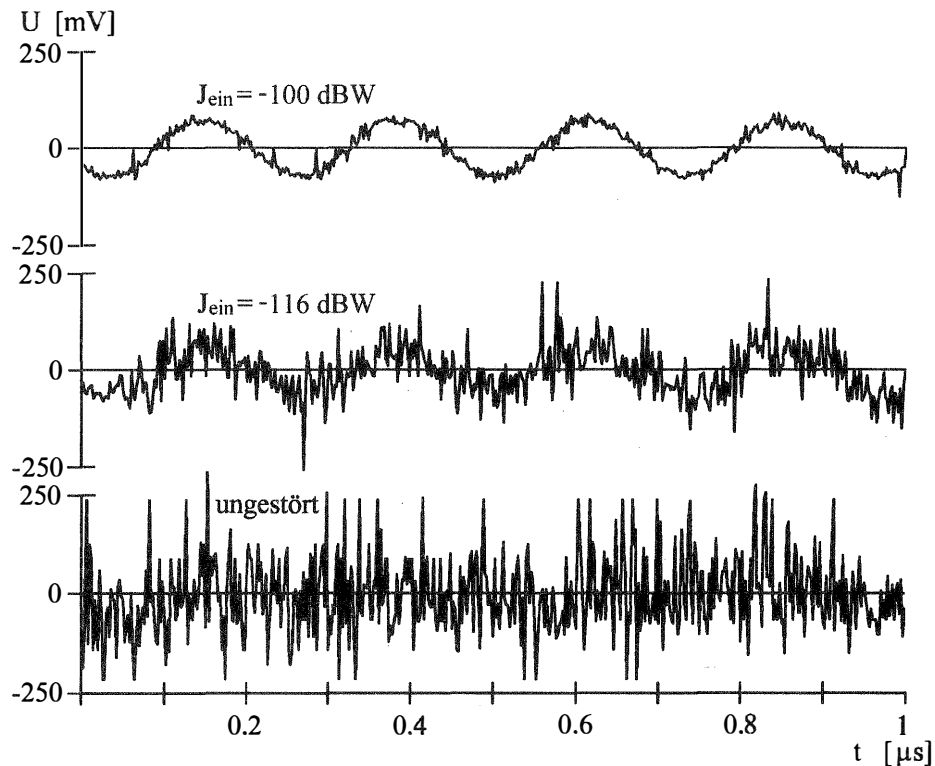


Abb. 6-10: Spannung am A/D-Wandler bei unterschiedlichen Störpegeln

6.4 Störfestigkeitsmessungen an Empfängern

Die Störfestigkeit von GPS-Empfängern lässt sich dadurch bestimmen, dass der Empfänger, der das Nutzsignal entweder direkt von den Satelliten oder von einem GPS-Simulator empfängt, zusätzlich mit einem simulierten Störsignal beaufschlagt wird. Die Auswirkungen des Störsignals lassen sich dann an Hand der vom GPS-Empfänger ausgegebenen Werte des \hat{S}/\hat{N} , das einen Schätzwert für das S/N_{eff} bzw. $S/N_{0,\text{eff}}$ (nach Gl. (3-36) bzw. Gl. (3-37)) darstellt, beurteilen. Das Störsignal wird von einem Signalgenerator erzeugt und ggf. mit Hilfe eines zusätzlichen Funktionsgenerators (z.B. impuls-förmig) moduliert. Zur Automatisierung der Messung wird der Signalgenerator über einen IEEE-488-Bus von einem Personal-Computer gesteuert. Ein Steuerprogramm liest die \hat{S}/\hat{N} -Werte über eine serielle Schnittstelle (Abb. 6-11) ein. Mit Hilfe des Programms können außerdem die Parameter des Störsignals, wie z.B. Frequenz und Leistung, eingestellt und das ausgelesene \hat{S}/\hat{N} abgespeichert werden.

Eine Einspeisung des Störsignals in den Signalpfad zwischen Vorverstärker und Empfänger hat sich als vorteilhaft erwiesen. Bei einer Abstrahlung des Störsignals durch den Freiraum müsste zusätzlich die Frequenzabhängigkeit des Gewinns der Sendeantenne und der Freiraumdämpfung bestimmt werden, um sie bei der Messung der Störfestigkeit berücksichtigen zu können. Außerdem könnten andere Nutzer des verwendeten Frequenzbereichs gestört werden. Insbesondere bei Frequenzen mit einem größeren Abstand zur GPS-Frequenz müssten relativ hohe Sendeleistungen aufgebracht werden. Eine Einspeisung zwischen Antenne und Vorverstärker wäre zwar wünschenswert, kommt jedoch nicht in Betracht, da die Einfügungsdämpfung des Combiners die Gesamtrauschzahl des Empfängers zu sehr erhöhen würde (siehe Gl. (2-14), Kapitel 2.2.2) Ein passiver Power Combiner kann wegen seiner Einfügungsdämpfung (>6 dB) nicht verwendet werden. Ebenso wenig eignet sich ein aktiver Combiner wegen seiner hohen Rauschzahl (>4 dB).

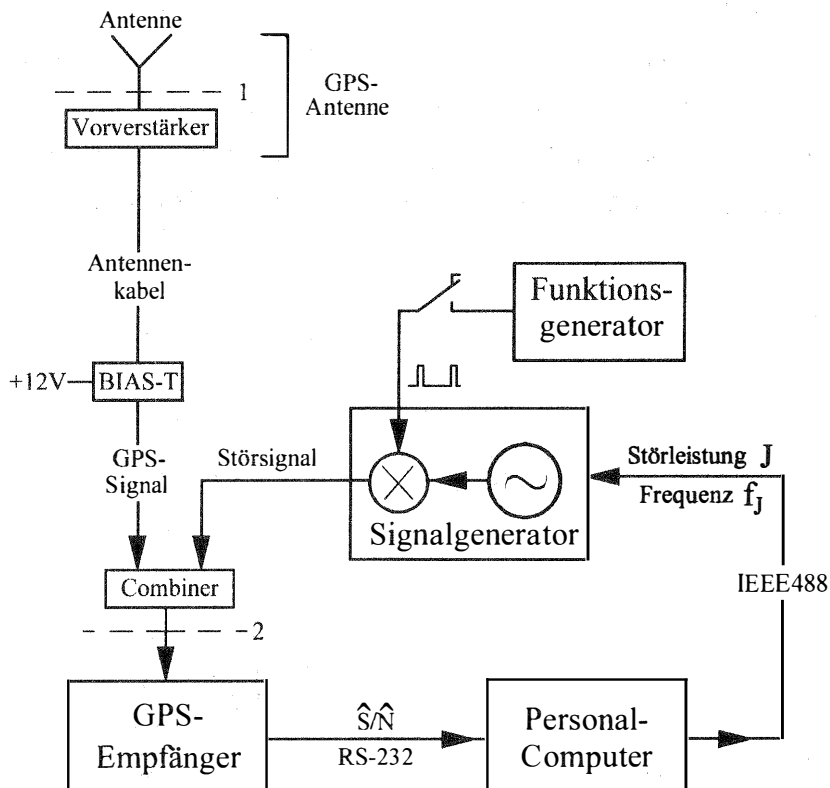


Abb. 6-11: Messaufbau für die automatische Störfestigkeitsmessung

Die genannten Probleme lassen sich dadurch vermeiden, dass das Störsignal nach der GPS-Antenne mit Hilfe eines Power-Combiners in den Signalpfad eingespeist wird. Die vom Signalgenerator erzeugten Störleistungen sind daher auf die Schnittstelle am Empfängereingang (Schnittstelle 2, gestrichelte Linie in Abb. 6-11) bezogen. Sie werden mit Hilfe des Frequenzgangs der Kombination von Vorverstärker und Antennenkabel auf die Schnittstelle zwischen Antennenanschluss und Vorverstärkereingang (Schnittstelle 1, gestrichelte Linie in Abb. 6-11) transformiert. Die Frequenzgänge des Vorverstärkers und der Antennenzuleitung werden dazu mit Hilfe eines Netzwerkanalysators bestimmt. Die auf diese Schnittstelle bezogenen Störleistungen sind unabhängig von der Verstärkung des Vorverstärkers und der Dämpfung des Antennenkabels. Dies führt zu einer besseren Vergleichbarkeit der Ergebnisse.

Die Abb. 6-12 zeigt die mit einem Netzwerkanalysator gemessenen Frequenzgänge von einem GPS-L1-Vorverstärker, einem GPS-L1/L2-Vorverstärker und einem Antennenkabel. Die Verstärkung der Empfänger beträgt 25.3 dB bzw. 45.5 dB bei der L1-Frequenz und 50 dB bei der L2-Frequenz. Die Dämpfung von Kabel und Bias-T ist nur wenig von der Frequenz abhängig und bewegt sich zwischen 7.3 und 7.4 dB. Um die oben erwähnte Transformation der Störpegel durchzuführen, muss die Verstärkung des Vorverstärkers und die Dämpfung von Kabel und Bias-T (in dB) subtrahiert werden.

Es ist sinnvoll, als Nutzsinal statt eines empfangenen Satellitensignals das Signal eines GPS-Simulators zu verwenden. Nur auf diese Weise kann garantiert werden, dass die Störfestigkeit in Bezug auf die Leistung eines Nutzsignals bestimmt wird, dessen Leistung dem Nominalpegel der GPS-Signale entspricht. Wenn man keinen GPS-Simulator zur Verfügung hat, hängt das S/N bzw. S/N_{σ} -Verhältnis des GPS-Signals von der Elevation des Satelliten ab, dessen Signal man für die Messung verwendet. Da kein Simulator zur Verfügung stand (insbesondere GPS-Simulatoren die Signale auf der L2-Frequenz erzeugen können sind sehr selten und teuer), wurde als Nutzsinal das Signal desjenigen Satelliten verwendet, dessen Signal das beste ungestörte \hat{S}/\hat{N} lieferte.

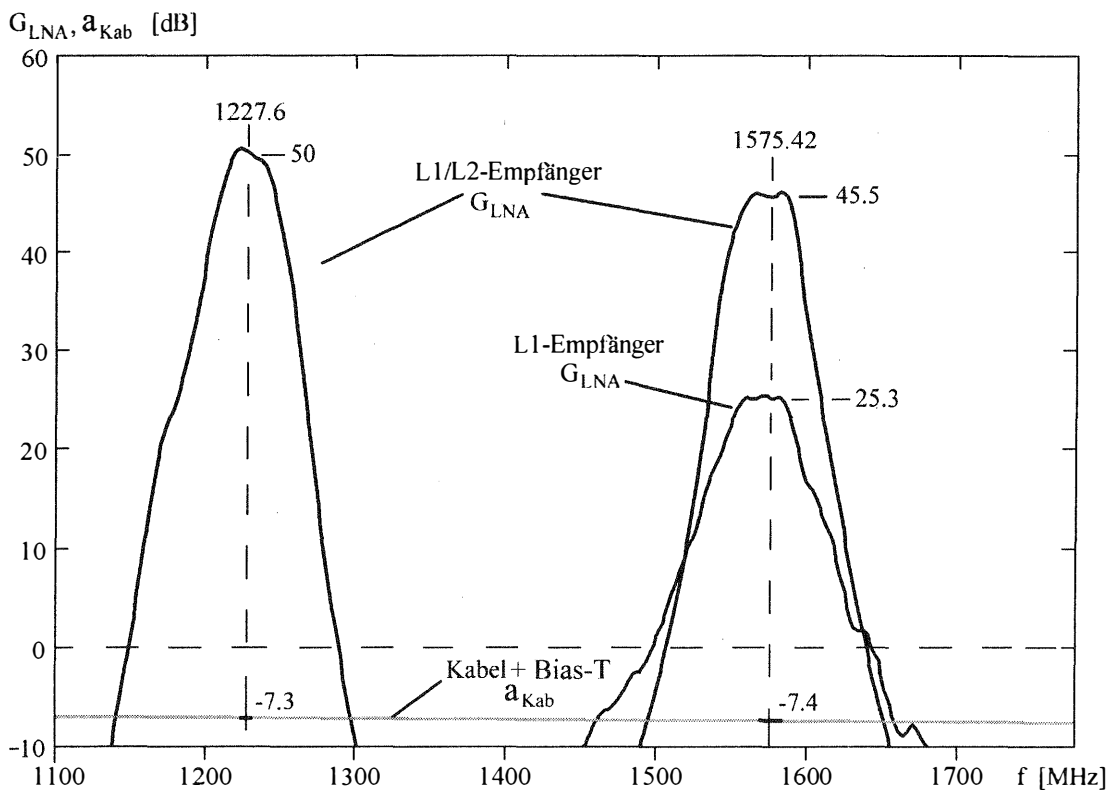


Abb. 6-12: Verstärkungen von Vorverstärkern und Dämpfung von Kabel und Bias-T

Eine Schwierigkeit, die es bei den Störfestigkeitsmessungen zu überwinden galt, war die Tatsache, dass zwei der verwendeten Empfängertypen das \hat{S}/\hat{N} nicht in dB bzw. das \hat{S}/\hat{N}_0 in dBHz ausgeben. Bei dem ausgegebenen \hat{S}/\hat{N} handelt es sich lediglich um Werte, die (wie in Kapitel 2.4 beschrieben) aus den von I&D-Filtern ermittelten Summen berechnet und zur besseren Darstellbarkeit durch eine Konstante dividiert werden.

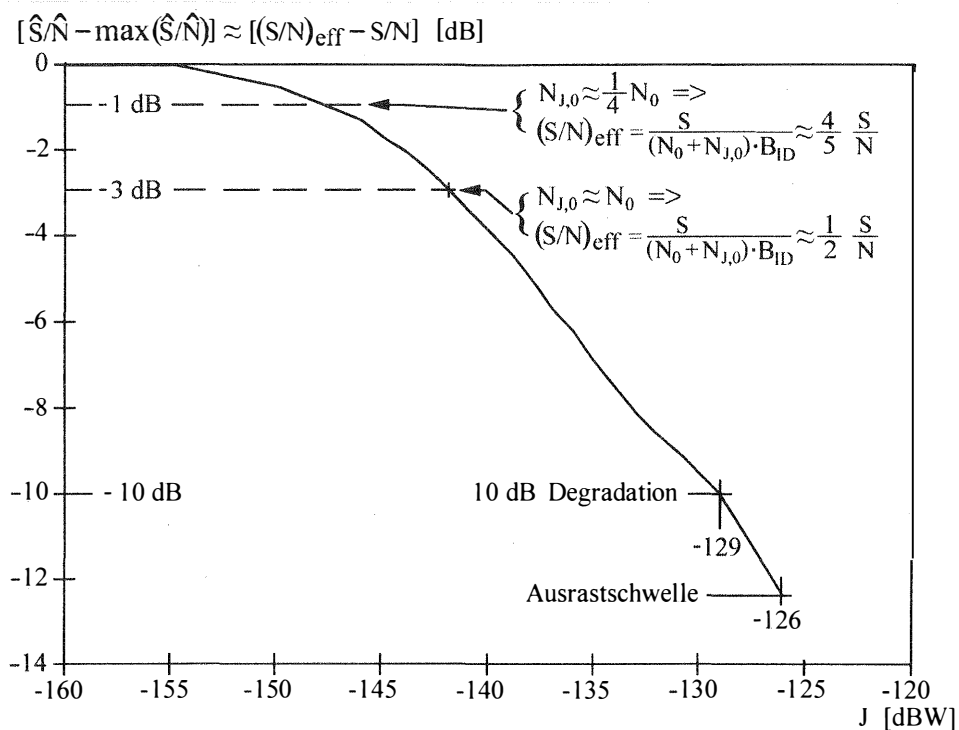
Um dieses Problem zu lösen wurde das von diesen Empfängern ausgegebene \hat{S}/\hat{N} mit dem von einem anderen Empfängertyp ausgegebenen \hat{S}/\hat{N}_0 in dBHz verglichen. Zu diesem Zweck wurde der Verlauf des \hat{S}/\hat{N} -Werts bzw. des \hat{S}/\hat{N}_0 über der Elevation des empfangenen Satelliten aufgetragen. Durch einen Vergleich konnte ermittelt werden, dass eine Erhöhung bzw. Erniedrigung des ausgegebenen Wertes um den Wert 1 näherungsweise einer Erhöhung bzw. Erniedrigung des physikalischen \hat{S}/\hat{N} von 1 dB entspricht (dies wurde nachträglich durch die Herstellerfirma bestätigt). Eine absolute Kalibrierung des \hat{S}/\hat{N} konnte auf diese Art jedoch nicht durchgeführt werden. (Eine Formel für die Konvertierung der vom Empfänger ausgegebenen \hat{S}/\hat{N} -Werte in dB bzw. dBHz war vom Hersteller nicht erhältlich).

In den folgenden Kapiteln werden bei den Messungen verwendeten Empfängertypen nicht explizit erwähnt. Statt dessen werden die Typenbezeichnungen „A-alt“, „A-neu“, „B“, „C“ und „D“ verwendet. Dies geschieht um Auseinandersetzungen mit den Empfängerherstellern über die Messergebnisse zu vermeiden.

6.4.1 Sinus-förmige Störsignale

Mit dem in Abb. 6-11 dargestellten Messaufbau wurden vorwiegend Störfestigkeitsmessungen mit sinusförmigen Störsignalen an verschiedenen GPS-Empfängern durchgeführt. Die Abb. 6-13 zeigt die Degradation des \hat{S}/\hat{N} als Funktion der Störleistung J . Es handelt sich dabei um die Differenz zwischen dem \hat{S}/\hat{N} als Schätzwert für das S/N_{eff} bei gegebener Störleistung und dem maximalen \hat{S}/\hat{N} als Schätzwert für das ungestörte S/N . Man erkennt, dass sich eine deutliche Auswirkung zeigt, sobald die durch das Störsignal erzeugte künstliche Rauschleistungsdichte $N_{J,0}$ die Größenordnung der thermischen Rauschleistungsdichte N_0 erreicht. Erhöht man die Störleistung weiter, so nimmt das \hat{S}/\hat{N} so lange ab bis die Code-Regelschleife austrastet. Bei einer \hat{S}/\hat{N} -Degradation von 10 dB ist noch eine sichere Funktion der DLL gewährleistet. Dies ist der Grund dafür, dass eine Degradation von 10 dB als Parameter für die Störfestigkeitskurve gewählt wurde.

Zum Vergleich wurden die Akquisitions- und die Ausrastschwellen der Code-Regelschleifen verschiedener GPS-Empfängertypen bestimmt. Aus der Tab. 6-1 kann man entnehmen, dass es – je nach Empfängertyp – sowohl bei den Absolutwerten der Schwellen, als auch beim Abstand zwischen den jeweiligen Akquisitions- und Ausrastschwellen große Unterschiede gibt. Da in manchen Standards für GPS-Empfänger die maximal tolerierbare Störfestigkeit J auf die Signalleistung S bezogen wird, werden in Tab. 6-1 zum Vergleich die jeweiligen J/S -Werte angegeben. Beispielsweise spezifiziert die International Telecommunications Union (ITU) einen maximal tolerierbaren J/S -Wert für die Akquisition des L1-C/A-Codes von 24 dB [ITU-RM.1088].

Abb. 6-13: Degradation des \hat{S}/\hat{N} als Funktion der Störleistung (Empfängertyp D)

Tab. 6-1: Störfestigkeitswerte bei der GPS-L1-Frequenz

GPS Empfänger-Typ	keine Akquisition		10 dB \hat{S}/\hat{N} -Degradation	Ausrasten der DLL	
	$J \geq$	$J/S \geq$		$J \geq$	$J/S \geq$
A-alt	-137 dBW	23 dB	-140 dBW	-120 dBW	40 dB
A-neu	-134 dBW	26 dB	-140 dBW	-106 dBW	54 dB
B	-138 dBW	22 dB	-141 dBW	-122 dBW	38 dB
C	-139 dBW	21 dB	-104 dBW	-100 dBW	60 dB
D	-150 dBW	10 dB	-129 dBW	-126 dBW	34 dB

Die Abb. 6-14 zeigt die Wertebereiche der gemessenen Schwellen bei 1575.42 MHz für die Akquisition und das Ausrasten. Zum Vergleich ist die in [ICAO-SARPs, 1999] spezifizierte Schwelle (threshold) $J_{th} = -150.5$ dBW eingezeichnet. Überschreitet ein Störsignal den Wert von J_{th} , so fällt sein Einfluss abhängig vom Empfängertyp ganz unterschiedlich aus. Jedoch wird deutlich, dass ein Störsignal, das J_{th} nicht überschreitet, keinen feststellbaren Einfluss auf die verschiedenen Empfänger hat. Wie in Kapitel 3.9.2 erwähnt, kann die Abhängigkeit der Störfestigkeit von der Frequenz dadurch bestimmt werden, dass man die Störfestigkeitskurven aufnimmt. Dazu erhöht ein Steuerprogramm die Leistung des Signalgenerators bei einer gegebenen Frequenz solange, bis die Werte des eingelesenen \hat{S}/\hat{N} gegenüber dem ungestörten Fall um 10 dB abgenommen haben. Anschließend werden die Frequenz und die Störleistung abgespeichert. Dieser Vorgang wird für eine ganze Reihe von Frequenzen durchgeführt, so dass aus den abgespeicherten Werten die Störfestigkeitskurve dargestellt werden kann.

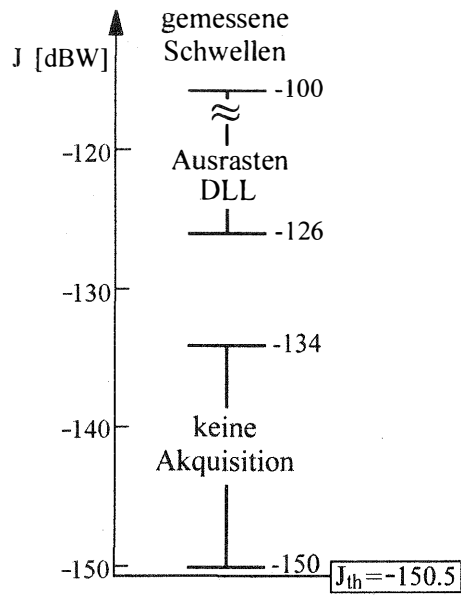


Abb. 6-14: Gemessene Schwellen und J_{th}

Die Abb. 6-15 zeigt für einen L1-C/A-Code-Empfänger und einen L1/L2-P(Y)-Code-Empfänger die Störfestigkeitskurven. Diese geben die Störleistung an, die für eine \hat{S}/\hat{N} -Degradation von 10 dB benötigt wird (vgl. Kap. 3.9.2). Man erkennt deutlich den Unterschied in der Bandbreite zwischen C/A-Code ($B_C = 2.046$ MHz) und P(Y)-Code ($B_C = 20.46$ MHz).

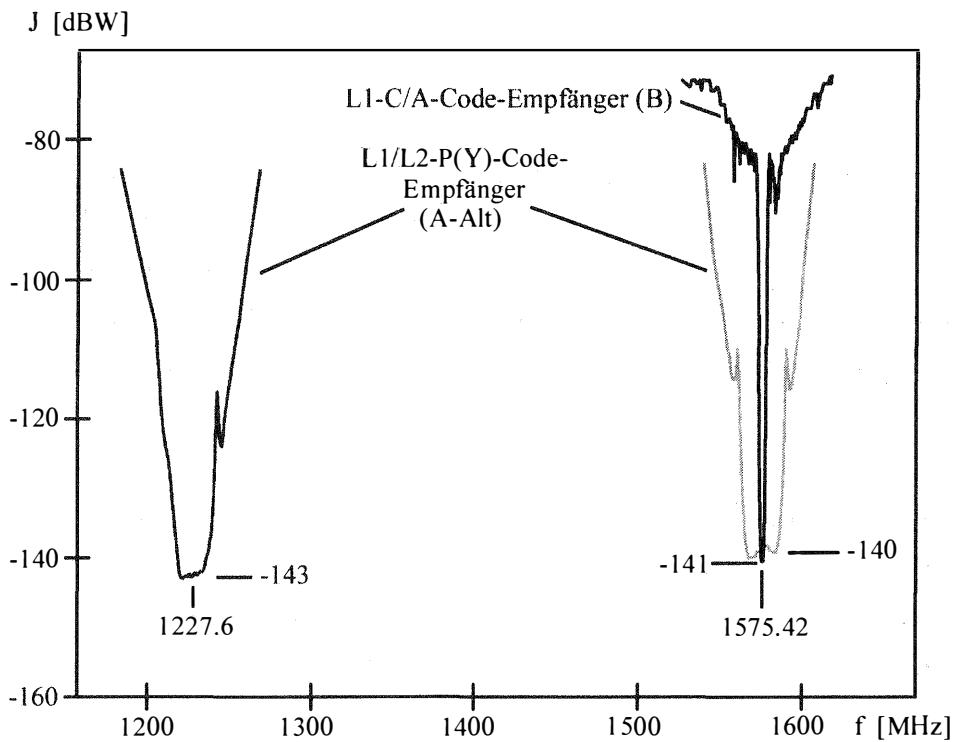


Abb. 6-15: Störfestigkeitskurven von zwei verschiedenen GPS-Empfängertypen

Die Störsignale machen sich außer beim \hat{S}/\hat{N} auch bei den Fehlern in den Pseudorange- und Trägerphasenmesswerten bemerkbar. Ihre Auswirkungen lassen sich jedoch hier schlechter quantifizieren. Es ist denkbar, aus den Standardabweichungen der numerisch ermittelten zweiten Ableitungen der Pseudorange- und Trägerphasenmesswerte nach der Zeit, die Standardabweichungen der Pseudorange- bzw. Trägerphasenmesswerte selbst zu schätzen (vgl. Kapitel 5.2). Um diese Schätzung bei unterschiedlichen Leistungen und Frequenzen des Störsignals mit ausreichender statistischer Sicherheit durchführen zu können wäre es nötig, für jede Kombination von Frequenz und Störleistung mindestens über einen Zeitraum von 15 Minuten mit einer Messrate von 1 Hz Pseudorange und Trägerphasen zu messen. Da eine Bestimmung der Störfestigkeitskurve mit der \hat{S}/\hat{N} -Degradation als Kriterium bei ca. 200 Frequenzpunkten alleine schon mehrere Stunden dauert, ist dies zu aufwendig. Die Abschätzung der zu erwartenden Messgenauigkeiten aus dem \hat{S}/\hat{N} mit Hilfe der Gleichungen (2-66) und (2-68) wurde von Gianniou überprüft und als zuverlässig beschrieben (vgl. in [Gianniou, M., 1996]), so dass eine Beschreibung der Auswirkung auf das \hat{S}/\hat{N} ausreicht.

6.4.2 Impuls-förmige Störsignale

Da in der Praxis impuls-förmige Störsignale häufig auftreten, wurden weitere Störfestigkeitsmessungen mit solchen Signalen durchgeführt. Dazu wurde das von einem Signalgenerator erzeugte Störsignal zusätzlich mit Hilfe eines Funktionsgenerators impuls-förmig moduliert (Abb. 6-11). Die Pulswiederholfrequenz des Störsignals wurde mit 2 kHz so hoch gewählt, dass jede empfangene C/A-Code-Sequenz durch zwei Impulse gestört wird. In Abb. 6-16 ist für zwei Empfänger (A-alt und B) die gemessene Degradation des \hat{S}/\hat{N} als Funktion des Tastverhältnisses eines Störsignals aufgetragen.

Zum Vergleich wurde eine Kurve eingezeichnet, die die nach Gl. (3-69) erwartete \hat{S}/\hat{N} -Degradation darstellt. Die gemessenen Degradationswerte (Kurven A-alt und B) sind um bis zu 4 dB höher als dies zu erwarten gewesen wäre. Dafür können Effekte verantwortlich sein, die in Kapitel 3.11.1 noch nicht beschrieben wurden. So können z.B. impuls-förmige Signale die AGC dazu veranlassen beim Auftreten eines Pulses die Verstärkung zu reduzieren. Dabei kann die AGC an die Grenze ihres Regelbereichs stoßen, so dass die Amplituden der empfangenen Signale nicht mehr an den Wertebereich des A/D-Wandlers angepasst werden können.

Ferner ist denkbar, dass der Puls einzelne Verstärkerstufen in den Sättigungsbereich treibt, so dass es zu nicht-linearen Verzerrungen kommt (vgl. 6.2). In Abb. 6-11 erkennt man ferner, dass bei einem Tastverhältnis von $1/11 = 9.09\%$, wie es in [RTCA, Do-104] für Pseudosatelliten vorgeschlagen wird, eine maximale \hat{S}/\hat{N} -Degradation von 2.8 dB auftritt. Bei Tastverhältnissen von Radar-Signalen, die weit unter 1% liegen, ist keine merkliche \hat{S}/\hat{N} -Degradation zu erwarten. In Kapitel 3.11.1 wurde für das maximale Tastverhältnis von DME-Signalen ein Wert von 3.84 % berechnet. Daraus ergab sich eine maximale Degradation des \hat{S}/\hat{N} von 0.3 dB. In Abb. 6-16 kann bei diesem Tastverhältnis eine maximale Degradation von 1.9 dB abgelesen werden.

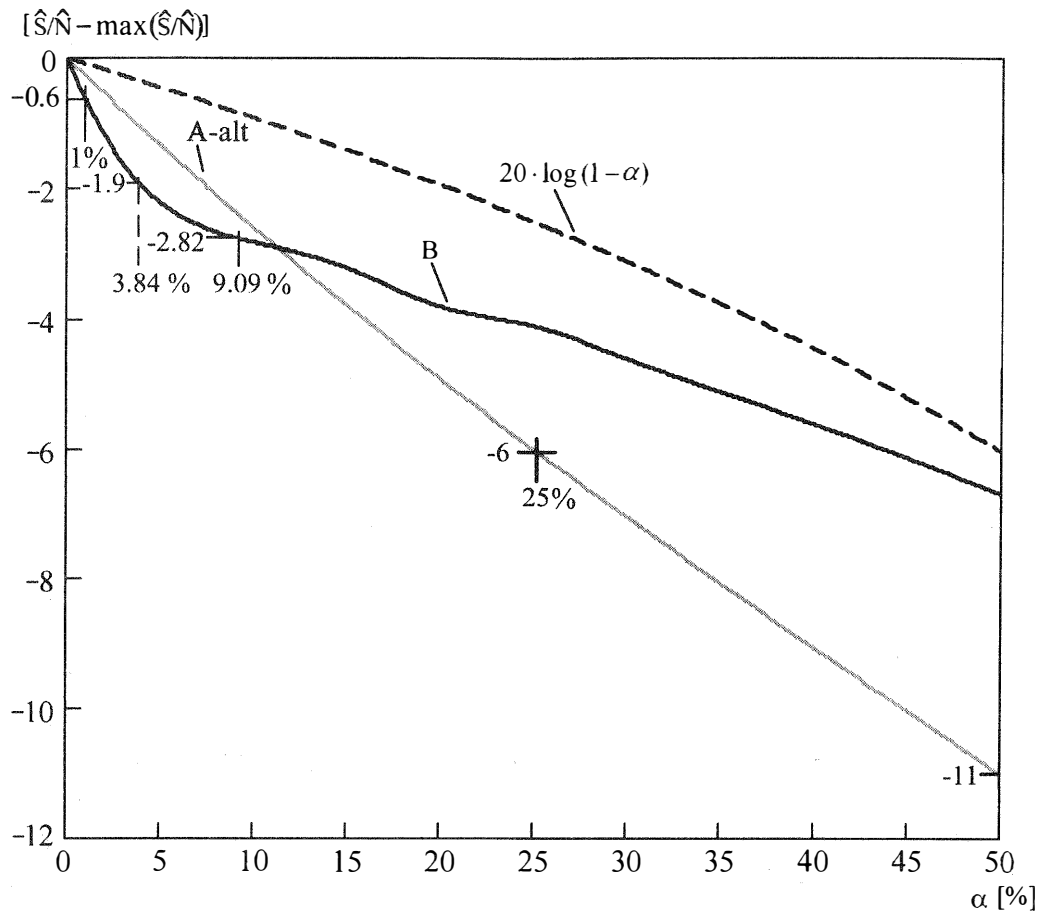


Abb. 6-16: Degradation des \hat{S}/\hat{N} als Funktion des Tastverhältnisses α

6.4.3 Störfestigkeitskurven kombinierter GPS-/GLONASS-Empfänger

Die Abb. 6-17 zeigt Störfestigkeitskurven eines kombinierten GPS/GLONASS-Empfängers. Zur Ermittlung der Störfestigkeitskurve des GPS-Teils wurde die Störleistung bestimmt, die nötig ist, um das \hat{S}/\hat{N} eines GPS-Satellitensignals um 10 dB zu degradieren. Da bei GLONASS jeder Satellit auf einer individuellen Frequenz sendet, kann man bei GLONASS-Empfängern für jeden Satellitenkanal eine eigene Störfestigkeitskurve bestimmen. In Abb. 6-17 ist die Störfestigkeitskurve für den Kanal 12 dargestellt. Man erkennt, dass ein Störsignal mit der Frequenz 1575.42 MHz bei einer Leistung von -129 dBW das \hat{S}/\hat{N} des GPS-Signals um 10 dB degradiert. Erhöht man diese Leistung um die sogenannte Inter-System-Isolation von 16 dB, so wird auch das S/N des GLONASS-Signals um 10 dB degradiert. Dieser Effekt wäre auf Grund der bisher bekannten Theorie nicht zu erwarten gewesen. Wenn man vernachlässigt, dass ein kombinierter Empfänger Baugruppen (wie Antenne, Verstärker und A/D-Wandler) gemeinsam für GPS und GLONASS benutzt, so müsste die Inter-System-Isolation unendlich groß sein. Das bedeutet aber, dass durch Verbesserung der Hardware, z.B. durch die getrennte Führung der Signalwege, bessere Filter usw., eine erhebliche Steigerung der Isolationswerte gegenüber den beim verwendeten Empfänger gemessenen Werten möglich ist. Nur wenn dieser Aufwand betrieben wird, kann man den Vorteil der Redundanz auch wirklich nutzen, den das Konzept der Verwendung eines kombinierten Empfängers von der Theorie her verspricht.

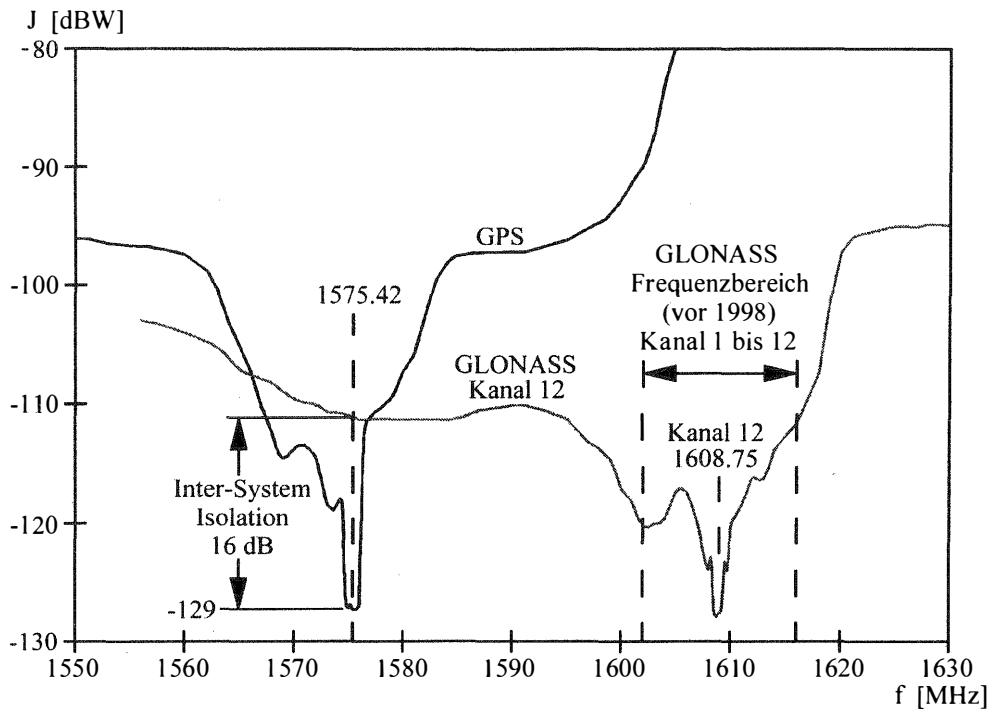


Abb. 6-17: Störfestigkeitskurven eines kombinierten GPS/GLONASS-Empfängers

An Hand von Abb. 6-17 sieht man auch den besonderen Nutzen einer Störfestigkeitskurve. Weit entfernt von der Mittenfrequenz, wo das Übersprechen von Störsignalen über Baugruppen hinweg dominiert und deshalb nicht mehr mathematisch modellierbar ist, ist die Messung der Störfestigkeitskurve das einzige Mittel, Schwächen der Störfestigkeit zu bestimmen. Dies zeigt sich auch beim Übersprechen zwischen den Kanälen eines GPS-L1/L2-Empfängers (siehe Abb. 7-8). Analysen zum Thema Störfestigkeit von GLONASS-Empfängern sind in [Butsch, F. 1998c] zu finden.

7 Feldmessungen

Im Rahmen von Feldmessungen wurden Messungen in störgefährdeten Gebieten durchgeführt, um Erkenntnisse über Art und Umfang der Störquellen sowie deren Auswirkung auf die von GPS-Empfängern ausgegebenen Rohdaten zu gewinnen. Außerdem sollten dabei Methoden für die optimale Erkennung der Ursachen von elektromagnetischen Störungen erarbeitet werden.

7.1 Messaufbau

Für die Feldmessungen wurde der Messaufbau nach Abb. 7-1 verwendet. Eine GPS-Antenne mit eingebautem Vorverstärker empfängt sowohl die Signale der Satelliten als auch eventuell vorhandene Störsignale. Der eingebaute Vorverstärker wird mit Hilfe von einem Bias-T über das Antennenkabel mit der passenden Gleichspannung versorgt. Die von der Antenne kommenden Signale werden mit Hilfe eines Power-Splitters auf einen GPS-Empfänger und einen Spektrumanalysator verteilt. Ein Personal-Computer liest die registrierten Daten über eine RS232-Schnittstelle aus dem GPS-Empfänger und über einen IEEE 488-Bus aus dem Spektrumanalysator aus und speichert sie ab.

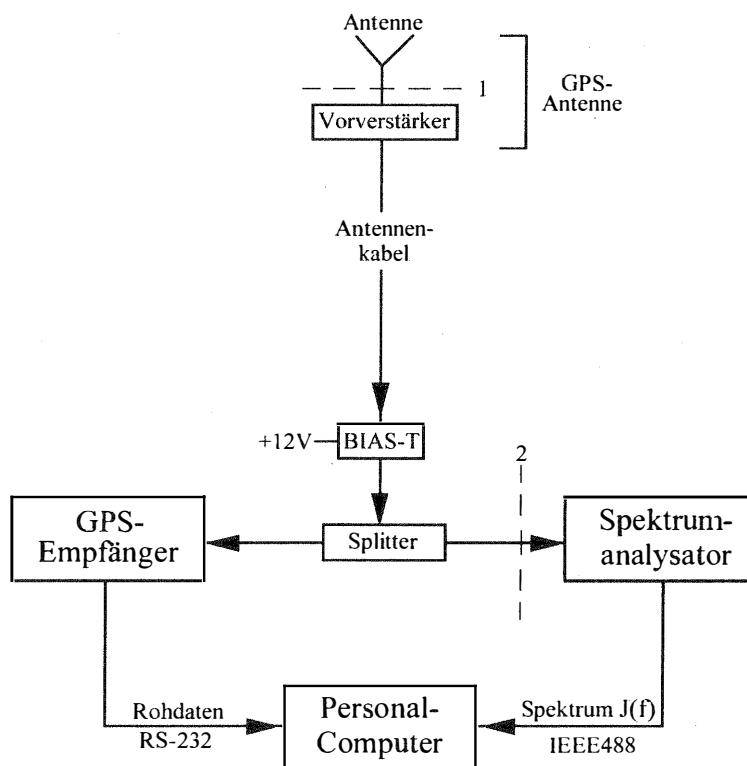


Abb. 7-1: Messaufbau für die Feldmessungen

7.2 Durchführung der Feldmessungen

Zur Aufspürung von Störsignalen, die den Empfang von GPS beeinträchtigen, wurden Feldmessungen an den Flughäfen München, Augsburg, Stuttgart, Frankfurt, Braunschweig, Hannover und Bremen durchgeführt. Ferner fanden auch Messungen in der Nähe der Mittelbereichs-Radar-Anlagen Gosheim (Schwäbische Alb), Neunkircher Höhe (Odenwald), Deister (Hannover) und Bremen statt (dreieckige Symbole in Abb. 7-2).

Außerdem wurden mehrere Flüge mit dem Flugzeug der Universität Braunschweig durchgeführt mit dem Ziel, mutmaßlich auftretende Störungen durch die Radaranlage Deister (Hannover) und den Fernsehsender Spraken-sehl (nördl. von Braunschweig) zu untersuchen. Weitere Messorte (runde Symbole in Abb. 7-2) wurden an Hand von Berichten anderer Institutionen über Störprobleme ausgewählt. Darunter waren die Universitäten Braunschweig, Darmstadt, Stuttgart, München und Zürich sowie das Bundesamt für Kartographie und Geodäsie (BKG) in Frankfurt. Ferner wurde Berichten des Landesvermessungsamts Baden-Württemberg über Störungen im Raum Oberkirch/Schwarzwald und Laichingen/Schwäbische Alb nachgegangen.

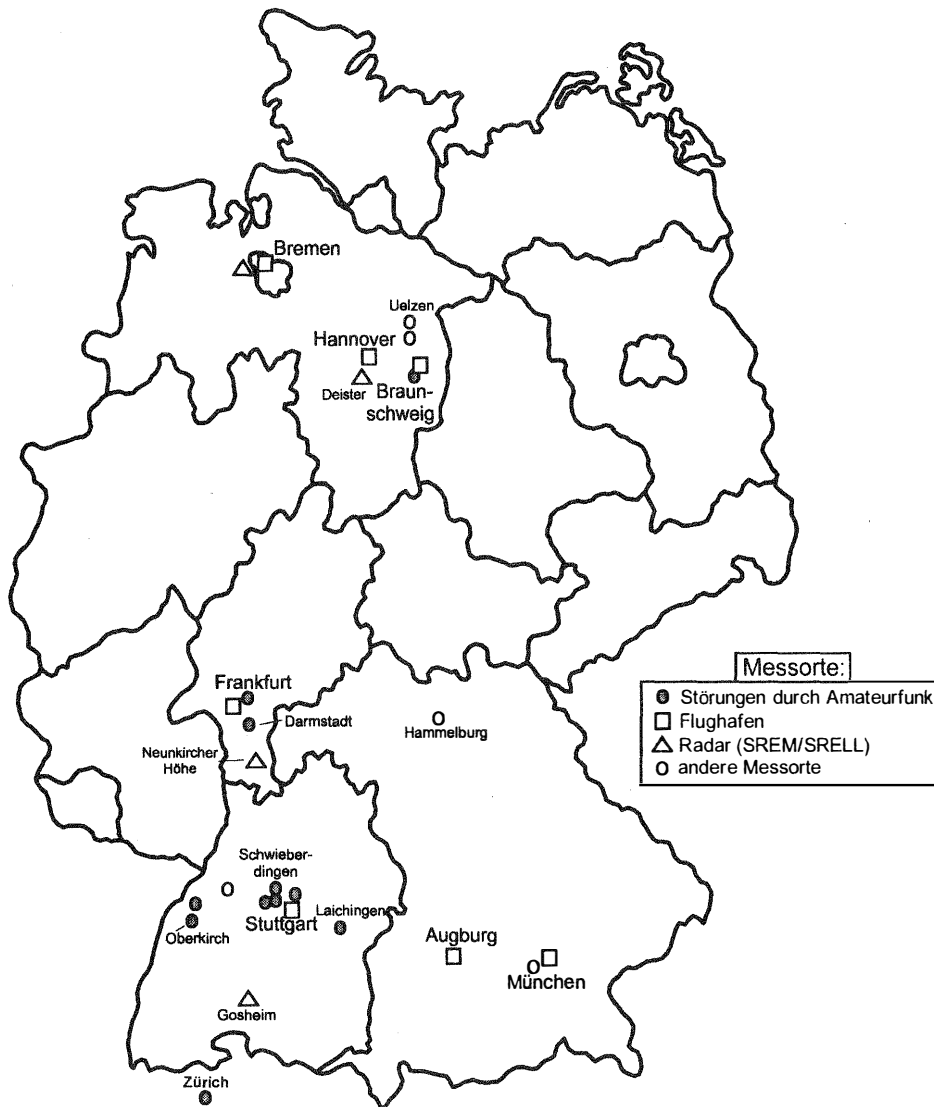


Abb. 7-2: Orte, an denen Feldmessungen durchgeführt wurden

7.3 Ergebnisse der Feldmessungen

Ein Spektrumanalysator bestimmt das Spektrum des an seinem Eingang (Schnittstelle 2, gestrichelte Linie in Abb. 7-1) anliegenden Signals. Um das Spektrum mit Interferenz-Masken oder Störfestigkeitskurven vergleichen zu können, muss es durch Subtraktion des Frequenzgangs der Kombination Vorverstärker (G_{LNA}) und Antennenkabel mit Bias-T (a_{Kab}) an die Schnittstelle zwischen Antenne und Vorverstärker (Schnittstelle 1, gestrichelte Linie in Abb. 7-1) transformiert werden.

Es wird dadurch unabhängig von der Verstärkung des Vorverstärkers und der Länge des Antennenkabels. Da GPS-Antennen die Signale aller sichtbaren Satelliten gleichzeitig empfangen sollen, haben sie unabhängig von Hersteller und Typ einen vergleichbaren Antennengewinn. Dies ist der Grund dafür, dass Standards für Satellitennavigationsempfänger ([ICAO-SARPs, 1999], [MOPS, Do-208, 1991]) die Interferenz-Masken auf den Antennenausgang (Schnittstelle 1) beziehen. In Abb. 7-3 wird die Transformation eines im L1-Frequenzbereich gemessenen Spektrums veranschaulicht. In der Mitte von Abb. 7-3 ist das mit einer Bandbreite von 100 kHz in Braunschweig gemessene Spektrum dargestellt. Von diesem wird der oben abgebildete Frequenzgang der Kombination von Vorverstärker, Kabel und Bias-T subtrahiert, um das auf Schnittstelle 1 bezogene Spektrum (unten) zu berechnen.

Die Abb. 7-4 erlaubt einen Vergleich des auf den Eingang des Vorverstärkers bezogenen Spektrums mit der Interferenz-Maske aus [ICAO-SARPs, 1999] und der gemessenen Störfestigkeitskurve eines L1-C/A-Code-Empfängers. Die Rauschleistung bei der L1-Frequenz entspricht näherungsweise dem berechneten Wert von -152 dBW. Sie nimmt an den Rändern des Durchlassbereichs des Vorverstärkers auf Grund der geringeren Verstärkung zu. Dies ist jedoch nicht von Nachteil, da dort nur eine geringere Messempfindlichkeit erforderlich ist. Ferner ist ein Peak bei 1575.42 MHz zu erkennen, der vom C/A-Code stammt. Dieser überschreitet den Pegel der Maske von -150.5 dBW, der für WAAS- bzw. EGNOS-Empfänger gilt, jedoch nicht den Pegel von -145 dBW, der für reine GPS-Empfänger relevant ist (vgl. Kapitel 4.1.3.1 und 0). Durch einen Vergleich der Spektren mit der Interferenzmaske für sinus-förmige Störsignale gemäß [ICAO-SARPs, 1999] kann ausgeschlossen werden, dass durch die Signale bei 1558.5 MHz und bei 1599.4 MHz der Empfang der GPS-Signale gestört wird. Um auch bei 1575.42 MHz eine Messempfindlichkeit zu erzielen, die für die Interferenzmaske ausreicht, müsste die Bandbreite unter 100 kHz reduziert werden. In Abb. 7-4 wird ferner deutlich, dass selbst ein Signal, das die Interferenzmaske überschreitet, erst dann merkliche Auswirkungen auf die GPS-Messungen hat, wenn es auch die Störfestigkeitsmaske überschreitet.

In dem für die Luftfahrt wichtigen L1-Frequenzbereich konnten in Deutschland keine Störsignale nachgewiesen werden. Nur in Lugano (Schweiz) wurden Störsignale im L1-Frequenzbereich detektiert. Alle Störprobleme die in Deutschland untersucht wurden traten im L2-Frequenzbereich auf und wurden durch Signale von Amateurfunksendern verursacht. In der Luftfahrt werden Zweifrequenzempfänger nicht an Bord von Flugzeugen sondern lediglich als Referenzempfänger für die europäischen, amerikanischen und japanischen Weitbereichs-DGPS-Systeme EGNOS, WAAS und MSAS genutzt. Hier muss bei der Auswahl der Standorte für die Referenzstationen (RIMS = Ranging and Integrity Monitoring Stations) auf Störsignale durch Amateurfunk geachtet werden.

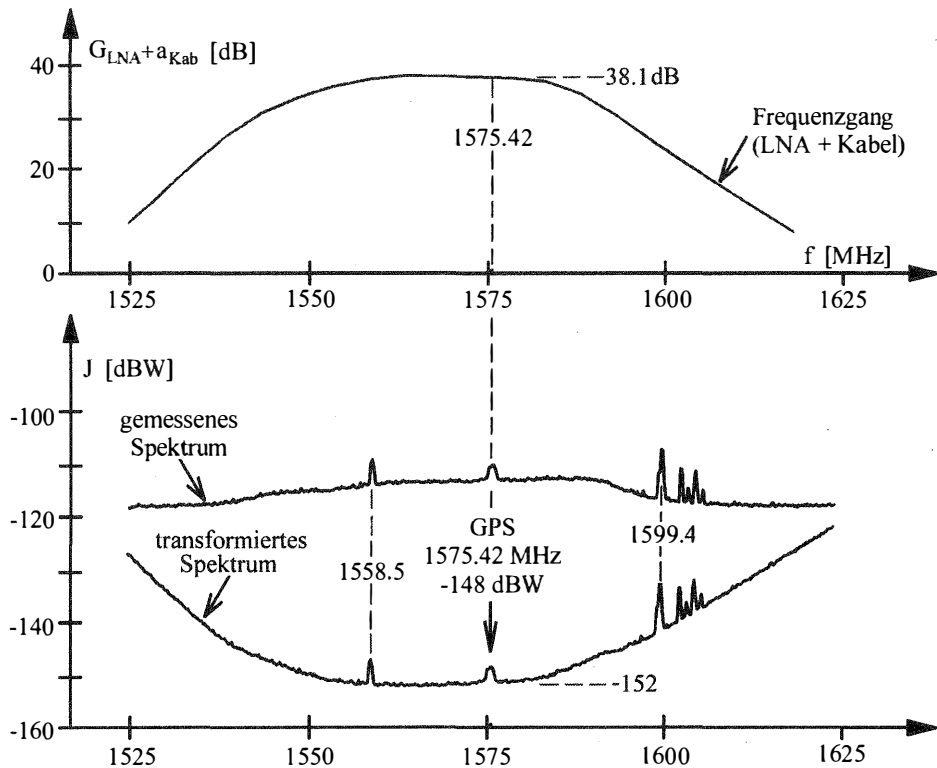


Abb. 7-3: Transformation des gemessenen Spektrums an den Eingang des Vorverstärkers

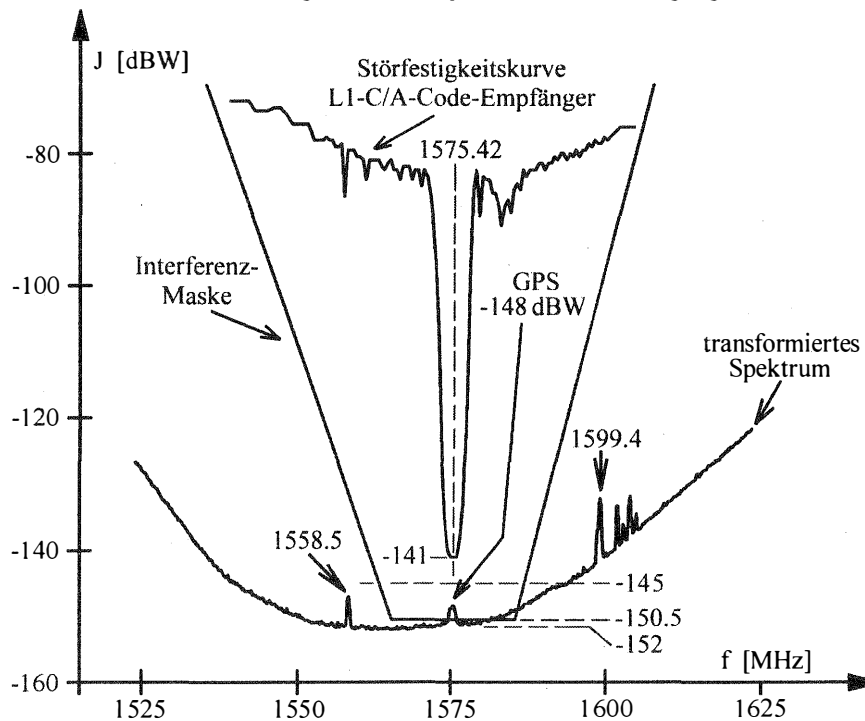


Abb. 7-4: Vergleich des Spektrums mit Interferenz-Maske und Störfestigkeitskurve

7.3.1 Störungen durch Amateurfunk

Ursache für die Störungen durch Amateurfunk waren Sender, die im Frequenzbereich oberhalb von 1240 MHz legal betrieben werden [FTZ, 1987]. Sie gehören zu einem europaweiten Richtfunknetzwerk aus Digipeater-Stationen (digital repeater = digitales Relais) und FM-Relais (Relais zur Übertragung von frequenzmodulierten Signalen) zur Übertragung von Daten bzw. Sprache.

Die einzelnen Stationen sind durch Richtfunkstrecken (engl. Links) miteinander verbunden. Überwiegend für GPS-Störungen verantwortlich sind die Digipeater des Typs A, die im Frequenzbereich zwischen 1240 und 1241 MHz senden und FM-Relais, die den Frequenzbereich zwischen 1241 und 1243.25 MHz benutzen. Hingegen ist von Digipeatern vom Typ B, die zwischen 1299 und 1300 MHz betrieben werden, wegen des größeren Abstands von der L2-Frequenz keine Beeinträchtigung der GPS-Signale zu erwarten. Digipeater und FM-Relais sind meist an den gleichen Standorten installiert. Die Abb. 7-5 zeigt eine Karte des Amateurfunk-Netzwerks in Deutschland und angrenzenden Gebieten (Karte wurde aus geographischen Information von [USGS, 1994] und einer Liste der Digipeater Standorte von [DARC, 1994] erzeugt). Die Abb. 7-6 stellt einen Ausschnitt aus dieser Karte im Raum Stuttgart dar.

An allen in Abb. 7-2 und Abb. 7-6 mit schwarzen Punkten markierten Orten waren Störungen durch Amateurfunk-Sender zu verzeichnen. Insbesondere traten solche Störungen bei den Universitäten Stuttgart, Karlsruhe, Darmstadt und Braunschweig, sowie beim Bundesamt für Kartographie und Geodäsie (BKG) in Frankfurt auf. Weitere Störungen durch Digipeater wurden außerdem bei Messungen in der Nähe von Zürich festgestellt. Ferner berichtet Sluiter in [Sluiter, P., 1997] über Störungen durch Digipeater an mehreren Orten in den Niederlanden (Informationen darüber, bei welchen der in Abb. 7-5 eingezeichneten niederländischen und schweizerischen Digipeater-Sendern es sich um solche des Typs A handelt, liegen nicht vor).

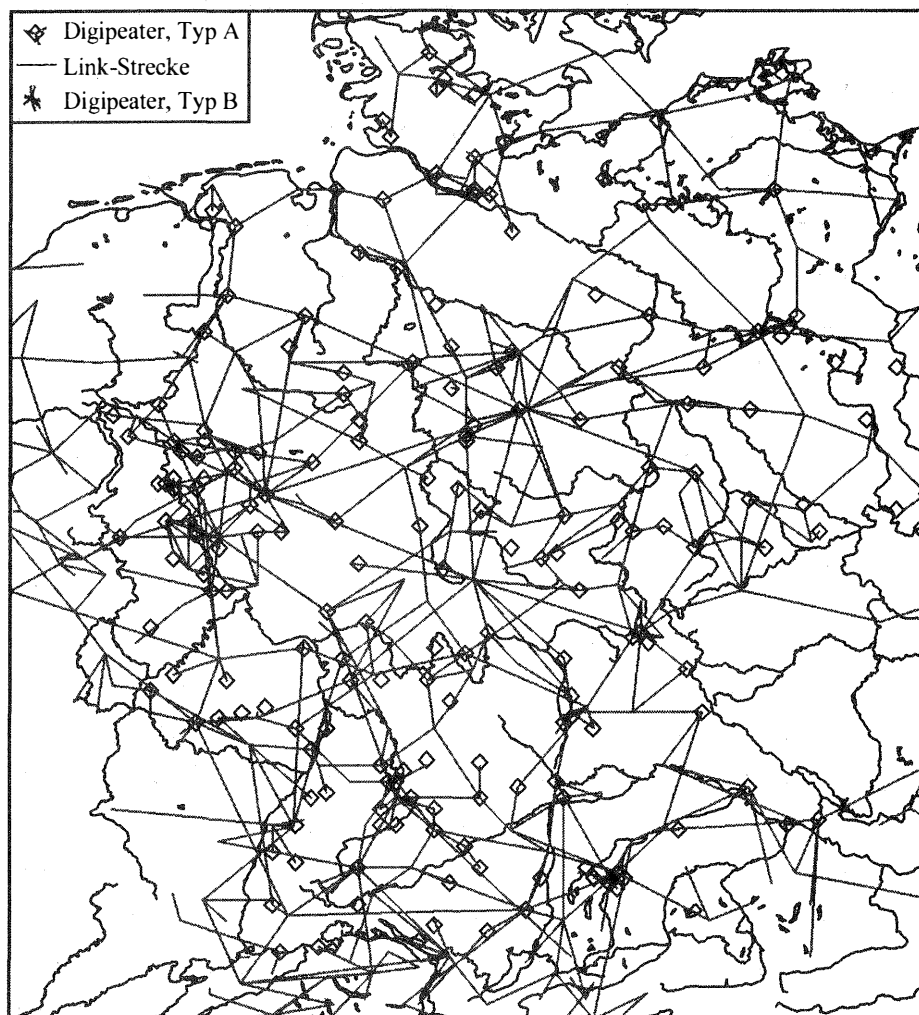


Abb. 7-5: Amateurfunk-Digipeater-Netzwerk

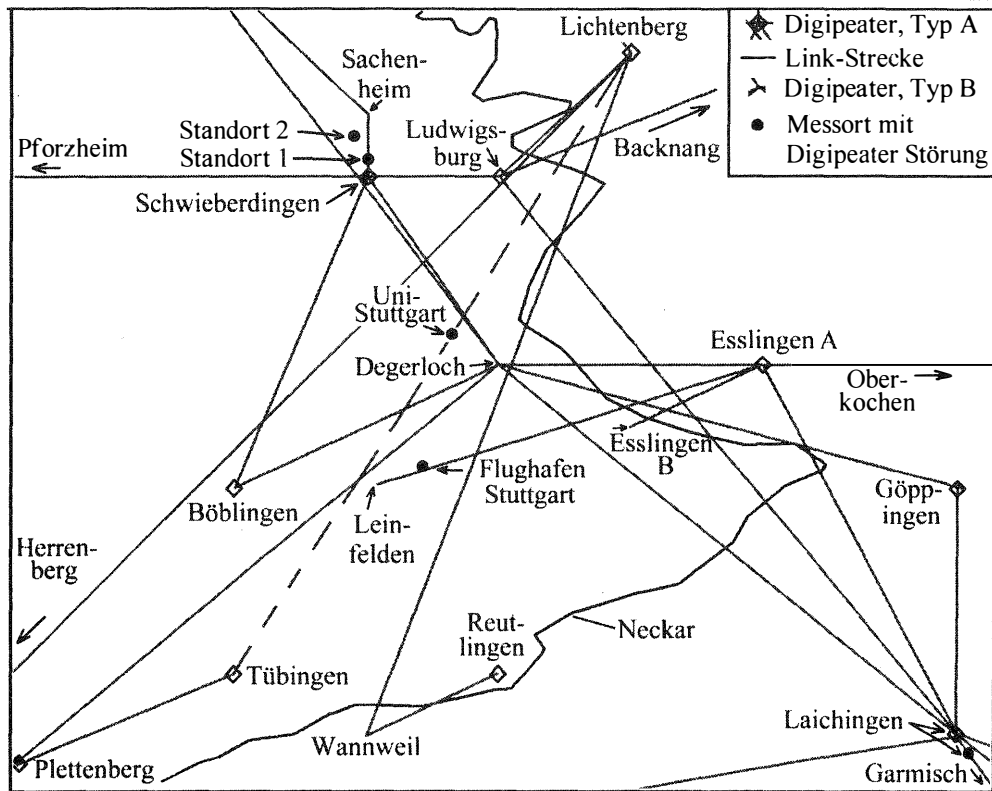


Abb. 7-6: Netzwerk der Amateurfunk-Digipeater im Raum Stuttgart

Exemplarisch sollen hier Störungen durch Amateurfunk diskutiert werden, die in der Nähe von Stuttgart registriert wurden. Außer an der Universität traten Störungen in Schwieberdingen, am Flughafen und in Laichingen auf. Die Störsignale, die im Februar 1997 für mehrere Wochen an der Universität Stuttgart (Keplerstraße) empfangen wurden, stammten vermutlich von der ca. 24 km entfernten Station Lichtenberg. Von Lichtenberg aus wurde offenbar vorübergehend eine Richtfunkverbindung nach Tübingen betrieben (gestrichelte Linie in Abb. 7-6). Bei einer Peilung der Signale zeigte die Richtantenne genau nach Lichtenberg. Außerdem liegt die Universität genau auf der Verbindungslinie von Lichtenberg und Tübingen. Die Störsignale, die am Flughafen auftraten stammen von der ca. 14 km entfernten Station in Esslingen. In der Nähe der Station Schwieberdingen waren in einem Umkreis von 1 bis 3 km Störungen der GPS-Signale nachweisbar. Südöstlich von Laichingen hatten die Störsignale eine Störreichweite von bis zu 7 km.

Amateurfunkstationen, die Knoten im Digipeater-Netzwerk bilden, senden die empfangenen Signale in Richtung auf die Nachbarstationen weiter. Um ein Übersprechen der Signale zu vermeiden, verwenden sie für die Kommunikation mit den verschiedenen Nachbarstationen jeweils Kanäle mit unterschiedlicher Mittenfrequenz. Die Sendeleistung auf den Kanälen ist auf die jeweils zu überbrückende Entfernung zu der Nachbarstation angepasst. Deshalb ist die Störreichweite in Richtung auf weit entfernte Nachbarstationen besonders groß. Ferner führt dies dazu, dass in der Nähe einer solchen Station Signale mit unterschiedlichen Leistungen auftreten können. Zum Beispiel kommuniziert die Station Laichingen mit der 40 km entfernten Station Stuttgart und der ca. 160 km entfernten Station Garmisch-Partenkirchen (Abb. 7-6). Auf der Verbindungslinie Richtung Garmisch-Partenkirchen war die Störreichweite mit 3 bis 7 km besonders groß. Je nach dem auf welchem Kanal zu einem bestimmten Zeitpunkt gerade gesendet wurde, waren die Auswirkungen der Störsignale entsprechend unterschiedlich stark.

Die Abb. 7-7 erlaubt den Vergleich der von zwei Kanälen der Digipeater-Station Laichingen stammenden Spektren mit der Störfestigkeitskurve des GPS-Empfängers A-alt. Man erkennt, dass beide Peaks die Störfestigkeitskurve deutlich überschreiten. An diesem Ort war mit dem betreffenden GPS-Empfänger kein Empfang der L2-Signale möglich. Vergleichbare Signale mit – je nach Standort – unterschiedlichen Leistungen wurden auch in der Nähe von vielen anderen Digipeater-Stationen registriert (siehe Anhang A.14).

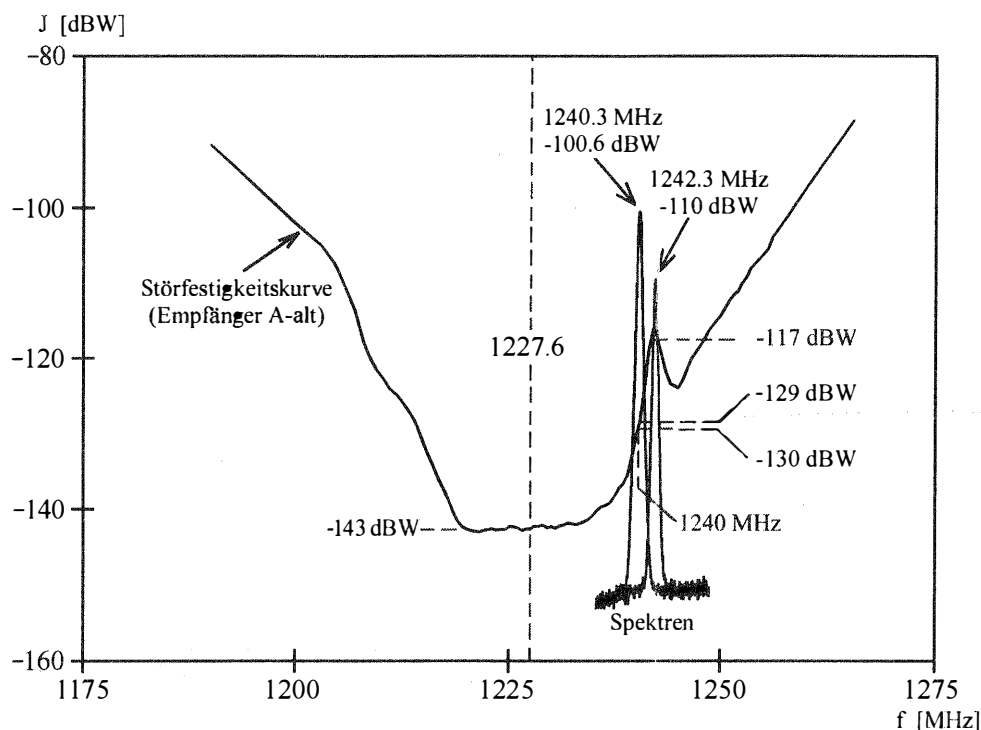


Abb. 7-7: Störspektren in Laichingen und Störfestigkeitskurve

Bei kombinierten GPS-L1/L2-Empfängern wurde durch die Amateurfunksignale zusätzlich der L1-Empfang beeinträchtigt, während am gleichen Ort bei reinen L1-Empfängern keine Beeinträchtigungen der Signalqualität nachweisbar war. Dieser Fall trat in Oberkirch, Darmstadt und Braunschweig auf. Es stellte sich heraus, dass die vom L2-Empfangsteil empfangenen Störsignale auf den L1-Empfangsteil übergekoppelt wurden bzw. die Spiegelfrequenzdämpfung nicht ausreichte (vgl. Beschreibung der des Empfangs der Spiegelfrequenz in Kapitel 3.3). In Abb. 7-8 sind die Störfestigkeitskurven für den L1-Frequenzbereich zweier verschiedener Generationen von Zweifrequenzempfängern (A-alt bzw. A-neu) dargestellt. Es fällt auf, dass in der Nähe des L2-Frequenzbereichs eine unerwartet niedrige Störfestigkeit vorhanden ist. Man erkennt außerdem, dass die Störfestigkeit des L1-Empfängerteils des neueren Empfängers im L2-Frequenzbereich höher ist als die eines älteren Typs. In Abb. 7-8 wurde ferner das Störspektrum eines Digipeaters eingezeichnet, das bei der TU Darmstadt gemessen wurde (siehe auch Abb. A 3 und Abb. 7-12). Man kann aus Abb. 7-8 ersehen, dass beim Empfängertyp A-alt eine \hat{S}/\hat{N} -Degradation des L1-Signals von mehr als 10 dB zu erwarten ist, während sie beim Typ A-neu geringer ausfällt. Es stellte sich heraus, dass an diesem Ort nur mit dem Empfänger A-neu GPS-Messungen möglich waren. Der Empfänger A-alt war weder in der Lage GPS-Signale auf der L1-Frequenz noch auf der L2-Frequenz zu akquirieren.

Die in Abb. 7-8 dargestellten Störfestigkeitskurven sind zwischen 1270 und 1530 MHz unterbrochen, da in diesem Frequenzbereich keine Messwerte für die Störfestigkeit ermittelt wurden (gestrichelte Linie in Abb. 7-8). Eine solche Messung hätte eine vergleichsweise hohe Störleistung erfordert, die zur Schonung der Empfänger besser nicht eingespeist werden sollte.

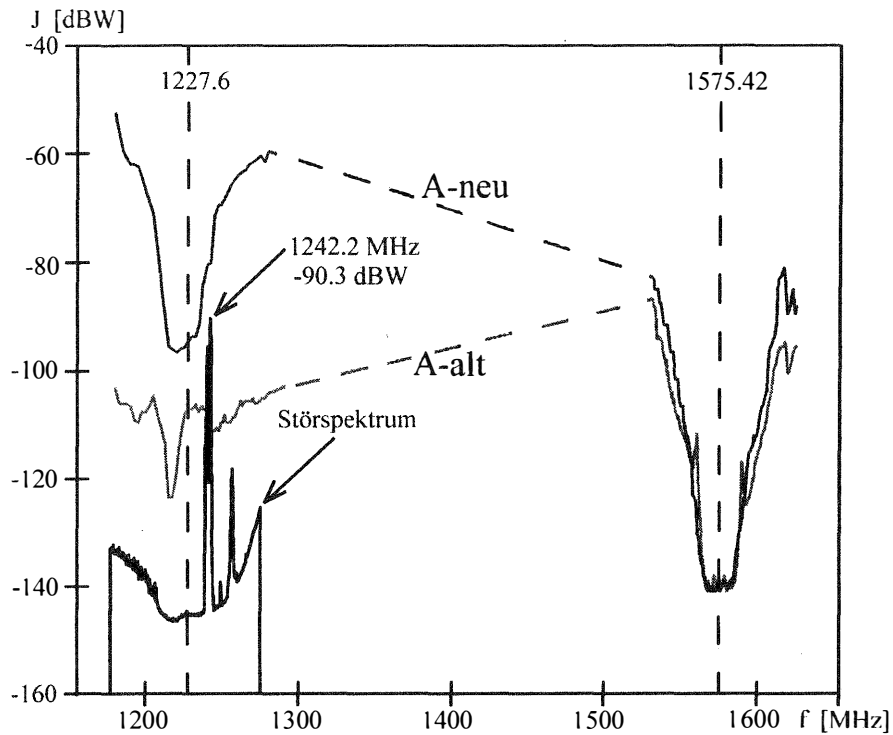


Abb. 7-8: Störfestigkeitskurven für die GPS-L1-Frequenz und Digipeater-Spektrum

Messungen an weiteren Standorten und Berichte von Mitarbeitern des Landesvermessungsamts Baden-Württemberg und der TU Darmstadt führen zu der Erkenntnis, dass seit Einführung des neueren Empfängertyps A-neu Beeinträchtigungen durch Digipeater nur noch äußerst selten auftreten.

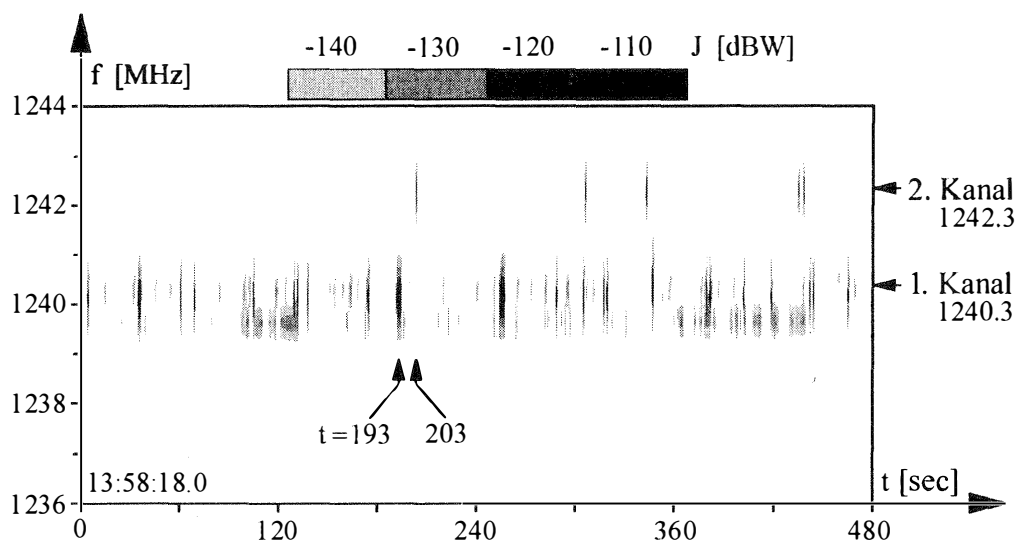


Abb. 7-9: Störleistung als Funktion von Frequenz und Zeit

Ein Spektrum lässt lediglich eine Aussage darüber zu, welche Verhältnisse zu einem Zeitpunkt vorherrschen. Um die Variation der Störleistung als Funktion von Frequenz und Zeit zu bestimmen zeichnet man am besten Spektren in äquidistanten Zeitintervallen auf. Aus den gemessenen Daten lässt sich dann ein Diagramm erzeugen, das die Störleistung als Funktion von Frequenz und Zeit repräsentiert (Spektrogramm). Die Abb. 7-9 zeigt einen Ausschnitt aus einem solchen Spektrogramm, das in der Nähe der Digipeater-Station Laichingen in Intervallen von einer Sekunde aufgezeichnet wurde. In Abb. 7-9 erkennt man die Datenpakete in verschiedenen vom Sender verwendeten Funk-Kanälen. Die zwei Kanäle mit der stärksten Sendeleistung bei 1240.3 MHz und 1242.3 MHz treten deutlich hervor. Die in Abb. 7-7 dargestellten Spektren stellen Schnitte durch das in Abb. 7-9 dargestellte Spektrogramm zu den Zeiten $t = 193$ sec und 203 sec dar.

Zur Abschätzung des Störpotentials von Amateurfunksignalen ist es hilfreich, außer der Störfestigkeitskurve für eine \hat{S}/\hat{N} -Degradation von 10 dB, Kurven für andere Werte der Degradation zu bestimmen. In Abb. 7-10 sind zwei Kurven dargestellt, die die \hat{S}/\hat{N} -Degradation des L2-Signals als Funktion der Störleistung bei den Frequenzen 1227.6 und 1240 MHz für den Empfänger A-alt repräsentieren. Es fällt auf, dass zwischen einem Wert der Degradation von 3 dB und der Ausrastschwelle das \hat{S}/\hat{N} mit zunehmender Störleistung näherungsweise linear abnimmt. Aus diesem Grund können aus einer gemessenen Störfestigkeitskurve (mit 10 dB Degradation) die Degradations-Kurven für 3 dB Degradation und die Ausrastschwelle berechnet werden (Abb. 7-11).

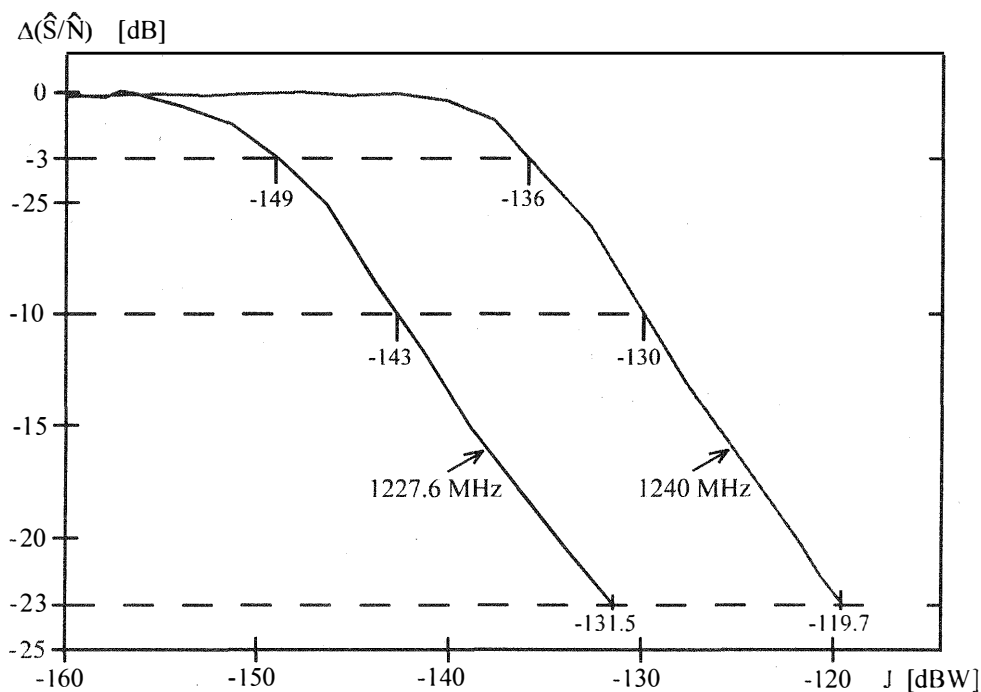


Abb. 7-10 Degradation des \hat{S}/\hat{N} als Funktion der Störleistung

Die in Abb. 7-11 dargestellten Kurven könnten zur Bewertung eines Störspektrums dienen. Wenn es jedoch darum geht, viele Spektren von schmalbandigen Störsignalen auszuwerten, ist es sinnvoll, von jedem Spektrum lediglich die Werte der im Spektrum dominierenden Peaks in ein solches Diagramm einzutragen.

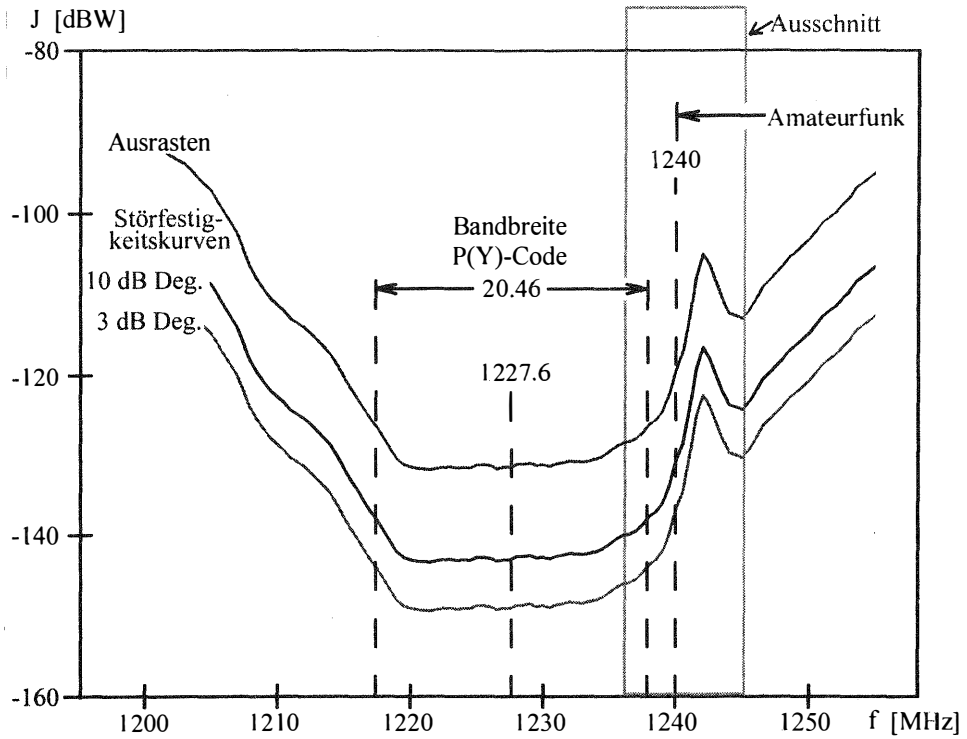


Abb. 7-11: Störfestigkeitskurve u. Kurven für 3 dB-Degradation bzw. Ausrastschwelle

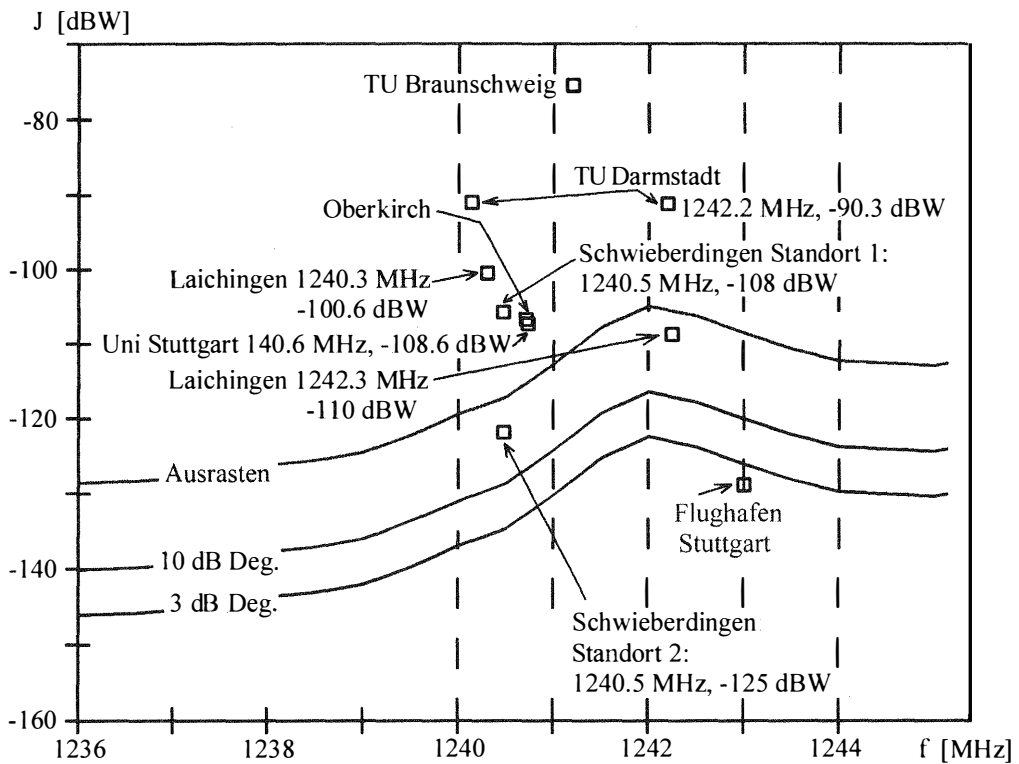


Abb. 7-12: Gleichzeitige Bewertung mehrerer Störsignale

Die Abb. 7-12 zeigt einen Ausschnitt aus dem in Abb. 7-11 dargestellten Diagramm, in dem die an mehreren Orten gemessenen Spitzenwerte von Amateurfunksignalen eingezeichnet wurden (dazugehörige einzelne Spektren siehe Anhang A.14). Man erkennt, dass die in Braunschweig, Oberkirch, Darmstadt, in Schwieberdingen am Standort 1 und an der Universität Stuttgart gemessenen Werte zu einem Ausrasten der Code-Regelschleife führen. Von den beiden in Laichingen empfangenen Störsignalen ist das Signal bei 1240.3 MHz ebenfalls in der Lage ein Ausrasten zu verursachen, während das Signal bei 1242.3 MHz lediglich zu einer \hat{S}/\hat{N} -Degradation von etwas mehr als 10 dB in der Lage ist. Das am Flughafen Stuttgart gemessene Signal kann beim Empfänger A-alt keine nachweisbare \hat{S}/\hat{N} -Degradation bewirken. Es wird jedoch in [Maenpa, J. et al., 1997] erwähnt, dass eine ältere Version eines von einem anderen Hersteller stammenden GPS-Empfängers von diesem Störsignal beeinträchtigt wurde. Hier brachte die Nachrüstung mit einem steileren SAW-Filter eine wesentliche Verbesserung.

Die Auswirkung der Störungen durch die Digipeater-Signale zeigt sich deutlich durch eine Degradation des \hat{S}/\hat{N} des L2-Signals. Im Gegensatz zu den oben erwähnten Fällen reicht oft die Stärke des Störsignals nicht aus, auch das \hat{S}/\hat{N} des L1-Signals zu beeinträchtigen. Dieser Fall trat bei den Störungen auf, die bei der Universität Stuttgart festgestellt wurden. Die Abb. 7-13 zeigt für den GPS-Satelliten Nr. 9 den Verlauf der vom Empfängertyp A-alt ausgegebenen \hat{S}/\hat{N} -Werte des L1- bzw. des L2-Signals. Bei diesen Werten handelt es sich nicht um eine Repräsentation des physikalischen S/N (in dB) oder S/N_0 (in dBHz), sondern lediglich um Werte, die aus den von I&D-Filtern ermittelten Summen berechnet und zur besseren Darstellbarkeit durch eine Konstante dividiert werden (vgl. Kapitel 2.4).

In Kapitel 6.4 wurde bereits beschrieben, dass verifiziert werden konnte, dass eine Veränderung des ausgegebenen \hat{S}/\hat{N} um den Wert 1 näherungsweise einer Änderung um 1 dB entspricht. Für das L2-Signal wurden die \hat{S}/\hat{N} -Werte der P-Code- und der Y-Code-Messung aufgetragen. Diese Messung wurde im Februar 1997 durchgeführt, als der P-Code für einige Tage unverschlüsselt gesendet wurde. Es wurden zwei Empfänger vom Typ A-alt verwendet, wobei einer der Empfänger so eingestellt wurde, dass er eine P-Code-Messung durchführte. Der zweite Empfänger war so konfiguriert, dass er das empfangene L2-Signal so prozessierte, als ob es sich um ein mit dem Y-Code moduliertes Signal handelte. Man erkennt in Abb. 7-13 deutlich, dass das \hat{S}/\hat{N} der beiden L2-Messungen häufig einbricht, während das \hat{S}/\hat{N} des L1-Signals unbeeinflusst bleibt. Die Einbrüche des \hat{S}/\hat{N} werden dabei durch einzelne Datenpakete des Digipeater-Signals verursacht. Das \hat{S}/\hat{N} der Y-Code-Messung bricht oft bis auf den Wert 0 ein, während das \hat{S}/\hat{N} der P-Code-Messung nur leicht zurückgeht. Die größere Störfestigkeit der P-Code-Messung entspricht den Erwartungen (vgl. Kapitel 4.2). Man kann aus Abb. 7-12 ablesen, dass für diesen Ort mit einem Ausrasten der Code-Regelschleife zu rechnen ist. Da die Störfestigkeitsmessung mit dem auf den Empfang des Y-Codes eingestellten Empfänger durchgeführt wurden, gelten die Kurven in Abb. 7-12 für die Y-Code-Messung.

In Abb. 7-14 sind die Pseudorange-Messwerte dargestellt, die mit Hilfe des C/A-Codes des L1-Signals und des P- bzw. Y-Codes des L2-Signals gewonnen wurde. Während die L2-Y-Code-Messung immer wieder ausfällt, weisen die L1-C/A- bzw. L2-P-Code-Messungen keine Ausfälle auf (bei der verwendeten Auflösung verdeckt die Kurve der L1-C/A-Messung die Kurve der L2-P-Code-Messung).

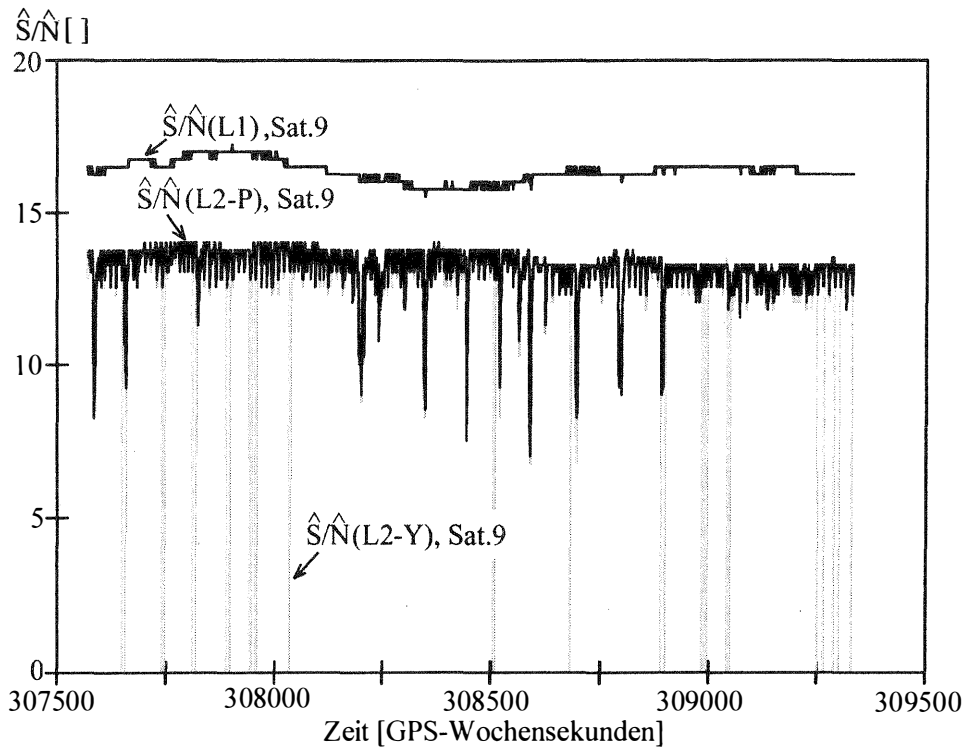


Abb. 7-13: \hat{S}/\hat{N} des L1 bzw. L2-Signals bei Digipeater-Störungen

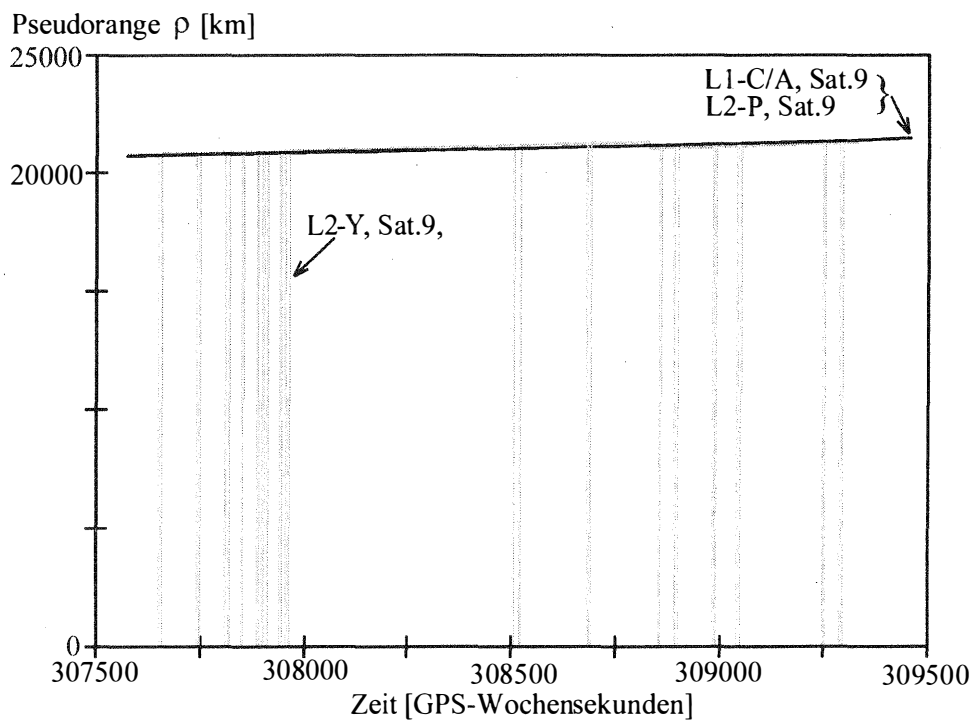


Abb. 7-14: Pseudorange-Messwert des L1 bzw. L2-Signals

Die Abb. 7-15 zeigt die zweiten numerischen Ableitungen der in Abb. 7-14 dargestellten Pseudorange des Satelliten Nr. 9. Wie in Kapitel 5.2 erwähnt, hat die zweite Ableitung der Pseudorange im Allgemeinen einen flachen Verlauf und eignet sich deshalb zur genaueren Untersuchung der Auswirkungen von Störsignalen, um beispielsweise eine Zunahme des Rauschens feststellen zu können. In Abb. 7-15 fallen am deutlichsten die Zeitintervalle auf, in denen die L2-Y-Code Messung ganz ausfiel. Dazwischen gibt es bei der L2-Y-Code-Messung einige Abschnitte mit leicht erhöhtem Rauschen bzw. mit kleineren Ausreißern, die mit Perioden zusammenfallen, in denen das \hat{S}/\hat{N} des L2-Signals degradiert war. Gleichzeitig zeigt die L2-P-Code-Messung leichte Ausreißer. Die L1-C/A-Code-Messung weist erwartungsgemäß keine Beeinträchtigung auf. Wie bei vielen anderen Messungen im Bereich von Amateurfunksendern zeigt sich bei dieser Messung, dass die Störungen nicht lange genug anhielten um quantitative Aussagen über die Zunahme des Rauschens machen zu können.

In Abb. 7-16 sind die Trägerphasenmesswerte des Satelliten 9 dargestellt, die am gleichen Ort gewonnen wurden. Die Trägerphasen des L1-Signals, sowie des L2-Signals des Empfängers, der auf den P-Code-Empfang eingestellt wurde wachsen, bedingt durch die Satellitenbewegung, kontinuierlich an (die unterschiedliche Zunahme ist ein Ergebnis der unterschiedlichen Oszillatordrift der beiden verwendeten Empfänger). Die Trägerphase des L2-Signals, die mit dem Empfänger registriert wurde, der auf die Y-Code-Messung eingestellt worden war, geht bei jedem größeren Einbruch des L2- \hat{S}/\hat{N} auf 0 zurück. Dies bedeutet auf ein Ausrasten der Phasenschleife.

Um zu untersuchen, ob die mit dem auf den Empfang des P-Codes eingestellten Empfänger gemessene Trägerphase des L2-Signals Fehler aufweist, die in Abb. 7-16 nicht auffallen, wurde die Differenz zwischen den Trägerphasenmessungen des L2-Signals und des ungestörten L1-Signals gebildet. Das Ergebnis dieser Differenzbildung ist in Abb. 7-17 für die Satelliten Nr. 5 und Nr. 9 dargestellt.

Außer der durch die Änderung des Unterschieds der Ausbreitungsgeschwindigkeiten in der Ionosphäre bedingten Variation, fallen Ausreißer von bis zu 1 cm auf, die offensichtlich von Störsignalen verursacht wurden. Wie man an Hand der gestrichelten Linien erkennen kann treten die Ausreißer bei beiden Kurven gleichzeitig auf und sind vergleichbar groß.

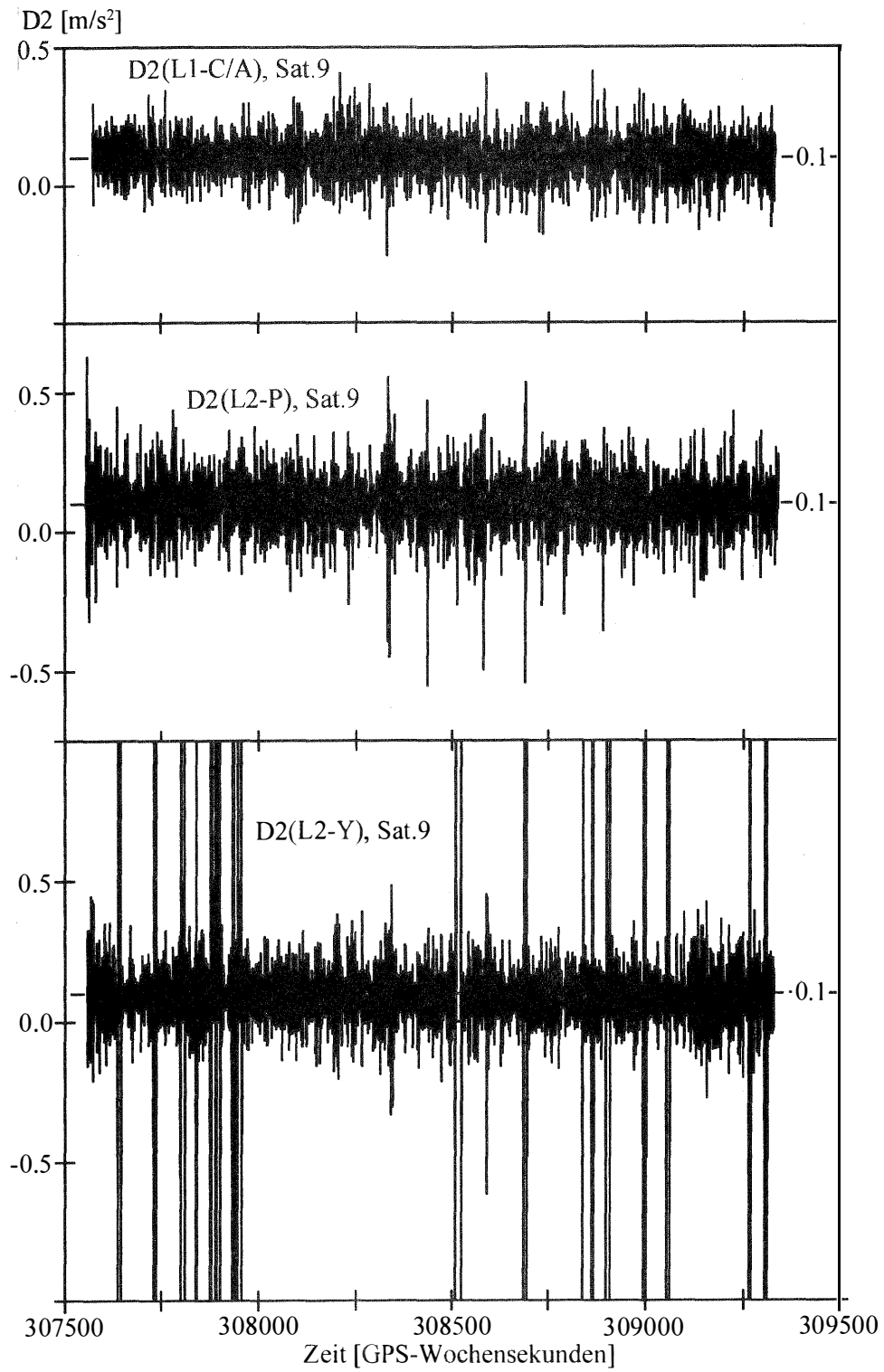


Abb. 7-15: Zweite Ableitungen der Pseudorange-Messwerte

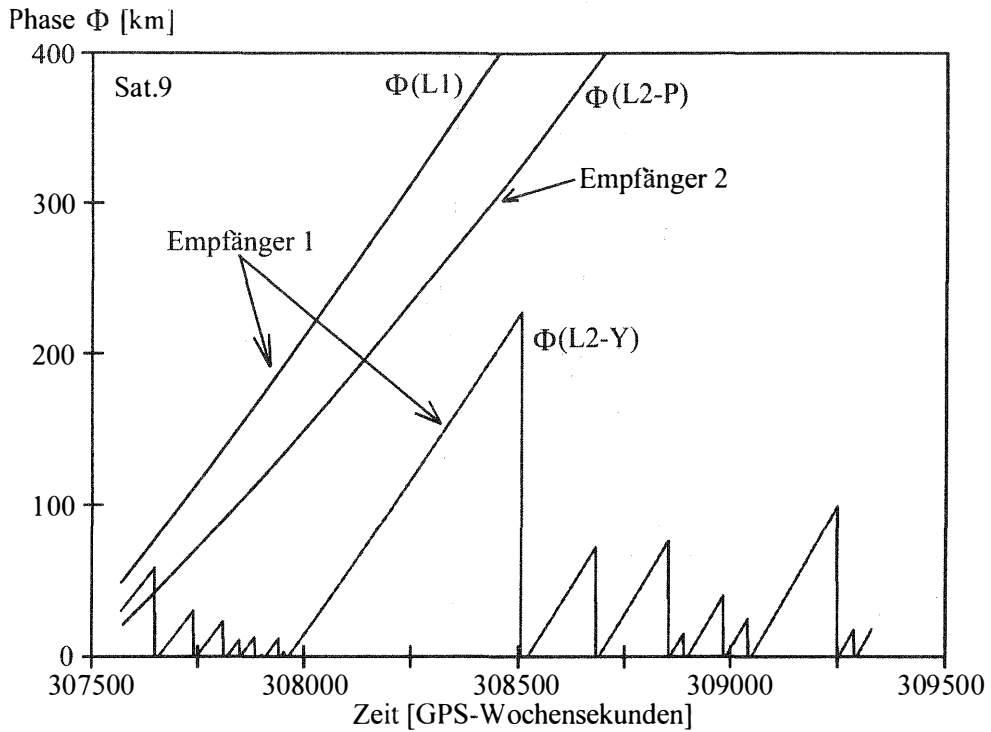


Abb. 7-16: Trägerphasenmesswerte des Satelliten 9

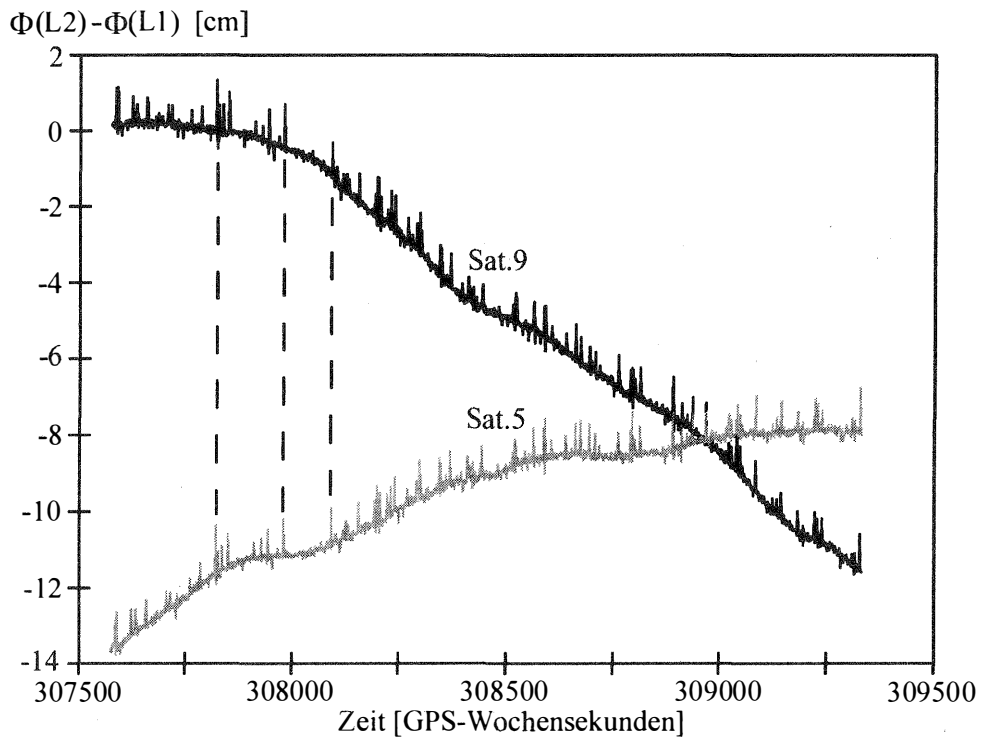


Abb. 7-17: Differenz der L2- und der L1-Trägerphasen

Die folgenden Messergebnisse beziehen sich auf eine GPS-Messung, die im August 1995 bei Schwiebingen durchgeführt wurden. Diese Ergebnisse wurden ausgewählt um zu zeigen, wie sich ein im Vergleich zum obigen Beispiel schwächeres Störsignal auswirkt:

Die Daten wurden an einem Ort der etwas außerhalb der Richtfunkstrecke Schwieberdingen Sachsenheim lag (Standort 2 in Abb. 7-6) registriert. Hier trat ein Störsignal bei 140.5 MHz mit einer Leistung von -125 dBW auf (Abb. A 4). Wie man in Abb. 7-12 ablesen kann ist diese Leistung nicht ausreichend, um ein Ausrasten der DLL zu verursachen. Bei dieser Messung kamen die Empfängertypen A-alt, bzw. A-neu zum Einsatz.

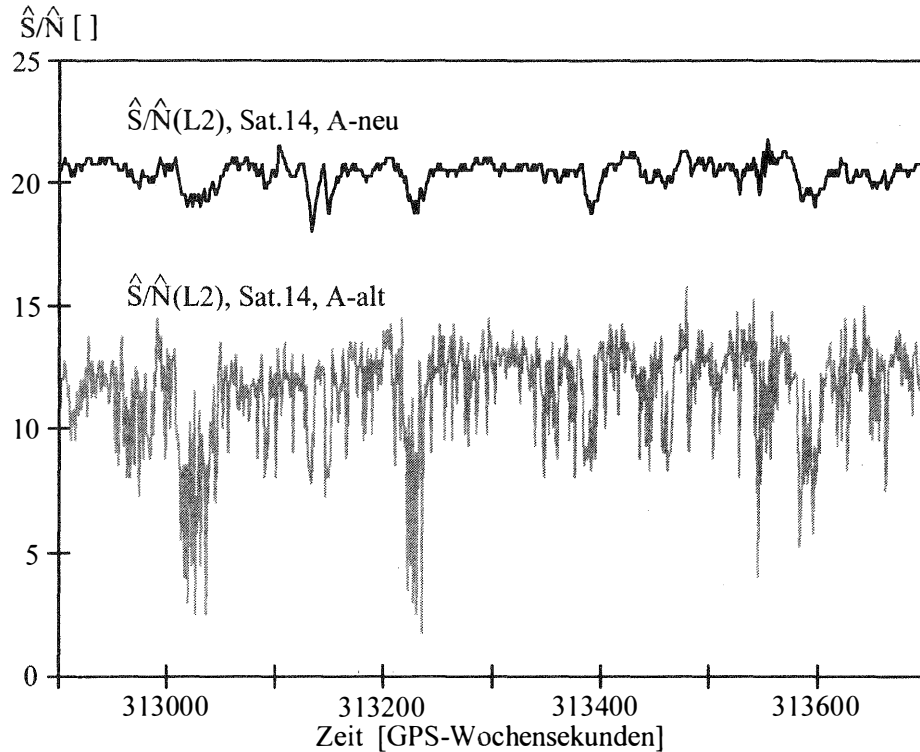


Abb. 7-18: \hat{S}/\hat{N} des L2-Signals von A-alt und A-neu

Die Abb. 7-18 zeigt die von den beiden Empfängern ausgegebenen \hat{S}/\hat{N} -Werte des L2-Signals des Satelliten 14. Das \hat{S}/\hat{N} beim Empfänger A-alt zeigt, bedingt durch Störsignale, mehrere Einbrüche um bis zu 10 Einheiten (d.h. ca. 10 dB), während die \hat{S}/\hat{N} -Einbrüche beim Empfänger A-neu lediglich in der Größenordnung von 2 Einheiten (d.h. ca. 2 dB) liegen.

Gemäß dem Diagramm in Abb. 7-12 ist mit einer \hat{S}/\hat{N} -Degradation von etwas mehr als 10 dB zu rechnen, doch dies gilt streng genommen nur für CW-Signale. Es fällt auf, dass bei A-neu der Mittelwert des \hat{S}/\hat{N} mit 20.3 wesentlich höher liegt als bei A-alt, wo er nur einen Wert von 9.5 erreicht. Da die Störsignale nur temporär auftreten, kommen nur andere Ursachen dafür in Frage. (Vom Hersteller war lediglich zu erfahren, dass die Signalverarbeitung wesentlich verbessert wurde). Die Vermutung liegt nahe, dass die größeren \hat{S}/\hat{N} -Werte zum überwiegenden Teil einer anderen Normierung der Summationsergebnisse der I&D-Filter und nur zum geringeren Teil einer besseren Filterung zu verdanken sind.

In Abb. 7-19 sind für die beiden verwendeten Empfängertypen die numerischen Ableitungen der Differenz zwischen den L1- bzw. L2-Pseudoranges dargestellt. Die Standardabweichung der vom Empfänger A-neu stammenden Messwerte beträgt 5 cm, verglichen mit 8 cm bei A-alt (entspricht dem Faktor 0.6). Die Verbesserung gegenüber dem Typ A-alt fällt somit geringer aus, als dies auf Grund des höheren \hat{S}/\hat{N} zu erwarten gewesen wäre. Bei einer Verbesserung des physikalischen S/N um 10 dB verringert sich nach Gl. (2-66) die Standardabweichung um $1/\sqrt{10} = 0.32$. Bei den mit dem Empfänger A-alt gewonnenen Messwerten fallen einige einzelne Ausreißer auf (Abb. 7-19, oben), deren zeitliches Auftreten mit den Einbrüchen des \hat{S}/\hat{N} in Abb. 7-18 zusammenfällt.

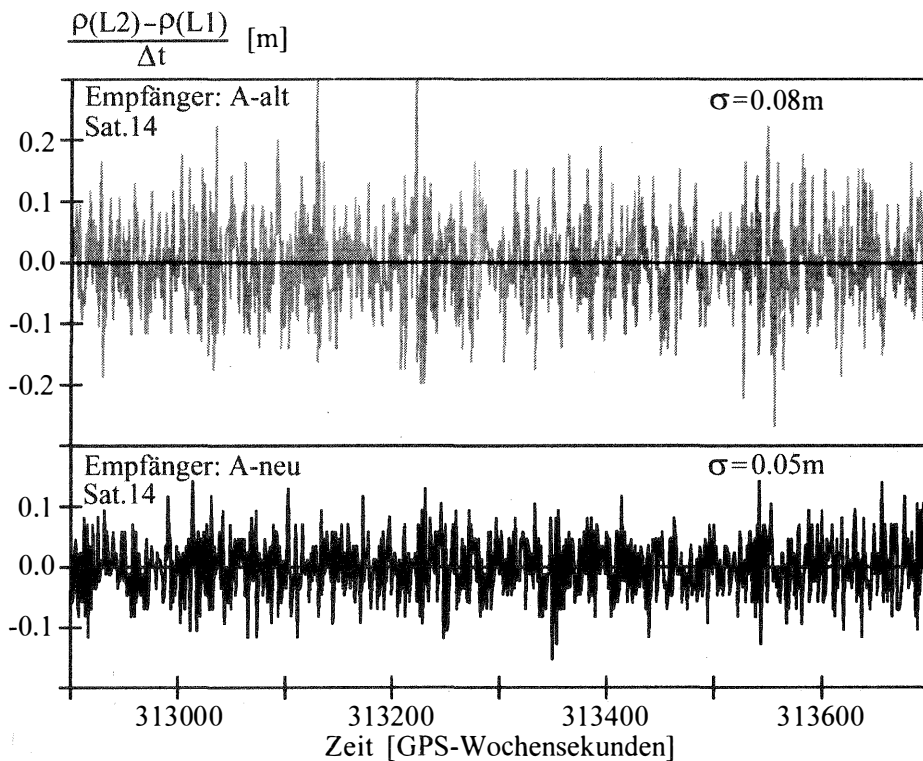


Abb. 7-19: Ableitungen der Differenz zwischen den L1- bzw. L2-Pseudoranges

Die Abb. 7-20 zeigt die Differenz zwischen den Trägerphasenmessungen des L2- bzw. des L1-Signals des Satelliten 14, die mit den beiden Empfängertypen A-alt und A-neu gewonnen wurden. Neben der durch Ionosphären-effekte bedingten Variation erkennt man, dass zu Zeitpunkten, bei denen das L2- \hat{S}/\hat{N} auf Grund von Stör-signalen einbricht (Abb. 7-18), Ausreißer der Messwerte von bis zu 1.5 cm (bei A-alt) bzw. 0.5 cm (bei A-neu) auftreten. Auch hier zeigt sich, dass der Empfängertyp A-neu wesentlich störfester ist als sein Vorgängermodell A-alt.

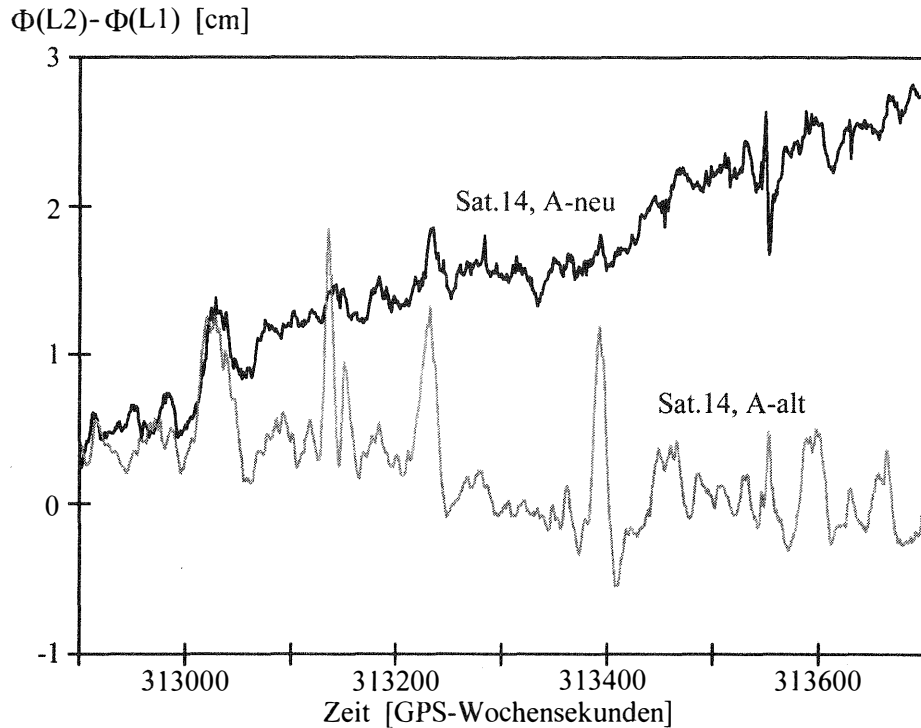


Abb. 7-20: Differenz der L2- und der L1-Trägerphasen

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass das \hat{S}/\hat{N} sehr empfindlich auf Störsignale reagiert und sich deshalb sehr gut als Indikator für deren Auftreten eignet. Dies bestätigt die in Kapitel 5.2 dargestellten Überlegungen. Auch bei den Phasenmessungen wirken sich Störsignale aus, jedoch mit geringerer Intensität. Die Code-Regelschleifen sind vergleichsweise wenig anfällig gegenüber Störsignalen. Bei den Pseudorange-Messwerten sind Ausreißer oder ein erhöhtes Rauschen durch Störsignale kaum nachweisbar. Hier überwiegen die in der durch thermisches Rauschen bzw. Fluktuationen der Ionosphäre bedingten natürlichen Variation der Messwerte. Störsignale machen sich erst deutlich bemerkbar, wenn ihre Stärke ausreicht um die Code-Regelschleife zum Ausrasten zu bringen.

Ein quantitativer Vergleich zwischen der Degradation des \hat{S}/\hat{N} durch Störsignale und der dadurch verursachten Zunahme des Rauschens von Pseudorange und Trägerphase ist nicht möglich. Eine Ursache dafür ist die Tatsache, dass die zur Verfügung stehenden Zweifrequenzempfänger aus dem \hat{S}/\hat{N} keinen Schätzwert für das physikalische S/N bzw. S/N_0 ermitteln bzw. ausgeben. Ferner sind für diese Empfänger die verschiedenen Parameter, wie z.B. Integrationszeit der I&D-Filter und Schleifenbandbreiten von DLL und PLL, nur dem Hersteller bekannt. Darüber hinaus traten die Störungen durch Amateurfunksignale nur kurzzeitig auf, so dass die Standardabweichungen der GPS-Rohdaten nicht mit einer hinreichenden statistischen Sicherheit geschätzt werden können.

7.3.2 Potentielle Störungen durch Radar und DME

Mittelbereichs-Radar-Anlagen (Frequenzbereich 1250 bis 1260 MHz) und DME-Entfernungsmesssysteme (Frequenzbereich 960 bis 1215 MHz) der Flugsicherung kamen auf Grund der Nähe ihrer Frequenz zu L2-Frequenz und ihrer hohen Sendeleistung als potentielle Störer des L2-Signals in Betracht. Insbesondere wurde von mehreren Autoren ([Groten, E., et al., 1996] und [GIBS, 1999]) berichtet, dass zu früheren Zeiten bei älteren GPS-Empfängern Störprobleme durch Radar auftraten. Aus diesem Grund wurde Feldmessungen unter anderem auch in der Nähe solcher Anlagen durchgeführt.

In Abb. 7-21 ist ein Spektrum dargestellt, das in 300 m Entfernung vom Mittelbereichs-Radar (Typ SRE-LL, Mittenfrequenz 1250 MHz) am Flughafen Bremen gemessen wurde. Signale mit vergleichbaren Spektren konnten auch in der Nähe der Radar-Anlagen Gosheim, Neunkircher Höhe und Deister registriert werden. Damit die 5 μ s breiten Radar-Impulse nicht durch das Bandpass-Filter des Spektrumanalysators verzerrt werden, wurde eine Messbandbreite von 3 MHz gewählt, die größer ist als der Reziprokwert der Breite der Impulse. Bei einer Bandbreite von 100 kHz (vgl. Abb. 7-22) wäre zwar die Messempfindlichkeit um 14.8 dB höher, aber bedingt durch die geringe Bandbreite würden die Impulse stark abgerundet werden. Dies hätte zur Folge, dass nur noch ein geringer Teil der wirklichen Leistung gemessen würde. Innerhalb der Messbandbreite von 3 MHz tritt eine Rauschleistung von ca. -136 dBW auf. Zwar wäre die Messempfindlichkeit bei der L2-Frequenz zu gering, sie reicht jedoch aus, um Signale zu detektieren, die bei der Mittenfrequenz des Radars von 1250 MHz die Störfestigkeitsschwelle überschreiten. Da die Störfestigkeitsschwelle jedoch nur für schmalbandige Störsignale gilt, ist das Überschreiten kein Hinweis auf eine Beeinträchtigung des GPS-Signals.

Dieses Radarsignal hat ein Tastverhältnis von $5 \mu\text{s} / 2.4 \text{ ms} = 0.2 \%$. In Kapitel 3.11.1 wurde berechnet, dass bei diesem Tastverhältnis lediglich mit einer maximalen \hat{S}/\hat{N} -Degradation von -0.02 dB zu rechnen ist. Auch die im Labor gemessenen \hat{S}/\hat{N} -Degradations-Kurven lassen darauf schließen, dass bei Tastverhältnissen unter 1% kein merklicher \hat{S}/\hat{N} -Verlust auftritt (Abb. 6-16). Zu einer realistischen Bewertung des Störpotentials eines gepulsten Signals ist die Bestimmung des Tastverhältnisses nötig. Dies geschieht am besten im Zeitbereich. Die Kurve die die Leistung beschreibt, bei der der Vorverstärker den 1 dB-Kompressionspunkt erreicht, wird von dem Signal nicht überschritten. Das bedeutet, dass nur in Entfernungen die kleiner als 300 m sind mit nicht-linearen Verzerrungen im Vorverstärker zu rechnen ist.

Bei allen Feldmessungen in der Nähe von Radar-Anlagen mit mehreren Empfängertypen traten keinerlei Beeinträchtigungen der GPS-Signale auf. Für die zuvor von anderen berichteten Störungen kann z.B. eine direkte Einstrahlung der Störsignale in das Gehäuse unter Umgehung des üblichen Signalpfads in Frage kommen. Dafür spricht z.B. auch, dass in [Groten, E., et al., 1996] u.a. über eine Störung berichtet wird, die in der Nähe einer Flughafen-Radar-Anlage (ASR8-Anlage Nord am Flughafen Frankfurt) auftrat, die bei 2889 MHz betrieben wird.

Insbesondere konnte bei Messungen in der Nähe dieser Anlage eine Beeinträchtigung der GPS-Messungen nicht nachvollzogen werden. Es muss jedoch erwähnt werden, dass zwischen den in [Grotten, E., et al., 1996] berichteten Messungen und den eigenen Messungen die Anlage vom Typ ASR8 durch den Typ ASR2000 ersetzt worden war.

Es ist denkbar, dass Signale von Radar-Anlagen, die wesentlich größere Pulsbreiten bei vergleichbarer Puls-wiederholfrequenz aufweisen als die beschriebenen Mittelbereichs-Radar-Anlagen der Flugsicherung (z.B. einige 10 μ s statt 5 μ s), Störprobleme verursachen können. Bei modernen Radar-Anlagen werden immer öfter Halbleiter statt Röhren (Klystron- bzw. Magnetron-Röhren) zur Erzeugung der hohen Sendeleistung eingesetzt. Die bei Halbleiter-Verstärkern geringere realisierbare Sendeleistung wird dabei durch die Verwendung von längeren Pulsen zusammen mit Pulskompression im Radar-Empfänger kompensiert. Solche Anlagen sind bisher nur im militärischen Bereich üblich.

Die Abb. 7-22 zeigt zwei Spektren, die mit einer Bandbreite von 3 MHz bzw. 100 kHz am Flughafen München gemessen wurden. Es fallen jeweils zwei Signalspitzen auf, die vom Transponder des DME München-Süd bzw. vom Mittelbereichs-Radar Großhaager Forst stammen. Obwohl die Entfernung zum DME-Transponder nur ca. 20 m betrug, überschreitet das DME-Signal die Störfestigkeitskurve nicht. Bei den in Kapitel 6.4.2 beschriebenen Störfestigkeitsmessungen mit gepulsten Signalen wurde für das maximale Tastverhältnis eines DME von 3.84 % ohnehin nur eine maximal mögliche Degradation des \hat{S}/\hat{N} von 1.9 dB ermittelt, so dass Störungen des GPS-Empfangs durch das Signal eines einzelnen DME-Transponders im allgemeinen nicht zu erwarten sind.

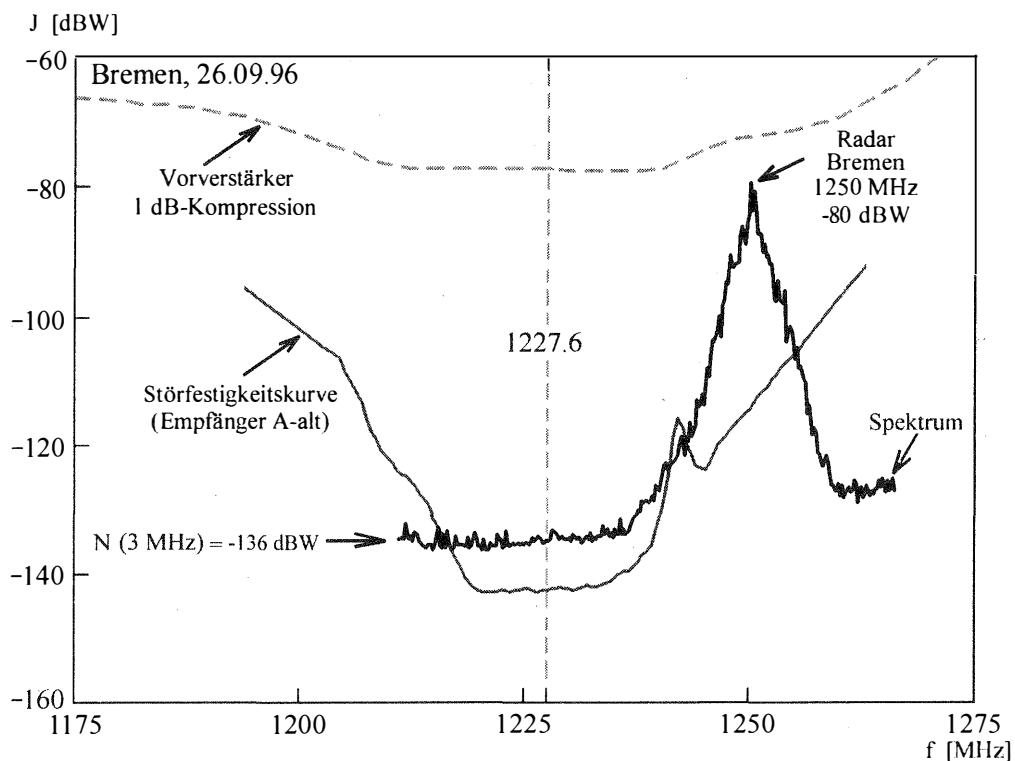


Abb. 7-21: Spektrum der Mittelbereichs-Radar-Anlage in Bremen

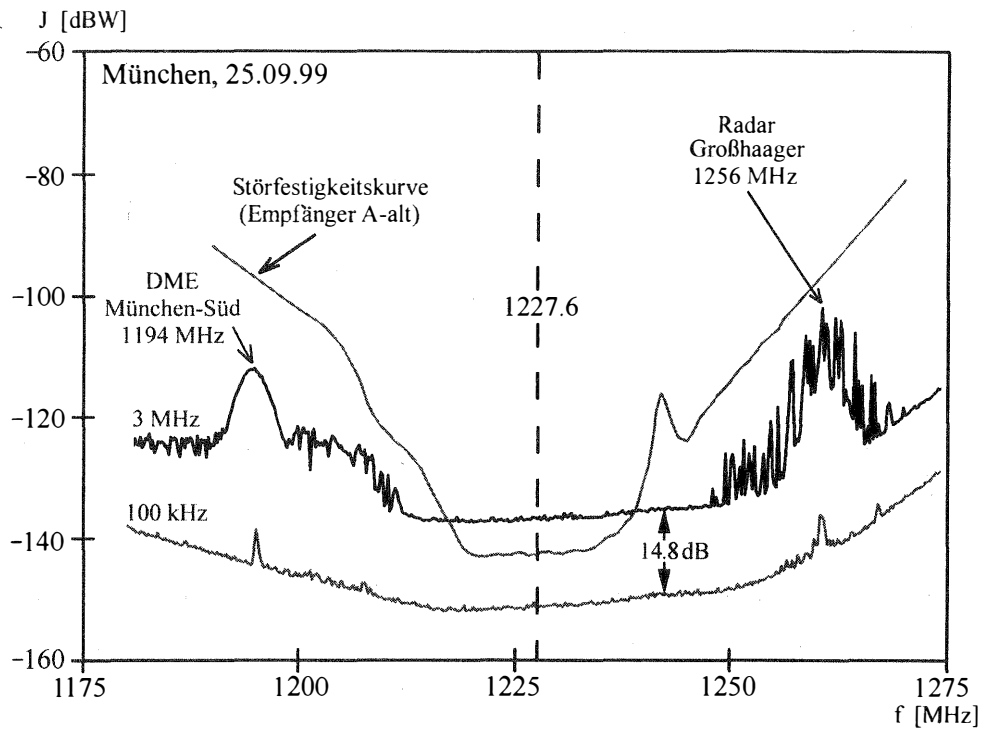


Abb. 7-22: Spektren mit Signalen von DME und Radar

8 Zusammenfassung und Diskussion der Ergebnisse

8.1 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Beeinträchtigung des Empfangs von Signalen des Satellitennavigationssystems GPS durch elektromagnetische Störungen.

In Kapitel 1 erfolgt eine Einleitung mit der Darstellung der Aufgabenstellung und des Stands der Wissenschaft vor Beginn der Arbeit.

Das Kapitel 2 beschreibt die Funktion von GPS-Empfängern und liefert dadurch die Grundlagen zum Verständnis der Wirkungsweise der Baugruppen, die einen Einfluss auf die Störfestigkeit eines GPS-Empfängers haben. Dabei wird detailliert auf die Besonderheiten moderner, digitaler Empfänger eingegangen. Ferner erfolgt eine Beschreibung der Gewinnung sowie der Nutzung der GPS-Rohdaten. Ein weiterer Schwerpunkt ist die Darstellung des Signal- zu Rauschleistungsverhältnisses S/N , das als Qualitätsmaß für die Güte des Empfangssignals dient. Darüber hinaus wird der Einfluss des S/N auf die Messgenauigkeit von Pseudorange bzw. Trägerphase sowie die Bit-Fehlerrate und die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von Cycle Slips dargestellt.

In Kapitel 3 werden Modelle für die Einwirkung von Störsignalen auf einzelne Baugruppen eines GPS-Empfängers präsentiert. Schwerpunkte bilden hier nichtlineare Effekte von Verstärkern, das Zusammenwirken verschiedener Filter, Einwirkung von Störsignalen auf Analog-/Digitalwandler und die Spreizung von Störsignalen durch die PN-Modulation. Ferner wird das Konzept einer Störfestigkeitskurve zur Beschreibung der Abhängigkeit der Störfestigkeit eines Empfängers von der Frequenz vorgestellt. Weitere Unterkapitel beschäftigen sich mit der Auswirkung von speziellen Störsignalen. Dazu zählen sinus-förmige, schmalbandige, gepulste, PN-modulierte Störsignale und breitbandiges Rauschen.

Das Kapitel 4 beschäftigt sich mit der Berechnung von Grenzwerten für die Leistung unterschiedlicher Typen von Störsignalen. Hier wird dargestellt welche Bedeutung die in Normen spezifizierten Grenzwerte haben, unter welchen Bedingungen diese anwendbar sind und wie man daraus Grenzwerte für andere Störsignaltypen herleiten kann. Ferner wird in diesem Kapitel anhand ausgewählter Beispiele die Berechnung der Reichweite von Störsignalen erläutert. Eine weitere Fragestellung die hier untersucht wird, ist wie groß der Frequenzabstand sein muss, den ein im angrenzenden Frequenzbereich betriebener Sender einhalten sollte, um eine Beeinträchtigung des GPS-Signals zu vermeiden.

Anschließend werden in Kapitel 5 verschiedene Techniken zur Detektion und zur Unterdrückung von Störsignalen beschrieben. Schwerpunkte sind hier die empfänger-interne Detektion durch eine Überwachung der Abtastwerte, die Detektion von Störeinflüssen auf den GPS-Rohdaten sowie die Detektion mit Hilfe der Spektralanalyse. Ferner werden ausgewählte Techniken beschrieben, die der Verbesserung der Störfestigkeit dienen können, wie z.B. die Verwendung besserer Filter, die externe Stützung sowie die Lineare Prädiktion.

Die Durchführung und die Ergebnisse von Labormessungen zur Bestimmung der Störfestigkeit von GPS-Empfängern werden in Kapitel 6 erläutert. Dabei werden besonders die Messung der Frequenzgänge von Antennen und der Kompressionspunkte von Vorverstärkern erläutert. Die verschiedenen Unterkapitel beschreiben die Störfestigkeitsmessungen von verschiedenen GPS-Empfängern durch die direkte Einspeisung von Störsignalen und gleichzeitige Beobachtung der daraus resultierenden Degradation des Signal- zu Rauschleistungsverhältnisses.

Kapitel 7 beschreibt die Durchführung von Feldmessungen in störfgefährdeten Gebieten und die dabei gewonnenen Ergebnisse. Hier werden vor allem Spektren dargestellt, die an verschiedenen Orten in Deutschland gemessen wurden. Diese werden zur Bewertung des Störpotentials mit Störfestigkeitsmasken und –kurven verglichen. Weitere Schwerpunkte sind die Beschreibung von Störungen durch Amateurfunkstationen und ihre Auswirkungen auf GPS-Rohdaten.

8.2 Ergebnisse der Arbeit

8.2.1 Fortschritte in der Theorie und bei der Modellbildung

Als Hauptdefizit der in der Literatur beschriebenen Modelle für die Störfestigkeit von GPS-Empfängern erwies sich die Vernachlässigung des Frequenzgangs der Hoch- und Zwischenfrequenzstufen (Prä-Korrelations-Frequenzgang). Hier schafft die Arbeit Abhilfe, indem sie die Verwendung der Frequenzgänge von Butterworth-Bandpässen vorschlägt. Diese sind nicht nur dazu geeignet die Auswirkungen von herkömmlichen, aus Spulen und Kondensatoren bestehenden Filtern zu beschreiben, sondern auch bis zu einem gewissen Grad die Wirkungsweise von modernen Oberflächenwellenfiltern (SAW-Filter).

Ferner erfolgt eine Weiterentwicklung der Modelle, die die Auswirkung von bandbegrenztem Rauschen als Stör-signal auf GPS-Empfänger beschreiben. Insbesondere wurde auch hier der Prä-Korrelations-Frequenzgang berücksichtigt. Darüber hinaus wurde ein Modell für die Auswirkung von bandbegrenztem Rauschen mit beliebigem Frequenzversatz gegenüber der GPS-Mittelfrequenz erarbeitet.

In dieser Arbeit wird erstmals die Nutzung des von einem GPS-Empfänger ermittelten \hat{S}/\hat{N} als Mittel zum Nachweis der Beeinträchtigung des GPS-Signals durch Störsignale beschrieben. Voraussetzung für eine qualitative Beurteilung der Auswirkung von Störsignalen ist allerdings, dass der verwendete GPS-Empfänger aus dem \hat{S}/\hat{N} einen Schätzwert für das physikalische S/N bzw. S/N_0 oder $S/(N_0 + N_{J,0})$ berechnet und ausgibt.

Im Rahmen dieser Arbeit erfolgt erstmals eine einheitliche Darstellung der Theorie zur Degradation des S/N bzw. \hat{S}/\hat{N} durch Störsignale an Analog/Digital-Wandlern. Dies erweist sich als hilfreich bei der Untersuchung, wie sich die Verwendung verschiedener Typen von A/D-Wandlern auf die Störfestigkeit von GPS-Empfängern auswirken.

Ferner wird eine Methode dargestellt die es erlaubt mit Hilfe eines Vergleichs von Störspektren mit Störfestigkeitskurven und –masken Störsignale zu erkennen und ihre Ursache zu ermitteln. Zwar wurde in der Literatur ([Kolb, W. 1995], [Groten, E., et al., 1996], [Gianniou, M., 1996], [Kuhn, M., 1996]) schon früher über die Auswirkungen von elektromagnetischen Störungen auf GPS-Messungen berichtet, jedoch stellen die Autoren dieser Berichte lediglich Mutmaßungen über ihre Ursachen an. Diese Arbeit geht darüber hinaus, in dem sie Störmechanismen beschreibt und Methoden zur Bewertung des Störpotentials von Signalen mit Hilfe ihres Spektrums darstellt. Zur Bewertung des Störpotentials wird erstmals die Einführung von Störfestigkeitskurven vorgeschlagen. Sie eignen sich zur Beschreibung der Frequenzabhängigkeit der Störfestigkeit und zur Abschätzung des Störpotentials schmalbandiger Störsignale.

8.2.2 Ergebnisse der Labormessungen

Die durchgeführten Störfestigkeitsmessungen von GPS-Empfängern haben gezeigt, dass bekannte Modelle für Störmechanismen die folgenden wichtigen Effekte nicht berücksichtigten:

- Auswirkung von Störsignalen, deren Frequenz nicht mit den beiden Trägerfrequenzen L1 und L2 von GPS übereinstimmt
- Wirkung von Hoch- und Zwischenfrequenzfiltern
- nichtlineare Verzerrungen in Verstärkern und Analog-/Digitalwandlern
- Auswirkung der automatischen Verstärkungsregelung
- Übersprechen von Störsignalen zwischen einzelnen Baugruppen der Empfänger

Bei der Störfestigkeit verschiedener Empfängertypen wurden große Unterschiede festgestellt. Insbesondere neuere Empfängertypen sind wesentlich störfester als dies von dem ICAO-Standard für GNSS-Empfänger in der Luftfahrt [ICAO-SARPs, 1999] gefordert wird.

8.2.3 Ergebnisse der Feldmessungen

Um einen Überblick über die Störsituation im Frequenzbereich von GPS in Deutschland zu gewinnen, wurden Feldmessungen durchgeführt. Dies geschah vorwiegend in der Nähe von Flughäfen und an Orten, von denen zuvor Störprobleme berichtet worden waren. Dabei erwies sich der Vergleich von gemessenen Störspektren mit Störfestigkeitsmasken bzw. Störfestigkeitskurven als geeignetes Mittel, um die Ursache von elektromagnetischen Störungen zu bestimmen.

Bei den Messungen traten keine Störprobleme auf, die die GPS-L1-Frequenz betrafen. An einigen Orten war der Empfang des L2-Signal durch Signale von Amateurfunk gestört. Ursache für die Störungen durch Amateurfunk waren Sender, die im Frequenzbereich oberhalb von 1240 MHz legal betrieben werden. Sie gehören zu einem europaweiten Richtfunknetzwerk aus Digipeater-Stationen und FM-Relais zur Übertragung von Daten bzw. Sprache. Die Auswertung der von Störungen durch Amateurfunk betroffenen Rohdaten führte zu folgenden Erkenntnissen:

Das von den GPS Empfängern ausgegebene \hat{S}/\hat{N} , das einen Schätzwert für das physikalische Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis S/N darstellt, reagierte sehr empfindlich auf Störsignale und eignet sich deshalb sehr gut als Indikator für das Auftreten von Störsignalen. Wenn die Störsignale zu schwach sind um ein Ausrasten der Code- bzw. Phasenregelschleifen zu verursachen, werden ihre Auswirkungen auf die Code- bzw. Trägerphase oft durch andere Effekte, wie z.B. die Zunahme des Rauschens bei Abnahme der Elevation des empfangenen Satelliten, überlagert. Alle Störsignale, die bei Feldmessungen registriert wurden, waren, bedingt durch die maximale Länge der auf die Amateurfunksignale aufmodulierten Datenpakete, höchstens 10 Sekunden lang ununterbrochen zu empfangen, so dass die von ihnen verursachte Zunahme des Messrauschens lediglich qualitativ beurteilt werden konnte.

8.2.4 Anwendung der erarbeiteten Methoden und Erkenntnisse

Die bei den Störfestigkeitstests von Satellitennavigationsempfängern gewonnenen Erkenntnisse waren hilfreich bei der Mitarbeit an der Ausarbeitung und Validierung des Kapitels „B.3.7 Resistance to Interference“ der Norm für Satellitennavigationsempfänger in der Luftfahrt [ICAO-SARPs, 1999], die in den Jahren 1997 bis 1999 für die International Civil Aviation Association (ICAO) erstellt wurde.

Ferner wurden im Rahmen der Arbeit die Grundlagen für eine Mitarbeit in verschiedenen Arbeitsgruppen der CEPT (Conférence Européenne des administrations des Postes et des Télécommunications (z.B. [Butsch, F. 1998a]), der ITU (International Telecommunication Union (z.B. [Butsch, F. 1999]) und der ICAO geschaffen (z.B. [Butsch, F. 1998b]. Dadurch war es möglich mit Hilfe der Analyse von Störszenarien auf die ausschließliche Reservierung des für GPS und GLONASS relevanten Frequenzbandes zwischen 1559 bis 1610 MHz hinzuarbeiten. Insbesondere wurde die Unvereinbarkeit der Nutzung des gleichen Frequenzbereichs durch Satellitennavigationssysteme und militärischen Richtfunk (Fester Funkdienst bzw. engl. fixed services) aufgezeigt. Speziell durch [Butsch, F. 1998b] konnte die ICAO davon überzeugt werden sich dieses Themas anzunehmen ([ICAO-Position, 1999], [ICAO-Resolution, 1999]). Darüber hinaus wurde bewirkt, dass auch die u.a. für Satellitennavigation zuständigen Arbeitsgruppen „Working Group 8 D“ der ITU und „Spectrum Engineering (SE28)“ der CEPT das Thema aufgriffen ([ITU-CPM, 1999] und [CEPT-CPM, 2000]). Es ist der Arbeit dieser beiden Gruppen zu verdanken, dass bei der World Radio Conference 2000 (WRC 2000) durchgesetzt werden konnte, die Zuweisung des Frequenzbandes 1559 bis 1610 MHz für den Festen Funkdienst ab 2005 auf einen sekundären Status zurückzustufen und ab 2015 ganz aus diesem Band zu streichen [ITU-WRC, 2000].

Bei den im Rahmen der Mitarbeit bei CEPT publizierten Funkverträglichkeitsuntersuchungen ([Butsch, F. 1998a], [Butsch, F. 1998b]) wurde darauf hingewiesen, dass der Prä-Korrelations-Frequenzgang zu berücksichtigen ist. Dies war zuvor bei den von anderen Autoren bei ITU und CEPT veröffentlichten Untersuchungen (z.B. in [ITU, 8D27-E, 1998]) nicht geschehen. Insbesondere durch die Unterstützung der Agence Nationale des Fréquences (französische Regulierungsbehörde für Post und Telekommunikation), die dieses Thema aufgriff, konnte durchgesetzt werden, dass bei neuen Funkverträglichkeitsuntersuchungen der Prä-Korrelations-Frequenzgang berücksichtigt wird. Zum Beispiel wird in [ITU-8D127-E, 1998] unter anderem erstmals die Bandbreite der Hochfrequenzfilter von GPS-Empfängern für eine Funkverträglichkeitsuntersuchung spezifiziert.

Die Veröffentlichung der Erkenntnis, dass die Ursache für GPS-Störprobleme in Deutschland Amateurfunk-Digipeater darstellen, die den Empfang des L2-Signals beeinträchtigen, hat dazu geführt dass ein Hersteller seine GPS-Empfänger gezielt verbessern konnte [Maenpa, J. et al., 1997]. Ferner können die Käufer von Empfängern mit Hilfe der Ergebnisse dieser Arbeit darauf dringen, dass die gelieferten Empfänger gegen die Digipeater-Signale hinreichend störfest sein müssen. In der Luftfahrt werden GPS-Empfänger, die in der Lage sind die L2-Frequenz zu empfangen, nicht an Bord von zivilen Flugzeugen eingesetzt werden. Hingegen ist eine Verwendung von L1/L2-Empfängern in Referenzstationen (RIMS = Ranging and Integrity Monitoring Stations) des Weitbereichs-DGPS-Systems EGNOS vorgesehen. Hier ist besonders auf mögliche Störungen durch Amateurfunk zu achten (an einem potentiellen Standort für eine RIMS in Berlin traten Digipeater-Signale auf). Dies gilt auch für die Referenzstationen, die für geodätische Zwecke (wie z.B. IGS) verwendet werden. Es empfiehlt sich eine Untersuchung der Störsituation vor der Aufstellung der Referenzstation durch ein Interference Monitoring System (z.B. dem GIMOS).

Die entwickelte Methode zur automatischen Messung der Störfestigkeit von GPS-Empfängern durch Auswertung des geschätzten \hat{S}/\hat{N} (wie Kapitel 6.4 beschrieben) wurde in leicht abgewandelter Form von der Industrie verwendet [Zimmer, M., 1998a] um die Störfestigkeit verschiedener GPS- bzw. GPS/GLONASS-Empfänger zu vergleichen.

Die im Rahmen der Arbeit entwickelte Methode zur Überwachung des Störspektrums (Interference Monitoring) findet bei der Deutschen Flugsicherung (DFS) Verwendung. Die DFS beauftragte ein Ingenieurbüro (Schönhofer Sales & Engineering, Siegburg) eine Interference-Monitoring-Anlage zu entwickeln und aufzubauen, deren Spezifikation auf den in dieser Arbeit beschriebenen Grundlagen basiert. Dieses „GNSS Interference Monitoring System“ (GIMOS) besteht aus einem DSP-Empfänger, einem GPS-Empfänger und einem Computer sowie der zur Steuerung, Datenakquisition und Auswertung notwendigen Software. Die DFS schreibt vor an Flugplätzen, an denen ein auf GPS basierendes Landeanflugsverfahren (bisher Nicht-Präzisionsanflüge) eingeführt wird, sowohl vor der Einführung als auch danach, in regelmäßigen Intervallen von einem Jahr ein zweitägiges Interference Monitoring durchzuführen. Ferner gibt es Überlegungen das GIMOS in ein Messflugzeug einzubauen um während der Flugvermessung von Landeanflugsverfahren Störquellen detektieren zu können. Darüber hinaus soll am Flughafen Frankfurt eine Interference Monitoring Station permanent betrieben werden.

8.3 Hindernisse

Ein wichtiges Ziel der Arbeit war die Schwachstellen bei der Störfestigkeit von GPS-Empfängern zu untersuchen. Es ist nicht verwunderlich, dass die Herstellerfirmen auf Grund der Befürchtung ökonomischer Nachteile nur in sehr begrenztem Maße zu einer Zusammenarbeit bereit waren. Ohne detaillierte Informationen über den Aufbau und die Systemparameter der getesteten GPS-Empfänger war es nur bedingt möglich, die theoretischen Modelle mit den Messergebnissen zu vergleichen. Insbesondere kann ein Mangel an Information nicht durch Intelligenz oder Erfahrung ausgeglichen werden.

Ein weiteres Problem war die Tatsache, dass nur wenige GPS-Empfängertypen aus dem ermittelten \hat{S}/\hat{N} einen Schätzwert für das physikalische S/N bzw. S/N_0 ermitteln und ausgeben. Auch stellen die Empfängerhersteller keine Formel bereit mit deren Hilfe dies nachträglich erfolgen kann. Im Rahmen der Arbeit wurde gezeigt, dass das \hat{S}/\hat{N} als Schätzwert für das S/N prinzipiell mit gleicher Zuverlässigkeit ermittelt werden könnte, wie dies bei Pseudorange- und Trägerphasenmesswerten möglich ist.

Auch die Ermittlung von Störquellen und die Untersuchung ihrer Reichweite war schwierig, da Behörden und Betreiber wie z.B. die Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post, die Bundeswehr oder Amateurfunker aus unterschiedlichen Gründen nur unzureichende Auskünfte über Standorte und Betriebsparameter gaben.

9 Literaturverzeichnis

- [AFmISBw, 1998] Mitteilung des Amtes für militärische Informationssysteme der Bundeswehr (AFmISBw), Rheinbach, Mai, 1998
- [Amoroso, F., 1983] F. Amoroso, „Adaptive A/D-Converter to suppress CW Interference in DSPN Spread-Spectrum Communications“, IEEE- Transactions on Communications, Vol. Com-31, No 10, 1983
- [Arnim, H.-K. et al., 1996] H.-K. v. Arnim, U. Petersen, R. Richter, „Funkverträglichkeitsuntersuchung GPS/INMARSAT“, Hansa – Zeitschrift für Schifffahrt, Schiffbau, Hafen, Hamburg, Nr. 7, Hamburg, 1996
- [ARINC 743A, 1993] Aeronautical Radio Inc., „GNSS Sensor“, ARINC 743A-1, Aeronautical Radio, Inc., Annapolis, 1993
- [Best, R., 1982] R. Best, „Theorie und Anwendungen der Phase Locked Loops“, At-Verlag, Aarau/Schweiz, 1982
- [Best, R., 1993] R. Best, „Handbuch der analogen und digitalen Filterungstechnik“, At-Verlag, Aarau/Schweiz, 1993
- [Breivik, K. et al.] K. Breivik, B. Forssell, C. Kee, P. Enge, T. Walter, „Estimation of Multipath Errors in GPS Pseudorange Measurements“, Navigation, Journal of ION, Vol. 44, No. 1, Spring 1997
- [Butsch, F. 1998a] F. Butsch, „Compatibility study between Radio Navigation Satellite Service in the 1559 – 1610 MHz Band and Fixed Service operation under RR S5.355 and S5.359“, SE-28(98) Doc103-Rev.2, Meeting der CEPT Spectrum Engineering Arbeitsgruppe SE-28, European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), Paris, 1998
- [Butsch, F. 1998b] F. Butsch, „Compatibility study between Radio Navigation Satellite Service and Fixed Service in the 1559 – 1610 MHz Band“, ICAO-GNSSP Meeting, Krasnojarsk, August, 1998
- [Butsch, F. 1998c] F. Butsch, „Interference Aspects of Combined GPS/GLONASS-Receivers“, ICAO-GNSSP Meeting, Krasnojarsk, August, 1998
- [Butsch, F. 1999] F. Butsch, „Required Guard Band for the protection of RNSS in the 1559 – 1610 MHz Band from Interference produced by Fixed Service“, ITU-WG/8D-Meeting, International Telecommunications Union Genf, April 1999
- [CEPT-CPM, 2000] Minutes of the Conference Preparatory Group for WRC-2000, CPG 2000-7, European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT), Ref. CEPT/ERC/ CPG2000(2000)66, Stockholm, 2000
- [Couch, L., 1993] L. W. Couch, „Digital and Analog Communication Systems“, Maxwell MacMillan, New York 1993
- [Davenport, Root, 1987] W. B. Davenport, W. L. Root, „An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise“, IEEE Press, New York, 1987
- [DARC, 1994] Liste der Digipeater des Deutschen Amateur Radio Clubs (DARC), ftp.tu-ilmenau.de/pub/msdos/ham/info/digis494.lst, Ilmenau, 1994,

- [Dierendonck, A., 1995] A.J. Van Dierendonck, „Understanding GPS Receiver Technology“, GPS World, 1995
- [Dierendonck, A., 1996] A.J. Van Dierendonck, in „Global Positioning System, Theory and Applications“ Progress in Aeronautics and Astronautics, Vol. 164, 1996
- [Dierendonck, A., et al., 1992] A. J. Van Dierendonck, P. C. Fenton, T. Ford „Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver“, in „Navigation“, Journal of the Institute of Navigation, Vol.39, Fall 1992, Alexandria, Virginia, 1992
- [Dierendonck, A., et al., 1997] A.J. Van Dierendonck, P. Fenton, C. Hegarty, „Proposed Airport Pseudolite Signal Specification for GPS Precision Approach Local Area Augmentation Systems“, ION-GPS 1997
- [Eisfeller, B., 1997] B. Eisfeller, „Ein dynamisches Fehlermodell für GPS Autokorrelationsempfänger“, Habilitationsschrift, Schriftenreihe, Studiengang Vermessungswesen, Universität der Bundeswehr, Neubiberg 1997
- [ERC-Report 25] „Frequency range 29.7 MHz to 105 GHz and associated european table of frequency allocations and utilisations“, ERC Report 25, Brugge, 1998, European Radiocommunications Committee (ERC), <http://www.ero.dk>
- [Fenton, P., et al., 1991] P. Fenton, W. Falkenberg, T. Ford, K. Ng, A. Van Dierendonck, „Novatel’s GPS Receiver. The High Performances OEM Sensor of the Future“, Proceedings of ION 91, Albuquerque, 1991
- [Föllinger, O., 1982] O. Föllinger, „Laplace- und Fourier-Transformation“, Verlag AEG-Telefunken, Berlin, 1982
- [Forssell, B., 1991] B. Forssell, „Radionavigation Systems“, Prentice Hall International 1991
- [FTZ, 1987] Kapitel 2.4.2 „Relaisfunkstellen“ in „Bestimmungen über den Amateurfunkdienst“, Fernmeldetechnisches Zentralamt (FTZ), Darmstadt, 1987
- [Freyer, U., 1995] U. Freyer „Frequenztafel Fernsehen und Satellitenempfang in Deutschland und Europa“, Franzis-Verlag, Poing, 1995
- [Gianniou, M., 1996] M. Gianniou, „Genauigkeitssteigerung bei kurzzeit-statischen und kinematischen Satellitenmessungen bis hin zur Echtzeitanwendung“, Dissertation, TU Darmstadt, 1996, DGK, Reihe C, Heft Nr. 458, München 1996
- [GIBS, 1999] W. Kolb, http://gibs.leipzig.ifag.de/cgi-bin/gps_trouble_pl.cgi, GPS-Informations- und Beobachtungssystem (GIBS), Bundesamt für Kartographie und Geodäsie (BKG), Leipzig, 1999
- [Göbel, E., Gültlinger, M., 1994] Göbel E., Gültlinger, M., „Störungen von GPS-Messungen durch Funkanlagen“, interner Bericht des Landesvermessungsamts Baden-Württemberg mit Unterstützung des Deutschen Amateur Radio Clubs, 1994
- [Goiser, A., 1998] A. Goiser, „Handbuch der Spread-Spectrum Technik“, Springer, Wien, 1998,
- [GPS-ICD200C] „GPS-Interface Control Document, ICD 200C“, ARINC-Research Corporation, El Segundo, CA, USA, 1997
- [Gültlinger, M., 1994] Persönliche Mitteilung von M. Gültlinger, Landesvermessungsamt Baden-Württemberg, 1994

- [Groten, E., et al., 1996] E. Groten, M. Gianniou, A. Mathes, „Influence of an Airport Radar on GPS-Positioning Including Ambiguity Resolution On-The-Fly“, Artificial Satellites, Planetary Geodesy No. 28, Vol 31, 1996
- [Hartl, P., 1988] P. Hartl, „Fernwirktechnik der Raumfahrt“, Springer-Verlag, Berlin, 1988
- [HPE3283S, 1995] Datenblatt zu dem Gerät „HP E3238S“ von Hewlett Packard, [http://www.tmo.hp.com/tmo/ Notes](http://www.tmo.hp.com/tmo/Notes), Palo Alto, 1995
- [HPE6404A, 1998] Datenblatt zu dem Gerät „HP E6404A“ von Hewlett Packard, [http://www.tmo.hp.com/tmo/ Notes](http://www.tmo.hp.com/tmo/Notes), Palo Alto, 1998
- [HP8559A] „Spectrum Analyzer HP8559A, Operation and Service Manual“ Hewlett Packard, Santa Rosa, USA, 1983
- [Hegarty, C, 1997] C. Hegarty, „Analytical Derivation of Maximum Tolerable In-band Interference Levels for Aviation Applications of GNSS“, Navigation, Journal of ION, Vol. 44, No. 1, Spring 1997
- [Hofmann-Wellenhof, B., et al., 1992] B. Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger, J. Collins: „Global Positioning System, Theory and Practice“ Springer 1992
- [Holmes, J, 1982] J. Holmes, „Coherent Spread Spectrum Systems“, Wiley, New York Wiley, 1982
- [Holzwarth, G., 1994] Persönliche Mitteilung von G. Holzwarth, Landesamt für Flurneuordnung, Kornwestheim, 1994
- [ICAO-Position, 1999] „ICAO Position on Issues of Critical Concern to Civil Aviation to be Decided at the ITU World Radiocommunication Conference 2000“, Ref. E 3/5-99/74, International Civil Aviation Organization (ICAO), Montreal, 1999
- [ICAO-Resolution, 1999] „A32-13: Support of the ICAO Policy on Radio Frequency Spectrum Matters“, Resolution No. A32-13 der ICAO Assembly, International Civil Aviation Organization (ICAO), Montreal, 1999, http://www.icao.org/icao/en/res/a32_13.htm
- [ICAO-SARPs, 1999] „Standards and Recommended Practices for Airborne GNSS-Receiver“ (SARPs), Final Draft, International Civil Aviation Organization (ICAO), Montreal, 1999
- [ITU-CPM, 1999] „Report to the 2000 World Radiocommunication Conference (WRC-2000) to Address Preparatory Studies for the next Conference after WRC-2000“, International Telecommunication Union (ITU) – Conference Preparatory Meeting (CPM) – Ref. Addendum 1 to Administrative Circular CA/64, Genf, 1999
- [ITU-WRC, 2000] „Provisional Final Acts World Radio Conference WRC-2000, Istanbul, June 2000“, International Telecommunication Union, Genf, 2000
- [ITU, 8D27-E, 1998] „On the Feasibility of Making Allocations For MSS in the Band 1559–1567 MHz“, ITU Document 8D/27-E, International Telecommunication Union, Radio Communications Study Group, Genf, 1998
- [ITU-8D127-E, 1998] „Draft modification of new recommendation, technical characteristics of current and prospective aeronautical radio navigation receivers to be considered in interference studies“, ITU Document 8D/127-E, International Telecommunication Union, Radio Communications Study Group, Genf, 1998

- [ITU-RM.1088] „GPS Receiver Characteristics“, ITU-Recommendation ITU-R M.1088, Annex I, International Telecommunication Union, Genf, 1994
- [Kleusberg, A., Teunissen P., 1996] A. Kleusberg, P. Teunissen, „GPS for Geodesy“, Springer-Verlag, Berlin, 1996
- [Kolb, W. 1995] W. Kolb, „Kampagne zur Untersuchung von Interferenzen durch Störquellen an GPS-Empfängern“, interner Bericht des Instituts für Angewandte Geodäsie (IFAG bzw. BKG), Frankfurt, 1995
- [Kuhn, M., 1996] M. Kuhn, „Störungen von Digipeater Stationen auf GPS-Messungen“, interner Bericht des Geodätischen Instituts der Universität Karlsruhe, 1996
- [Lipp, A., 1994] Persönliche Mitteilung von A. Lipp, Institut für Flugführung, Universität Braunschweig, 1994]
- [Lyusin S., Khazanov, I., 1997] S. Lyusin, I. Khazanov, Ashtech, Inc. Moscow, „Techniques for Improving Anti-Jamming Performance of Civil GPS/GLONASS Receiver“, Proceedings of ION97, Kansas-City, 1997
- [Macom, Inc, 1999] Datenblatt der Antenne ANP-C 111 von M/A-COM INC., <http://www.macom.com>, 1999
- [Maenpa, J. et al., 1997] J. Maenpa, M. Balodis, G. Walter, J. Sandholzer, „New Interference Rejection Technology from Leica, ION-GPS 1997
- [Mansfeld, W, 1994] W. Mansfeld, „Funkortungs- und Funknavigationsanlagen“, Hüthig-Verlag, Heidelberg, 1994
- [Mayflower, Pat.] US-Patent 5,268,927, Mayflower Communications, Reading Massachusetts
- [Mensen, H., 1993] H. Mensen, „Moderne Flugsicherung“, Springer-Verlag, Berlin, 1993
- [Mitel, 1998] Datenblatt des SAW-Filters DW9255, „35.42 MHz SAW Filter for GPS Receivers“, <http://www.gpsemi.com>, Mitel Semiconductor, Swindon, U.K., 1998
- [MOPS, Do-208, 1991] RTCA, „Minimum Operational Performance Standards for Airborne Supplemental Navigation Equipment using Global Positioning System (MOPS/Do-208)“, Washington, 1991
- [Murata, 1999] Datenblatt des dielektr. Filters DFC21R57P002HHA von Murata Electronics North America, <http://www.ijjnet.or.jp/murata/>, 1999
- [Owen, J., et. al., 1998] M. Powe, G. Hatto, J. Owen, „GNSS Frequency protection requirements“, Defence Evaluation Research Agency (DERA), Farnborough, 1998
- [Parkinson, B., et al., 1996] B. Parkinson, J. Spilker, P. Axelrad, P. Enge Editors „Global Positioning System: Theory and Applications“, American Institutes of Astronautics and Aeronautics, Washington, 1996
- [Plessey, 1995a] „GPS Builder-2 Designer’s Guide“, Handbuch und Quell-Code zum Experimental-empfänger GPS-Builder-2, GEC Plessey Semiconductors, Swindon/UK, 1995
- [Plessey, 1995b] Datenblatt des GP2021 Chips, „GP2021, GPS 12 Channel Correlator with Microprocessor Support Functions“, Publication No. DS 4077, Issue No.1.6, GEC Plessey Semiconductors, Swindon/UK, 1995
- [Proakis, J., 1989] J. G. Proakis, „Digital Communications“, McGraw-Hill, New York, 1989
- [Racal, 1997] „MCS-3000/6000 Satcom System“, Datenblatt, Racal Avionics, Raynes Park/UK, 1997

- [Rinne, H., 1997] H. Rinne, „Taschenbuch der Statistik“, 2. Auflage, Verlag Harry Deutsch, Frankfurt, 1997
- [Rothammel, K. 1991] K. Rothammel, „Antennenbuch“, Franckh-Kosmos Verlag, Stuttgart, 1991
- [RTCA, Do-104] Dokument Do-104, „Pseudolite Signal Specification“, Radio Technical Commission for Aviation (RTCA)
- [RTCA, Do-235, 1997] „Assessment of Radio Frequency Interference Relevant to the GNSS“, RTCA Do-235, Radio Technical Commission for Aeronautics, Washington D.C., 1997
- [RTCA-SC-159, 1997] „Pseudolite Signal Structure Design Recommendations“, Radio Technical Commission for Aviation, RTCA SC-159 WG4 3/97
- [Schnorrenberg, W. 1990] W. Schnorrenberg, „Spektrumanalyse“, Vogelverlag, Würzburg, 1990
- [Sluiter, P., 1997] P. G. Sluiter, „Interference to GPS by Packet Radio Networks“, GPS Nieuwsbrief, 11th year, No. 2, November 1997, Netherlands Geodetic Commission, Working Group on Applied Space Geodesy, Delft, 1997
- [Siemens FM1000] „Radio Relay System FM 1000“, Siemens AG, München
- [Spilker, J., 1977] J.J. Spilker jr., „Digital Communications by Satellite“, Chap. 18: „Delay-Locked Tracking of Pseudonoise Signals“, Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1977
- [Spilker, J., 1980] J. J. Spilker jr., „GPS Signal Structure and Performance Characteristics“, Institute of Navigation, 1980
- [Taub H., Schilling, D., 1986] H. Taub, D. Schilling, „Principles of Communication Systems“, McGraw-Hill, New York 1986
- [Toko, 1999] Datenblätter zu dielektr. Filtern
<http://www.tokoam.com/dielect/tdf/1575a11.htm>, Toko Inc., Tokyo, Japan, 1999,
- [USGS, 1994] „Coastline Extractor“ des US Geological Survey (USGS), Woods Hole, 1994, <http://crusty.er.usgs.gov/coast/getcoast.html>
- [Vaseghi, S., 1996] Saeed Vaseghi, „Advanced Signal Processing and Digital Noise Reduction“, Wiley/Teubner, Stuttgart 1996
- [Ward, P., 1994] P. Ward, „Dual Use of Military Anti-Jam GPS Receiver Design Techniques for Commercial Aviation RF Interference Integrity Monitoring“, Proceedings of 50th Annual Meeting of ION, Institute of Navigation, Colorado Springs, 1994
- [Ward, P., 1998] P. Ward, „Understanding GPS, Principles and Applications“, E.D. Kaplan, Editor, Artech House Boston, London 1996,
- [Zhuang, W., 1992] W.H. Zhuang, „Composite GPS Receiver Modelling, Simulations and Applications“, Ph.D. Thesis, University of New Brunswick, 1992
- [Zimmer, M., 1998a] M. Zimmer, „Interferenz-Störfähigkeit der GNSS-Empfänger ASN-22 und GG 24“, interner Bericht der Daimler-Benz Aerospace (DASA), Ulm, 1998
- [Zimmer, M., 1998b] Persönliche Mitteilung von M. Zimmer, Daimler-Benz Aerospace (DASA), Ulm, 1998

10 Verzeichnis der Abbildungen und Tabellen

Abbildungen

Abb. 2-1: Modulation des Trägers mit PN-Code und Daten.....	22
Abb. 2-2: Leistungsspektrum eines PN-Codes	23
Abb. 2-3: Signalpfad von der Antenne bis zum A/D-Wandler.....	26
Abb. 2-4: Gewinn als Funktion des Elevationswinkels	27
Abb. 2-5: Frequenzgang eines dielektrischen Filters.....	30
Abb. 2-6: Butterworth-Filter 5. Ordnung und typisches SAW-Filter.....	31
Abb. 2-7: Wirkung eines SAW-Filters auf das Leistungsdichtespektrum von GPS.....	32
Abb. 2-8: AKF eines idealen PN-Codes	36
Abb. 2-9: Entstehung der Kennlinie eines einfachen DLL-Diskriminators mit $d = 1$	37
Abb. 2-10: Prinzip einer Code-Regelschleife	37
Abb. 2-11: Phasenregelschleife nach Costas.....	38
Abb. 2-12: Digitale Code-Regelschleife	40
Abb. 2-13: Digitale Phasenregelschleife.....	41
Abb. 2-14: Grundstruktur eines Satellitenkanals	42
Abb. 2-15: Verschiedene Techniken zur Auswertung des Y-Codes.....	45
Abb. 2-16: Optimierung des \hat{S}/\hat{N} im Suchraum.....	55
Abb. 2-17: Pseudorange-Standardabweichung als Funktion des S/N_0	58
Abb. 2-18: Trägerphasen-Standardabweichung als Funktion des S/N_0	59
Abb. 2-19: Mittlere Zeit \bar{T} zwischen zwei Cycle Slips als Funktion des S/N_0	60
Abb. 2-20: Abhängigkeit der Bit-Fehlerrate P_e vom S/N_0	63
Abb. 3-1: Definition des Kompressionspunktes	68
Abb. 3-2: Spiegelfrequenzdämpfung	71
Abb. 3-3: Signale am Analog-/Digitalwandler (nicht maßstabsgetreu)	72
Abb. 3-4: Amplitudenverteilung der verrauschten Chips eines PN-Codes	73
Abb. 3-5: Amplitudenverteilungen an Ein- und Ausgang eines 2-Bit A/D-Wandlers.....	74
Abb. 3-6: Amplitudenverteilungen von Nutzsignal, Rauschen und Gesamtsignal	76
Abb. 3-7: Konversionsverlust als Funktion des J/S -Verhältnisses.....	78
Abb. 3-8: Spreizung und Entspreizung des GPS-Signals.....	80
Abb. 3-9: Spektren vor der Multiplikation mit dem generierten Code	81
Abb. 3-10: Spektren der Multiplikation mit dem generierten Code.....	82
Abb. 3-11: Abhängigkeit des effektiven S/N_0 von Störleistung J und Störfrequenz f_J	87
Abb. 3-12: Ausschnitt aus realer AKF des C/A-Codes mit Nebenmaxima.....	89
Abb. 3-13: Vergleich von Leistungsdichte- und Linienspektrum des C/A-Codes	90
Abb. 3-14: Berechnung der FDR bei unsymmetrischem und bei zentriertem Rauschband	92
Abb. 3-15: R als Funktion von Frequenz f_J und Bandbreite B_J	93
Abb. 3-16: Radar-Signal	96
Abb. 3-17: Impuls-förmiges Signal	96

Abb. 3-18: Verringerung der Bandbreite.....	99
Abb. 3-19: Verschiedene Filtertypen für das L2-Signal.....	99
Abb. 3-20: Grundprinzip der Störsignalunterdrückung durch Prädiktion.....	101
Abb. 3-21: Verschiedene Störsignalunterdrückungsverfahren.....	103
Abb. 4-1: $S/N_{0,eff}$ als Funktion der Störleistung J für die Elevationswinkel 0° , 5° und 90°	107
Abb. 4-2: Abhängigkeit der Interferenzschwelle von der Bandbreite.....	109
Abb. 4-3: Schutzband für bandbegrenzte Rauschen als Störsignal.....	112
Abb. 4-4: Mindestabstand als Funktion des Frequenzversatzes.....	113
Abb. 4-5: Spektrum des TV-Kanals 27 nach Verdreifachung der Frequenz.....	115
Abb. 5-1: Signale und ihre Amplitudenverteilung.....	117
Abb. 5-2: Interferenzdetektion durch Überwachung der Abtastwerte.....	118
Abb. 5-3: Messaufbau.....	122
Abb. 5-4: Bedeutung der Messbandbreite.....	122
Abb. 5-5: Bedingungen bei der Detektion von Störsignalen.....	124
Abb. 5-6: L1-Interferenzmaske [ICAO-SARPs, 1999].....	127
Abb. 5-7: Sweep-Rate als Funktion der Bandbreite.....	130
Abb. 5-8: Konzept für ein Interference Monitoring System.....	132
Abb. 5-9: Maske für das \hat{S}/\hat{N}_0	133
Abb. 6-1: Schrittweise Verengung des Kanals von der Antenne bis zum SAW-Filter.....	134
Abb. 6-2: Gewinn von verschiedenen Antennentypen im L1-Frequenzbereich.....	135
Abb. 6-3: Gewinn von verschiedenen Antennentypen im L2-Frequenzbereich.....	136
Abb. 6-4: Kompressionsverhalten verschiedener Vorverstärkertypen.....	137
Abb. 6-5: Gruppenlaufzeit t_g als Funktion der Frequenz.....	138
Abb. 6-6: Frequenzgang des Kompressionspunkts bei drei Vorverstärkertypen.....	138
Abb. 6-7: Spektrum am Ausgang des Vorverstärkers A.....	140
Abb. 6-8: Spektrum am Ausgang des Vorverstärkers B.....	140
Abb. 6-9: Spektrum am A/D-Wandler bei unterschiedlichen Störpegeln.....	141
Abb. 6-10: Spannung am A/D-Wandler bei unterschiedlichen Störpegeln.....	142
Abb. 6-11: Messaufbau für die automatische Störfestigkeitsmessung.....	143
Abb. 6-12: Verstärkungen von Vorverstärkern und Dämpfung von Kabel und Bias-T.....	144
Abb. 6-13: Degradation des \hat{S}/\hat{N} als Funktion der Störleistung (Empfängertyp D).....	146
Abb. 6-14: Gemessene Schwellen und J_{th}	147
Abb. 6-15: Störfestigkeitskurven von zwei verschiedenen GPS-Empfängertypen.....	147
Abb. 6-16: Degradation des \hat{S}/\hat{N} als Funktion des Tastverhältnisses α	149
Abb. 6-17: Störfestigkeitskurven eines kombinierten GPS/GLONASS-Empfängers.....	150
Abb. 7-1: Messaufbau für die Feldmessungen.....	151
Abb. 7-2: Orte, an denen Feldmessungen durchgeführt wurden.....	152
Abb. 7-3: Transformation des gemessenen Spektrums an den Eingang des Vorverstärkers.....	154
Abb. 7-4: Vergleich des Spektrums mit Interferenz-Maske und Störfestigkeitskurve.....	154
Abb. 7-5: Amateurfunk-Digipeater-Netzwerk.....	155

Abb. 7-6: Netzwerk der Amateurfunk-Digipeater im Raum Stuttgart	156
Abb. 7-7: Störspektren in Laichingen und Störfestigkeitskurve	157
Abb. 7-8: Störfestigkeitskurven für die GPS-L1-Frequenz und Digipeater-Spektrum	158
Abb. 7-9: Störleistung als Funktion von Frequenz und Zeit	158
Abb. 7-10 Degradation des \hat{S}/\hat{N} als Funktion der Störleistung	159
Abb. 7-11: Störfestigkeitskurve u. Kurven für 3 dB-Degradation bzw. Ausrastschwelle	160
Abb. 7-12: Gleichzeitige Bewertung mehrerer Störsignale	160
Abb. 7-13: \hat{S}/\hat{N} des L1 bzw. L2-Signals bei Digipeater-Störungen.....	162
Abb. 7-14: Pseudorange-Messwert des L1 bzw. L2-Signals.....	162
Abb. 7-15: Zweite Ableitungen der Pseudorange-Messwerte.....	164
Abb. 7-16: Trägerphasenmesswerte des Satelliten 9.....	165
Abb. 7-17: Differenz der L2- und der L1-Trägerphasen.....	165
Abb. 7-18: \hat{S}/\hat{N} des L2-Signals von A-alt und A-neu.....	166
Abb. 7-19: Ableitungen der Differenz zwischen den L1- bzw. L2-Pseudoranges	167
Abb. 7-20: Differenz der L2- und der L1-Trägerphasen.....	168
Abb. 7-21: Spektrum der Mittelbereichs-Radar-Anlage in Bremen.....	170
Abb. 7-22: Spektren mit Signalen von DME und Radar.....	171
Abb. 10-1: Butterworth-Bandpass-Filter der Ordnung 2, 3 bzw. 5	191

Abbildungen im Anhang

Abb. A 1: Frequenzbelegung im L1-Frequenzbereich	195
Abb. A 2: Frequenzbelegung im L2-Frequenzbereich	196
Abb. A 3: Bei verschiedenen Universitäten gemessene Spektren	197
Abb. A 4: An verschiedenen Orten im Feld gemessene Spektren.....	198

Tabellen

Tab. 2-1: Eigenschaften des GPS-Signals [Spilker, J., 1980].....	21
Tab. 3-1: Vergleich verschiedener Störsignalunterdrückungstechniken	102
Tab. 4-1: Berechnung des ungestörten S/N_0 für den C/A-Code.....	105
Tab. 4-2: Eigenschaften des Richtfunksenders	113
Tab. 4-3: Berechnung der Störreichweite eines Senders mit 1 W EIRP.....	114
Tab. 4-4: Berechnung der Störreichweite von Amateurfunk-Digipeatern.....	114
Tab. 4-5: Berechnung der Störreichweite eines TV-Senders.....	115
Tab. 4-6: Berechnung der Störreichweite eines Senders des taktischen Richtfunks	116
Tab. 5-1: Parameter der Einzelkomponenten	125
Tab. 5-2: Berechnungen zur Messempfindlichkeit.....	126
Tab. 5-3: Innerhalb der Bandbreite B um L1-Frequenz auftretende Leistungen.....	126
Tab. 5-4: Sweep-Zeiten für einen Span von 100 MHz.....	129
Tab. 6-1: Störfestigkeitswerte bei der GPS-L1-Frequenz	146

A Anhang

A.1 Verwendete Integrale

$$\int_{-\infty}^{\infty} \text{SINC}^2(\pi T_C f) df = \frac{1}{T_C} \quad (\text{A-1})$$

$$\int_{-\frac{1}{T_C}}^{\frac{1}{T_C}} \text{SINC}^2(\pi T_C f) df = \frac{2}{T_C} \frac{\text{Si}(2\pi)}{\pi} \approx \frac{0.903}{T_C} \quad (\text{A-2})$$

Mit:

$$\text{Si}(x) = \int_0^x \sin(t) dt \quad \text{Integralsinus}$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \text{SINC}^4(\pi T_C f) df = \frac{2}{3} \frac{1}{T_C} \quad (\text{A-3})$$

$$H(f) = \left[\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-j2\pi ft} dt \right] = T \cdot \text{SINC}(\pi Tf) \quad (\text{A-4})$$

A.2 Mittelwerte trigonometrischer Funktionen

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \cos^2(2\pi ft + \varphi) df = \frac{1}{2} \quad (\text{A-5})$$

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \sin^2(2\pi ft + \varphi) df = \frac{1}{2} \quad (\text{A-6})$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \cos(2\pi ft + \varphi) df = \text{SINC}^2(\pi f T) \cos(\pi f T + \varphi) \quad (\text{A-7})$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin(2\pi ft + \varphi) df = \text{SINC}^2(\pi f T) \sin(\pi f T + \varphi) \quad (\text{A-8})$$

A.3 Spektrum des Produkts zweier Signale

Allgemein gilt, dass die Fourier-Transformierte des Produktes aus zwei Signalen sich aus der Faltung ihrer Amplitudenspektren ergibt [Föllinger, O., 1982]:

$$Z(f) = F\{x(t) \cdot y(t)\} = X(f) * Y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} X(\tilde{f}) \cdot Y(f - \tilde{f}) d\tilde{f} \quad (\text{A-9})$$

Mit:

$Z(f)$: Amplitudenspektrum des Produktes $z(t) = x(t) \cdot y(t)$

$F\{\}$: Fourier-Transformation

$x(t), y(t)$: Verlauf der Signale im Zeitbereich

$X(f), Y(f)$: Amplitudenspektren der einzelnen Signale

$*$: Faltungsoperator

A.4 Faltung im Frequenzbereich

Die Faltung wiederum lässt sich leichter durchführen, wenn man die einzelnen Spektren einer Fourier-Transformation unterwirft. Dadurch erhält man die Spektren der Spektren (Cepstren) Diese werden anschließend miteinander multipliziert und das Ergebnis zurücktransformiert:

$$F\{Z(f)\} = F\{X(f)\} \cdot F\{Y(f)\} \quad (\text{A-10})$$

↓

$$Z(f) = F^{-1}\{X(f) \cdot Y(f)\} \quad (\text{A-11})$$

Mit:

$F\{\}$: Fourier-Transformation

$F^{-1}\{\}$: Inverse Fourier-Transformation

A.5 Übertragungsfunktion eines Integrate & Dump-Filters:

Das Filter hat eine rechteck-förmige Impulsantwort:

$$h(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (\text{A-12})$$

Mit:

T : Integrationszeit des Filters

Die Übertragungsfunktion ergibt sich aus der Fourier-Transformation der Impulsantwort mit Hilfe von (A-4):

$$\begin{aligned}
 H(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j2\pi f t} dt = \int_0^T 1 \cdot e^{-j2\pi f t} dt \\
 &= \left[\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} 1 \cdot e^{-j2\pi f t} dt \right] e^{-j(2\pi \frac{T}{2} f)} = T \cdot \text{SINC}(\pi T f) \cdot e^{-j(\pi T f)}
 \end{aligned} \tag{A-13}$$

A.6 Definition der äquivalenten Rauschbandbreite

$$\int_{-\infty}^{\infty} H^2(f) df = B \cdot H_{\max}^2 \tag{A-14}$$

Mit:

B : äquivalente Rauschbandbreite

$H(f)$: Übertragungsfunktion des Bandpass-Filters

H_{\max} : Maximalwert der Übertragungsfunktion

A.7 Äquivalente Rauschbandbreite eines Integrate & Dump-Filters

Aus der Übertragungsfunktion des Integrate and Dump-Filters nach Gl. (A-13) ergibt sich mit Hilfe von Gl. (A-14):

$$\begin{aligned}
 H(f) &= T \cdot \text{SINC}(\pi T f) \cdot e^{-j(\pi T f)} \\
 H_{\max}^2 &= T^2
 \end{aligned} \tag{A-15}$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} H^2(f) df = T = B \cdot H_{\max} \quad \Rightarrow \quad B = \frac{1}{T} \tag{A-16}$$

Mit:

$T = M \cdot \Delta t$: Integrationszeit, z.B. 20 ms

M : Zahl der aufsummierten Werte z.B. ≥ 40920 beim C/A-Code

Δt : Abstand zwischen zwei Abtastwerten

B : äquivalenten Rauschbandbreite

A.8 Mischung zweier Signale

$$\cos(\omega_1 t) \cdot \cos(\omega_2 t) = \frac{1}{2} \cos[(\omega_1 - \omega_2) t] + \frac{1}{2} \cos[(\omega_1 + \omega_2) t] \tag{A-17}$$

$$\sin(\omega_1 t) \cdot \sin(\omega_2 t) = \frac{1}{2} \cos[(\omega_1 - \omega_2) t] - \frac{1}{2} \cos[(\omega_1 + \omega_2) t] \tag{A-18}$$

Aus den Gleichungen (A-17) und (A-18) folgt dass, wenn ein Basisbandsignal mit der Bandbreite B mit einem hochfrequenten Träger der Frequenz f_T gemischt wird, sich ein HF-Signal im Frequenzbereich $f_T \pm B$ d.h. mit doppelter Bandbreite aber halber Leistungsdichte ergibt. Das heißt, einer Tiefpass-Filterung im Basisband mit der Bandbreite B entspricht eine Filterung im HF-Bereich mit der Bandbreite $2 \cdot B$.

A.9 Bandpass-Filter nach Butterworth

In den verschiedenen Baugruppen von GPS-Empfängern finden überwiegend Bandpässe nach Butterworth Verwendung. Ihre Übertragungsfunktion kann durch eine Tiefpass-Bandpass-Transformation aus Prototyp-Tiefpässen gewonnen werden. Für die Übertragungsfunktion eines Butterworth-Tiefpass-Filters n -ter Ordnung gilt [Best, R., 1993]:

$$H_{TP}(S) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^n \zeta_i S^i} \quad (\text{A-19})$$

Die Koeffizienten ζ_i sind dabei so gewählt, dass gilt:

$$\left| H_{TP}\left(S = j \frac{\omega}{\omega_0}\right) \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}} \quad (\text{A-20})$$

Mit:

ζ_i : Filterkoeffizienten, aus Tabellenbüchern wie z. B. [Best, R., 1993]

S : Laplace-Operator

n : Ordnungszahl des Filters

ω_0 : Grenzfrequenz des Filters

Die Berechnung des Bandpass-Filters erfolgt durch eine Tiefpass-Bandpass-Transformation durch die folgenden Substitutionen:

$$S = s + \frac{\omega_0^2}{s}$$

$$\omega_0 = 2 \cdot \Delta\omega$$

Mit:

S, s : Laplace-Operator vor bzw. nach der Transformation

Damit erhält man für den Butterworth-Bandpass-Filter 2. Ordnung folgende Übertragungsfunktion:

$$H_{B2}(s) = \frac{1}{1 + \left(\frac{s + \omega_0^2}{s} \right) \frac{0.7071}{\Delta\omega} + \left(\frac{\left(\frac{s + \omega_0^2}{s} \right)^2}{2 \cdot \Delta\omega} \right)^2} \quad (\text{A-21})$$

Für den Butterworth-Bandpass-Filter 3. Ordnung folgt:

$$H_{B3}(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s + \omega_0^2}{2 \cdot \Delta\omega} \right) \left[1 + \left(\frac{s + \omega_0^2}{s} \right) \frac{0.5}{\Delta\omega} + \left(\frac{\left(\frac{s + \omega_0^2}{s} \right)^2}{2 \cdot \Delta\omega} \right)^2 \right]} \quad (\text{A-22})$$

Für den Butterworth-Bandpass-Filter 5. Ordnung folgt:

$$H_{B5}(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s + \omega_0^2}{2 \cdot \Delta\omega} \right) \left[1 + \left(\frac{s + \omega_0^2}{s} \right) \frac{0.809}{\Delta\omega} + \left(\frac{\left(\frac{s + \omega_0^2}{s} \right)^2}{2 \cdot \Delta\omega} \right)^2 \right] \left[1 + \left(\frac{s + \omega_0^2}{s} \right) \frac{0.309}{\Delta\omega} + \left(\frac{\left(\frac{s + \omega_0^2}{s} \right)^2}{2 \cdot \Delta\omega} \right)^2 \right]} \quad (\text{A-23})$$

Mit:

s : Laplace-Operator, kann im eingeschwungenen Zustand ersetzt werden durch $s = j\omega$

ω_0 : Mittenfrequenz,

$2\pi \cdot f_{HF}$, bei Filter im Vorverstärker,

$2\pi \cdot f_{ZF}$, bei Zwischenfrequenzfilter

$\Delta\omega$: einseitige Bandbreite, mit $\Delta\omega = 2\pi \cdot f$

Der Frequenzgang eines Butterworth-Bandpass-Filters i-ter Ordnung berechnet sich wie folgt:

$$a_{B,i}(f, f_0, B) = 20 \cdot \log |H_{B,i}(s)| \quad (\text{A-24})$$

Mit:

$H_{B,i}$: Übertragungsfunktion des Butterworth-Filters i-ter Ordnung
nach den Gleichungen (A-21), (A-22) bzw. (A-23), mit $i \in \{2, 3, 5\}$

$s = j2\pi(f - f_0)$: Laplace-Variable ohne Realteil, verschoben um die Frequenz f_0

$\Delta\omega = 2 \cdot \pi B$: zweiseitige Bandbreite

A.11 Intermodulation

Wird die Summe aus Sinus-Funktionen potenziert, so entstehen dabei neue Frequenzen (z.B. [Couch, L., 1993]). Bei GPS sind insbesondere die Intermodulationsprodukte 5. und 7. Ordnung von INMARSAT-Signalen von Interesse (siehe Kapitel 3.1).

Entstehung der Intermodulationsprodukte 5. Ordnung (unterstrichene Terme):

$$\begin{aligned}
 [\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)]^5 &= 25 \cdot \sin(\omega_1 t)/4 - 25 \cdot \sin(3\omega_1 t)/16 + \sin(5\omega_1 t)/16 & (A-27) \\
 &+ 25 \cdot \sin(\omega_2 t)/4 - 25 \cdot \sin(3\omega_2 t)/16 + \sin(5\omega_2 t)/16 \\
 &+ 5 \cdot \sin(\omega_1 t - 4\omega_2 t)/16 - 5 \cdot \underline{\sin(2\omega_1 t - 3\omega_2 t)/8} \\
 &- 25 \cdot \sin(\omega_1 t - 2\omega_2 t)/8 + 5 \cdot \underline{\sin(3\omega_1 t - 2\omega_2 t)/8} \\
 &+ 25 \cdot \sin(2\omega_1 t - \omega_2 t)/8 - 5 \cdot \sin(4\omega_1 t - \omega_2 t)/16 \\
 &- 25 \cdot \sin(2\omega_1 t + \omega_2 t)/8 + 5 \cdot \sin(4\omega_1 t + \omega_2 t)/16 \\
 &- 25 \cdot \sin(\omega_1 t + 2\omega_2 t)/8 + 5 \cdot \sin(3\omega_1 t + 2\omega_2 t)/8 \\
 &+ 5 \cdot \sin(2\omega_1 t + 3\omega_2 t)/8 + 5 \cdot \sin(\omega_1 t + 4\omega_2 t)/16
 \end{aligned}$$

Entstehung der Intermodulationsprodukte 7. Ordnung (unterstrichene Terme):

$$\begin{aligned}
 [\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)]^7 &= 1225 \cdot \sin(\omega_1 t)/64 - 441 \cdot \sin(3\omega_1 t)/64 + 49 \cdot \sin(5\omega_1 t)/64 & (A-28) \\
 &- \sin(7\omega_1 t)/64 + 1225 \cdot \sin(\omega_2 t)/64 - 441 \cdot \sin(3\omega_2 t)/64 \\
 &+ 49 \cdot \sin(5\omega_2 t)/64 - \sin(7\omega_2 t)/64 - 7 \cdot \sin(\omega_1 t - 6\omega_2 t)/64 \\
 &+ 21 \cdot \sin(2\omega_1 t - 5\omega_2 t)/64 + 147 \cdot \sin(\omega_1 t - 4\omega_2 t)/64 \\
 &- 35 \cdot \underline{\sin(3\omega_1 t - 4\omega_2 t)/64} - 245 \cdot \sin(2\omega_1 t - 3\omega_2 t)/64 \\
 &+ 35 \cdot \underline{\sin(4\omega_1 t - 3\omega_2 t)/64} - 735 \cdot \sin(\omega_1 t - 2\omega_2 t)/64 \\
 &+ 245 \cdot \sin(3\omega_1 t - 2\omega_2 t)/64 - 21 \cdot \sin(5\omega_1 t - 2\omega_2 t)/64 \\
 &+ 735 \cdot \sin(2\omega_1 t - \omega_2 t)/64 - 147 \cdot \sin(4\omega_1 t - \omega_2 t)/64 \\
 &+ 7 \cdot \sin(6\omega_1 t - \omega_2 t)/64 - 735 \cdot \sin(2\omega_1 t + \omega_2 t)/64 \\
 &+ 147 \cdot \sin(4\omega_1 t + \omega_2 t)/64 - 7 \cdot \sin(6\omega_1 t + \omega_2 t)/64 \\
 &- 735 \cdot \sin(\omega_1 t + 2\omega_2 t)/64 + 245 \cdot \sin(3\omega_1 t + 2\omega_2 t)/64 \\
 &- 21 \cdot \sin(5\omega_1 t + 2\omega_2 t)/64 + 245 \cdot \sin(2\omega_1 t + 3\omega_2 t)/64 \\
 &- 35 \cdot \sin(4\omega_1 t + 3\omega_2 t)/64 + 147 \cdot \sin(\omega_1 t + 4\omega_2 t)/64 \\
 &- 35 \cdot \sin(3\omega_1 t + 4\omega_2 t)/64 - 21 \cdot \sin(2\omega_1 t + 5\omega_2 t)/64 \\
 &- 7 \cdot \sin(\omega_1 t + 6\omega_2 t)/64
 \end{aligned}$$

Mit:

ω_1, ω_2 : Kreisfrequenzen, wobei $\omega = 2\pi f$

t : Zeit

f : Frequenz

Die Abb. 10-1 zeigt die Frequenzgänge von Butterworth-Bandpass-Filtern, die für einen C/A-Code-Empfänger geeignet sind. Sie haben eine Bandbreite von 2.046 MHz, die der doppelten Code-Taktrate des C/A-Codes ($B_C = 2f_c$) entspricht. Mit zunehmender Ordnungszahl des Filters nimmt seine Flankensteilheit zu. Dadurch wird die Dämpfung von Störsignalen, die in benachbarten Frequenzbereichen auftreten, verbessert.

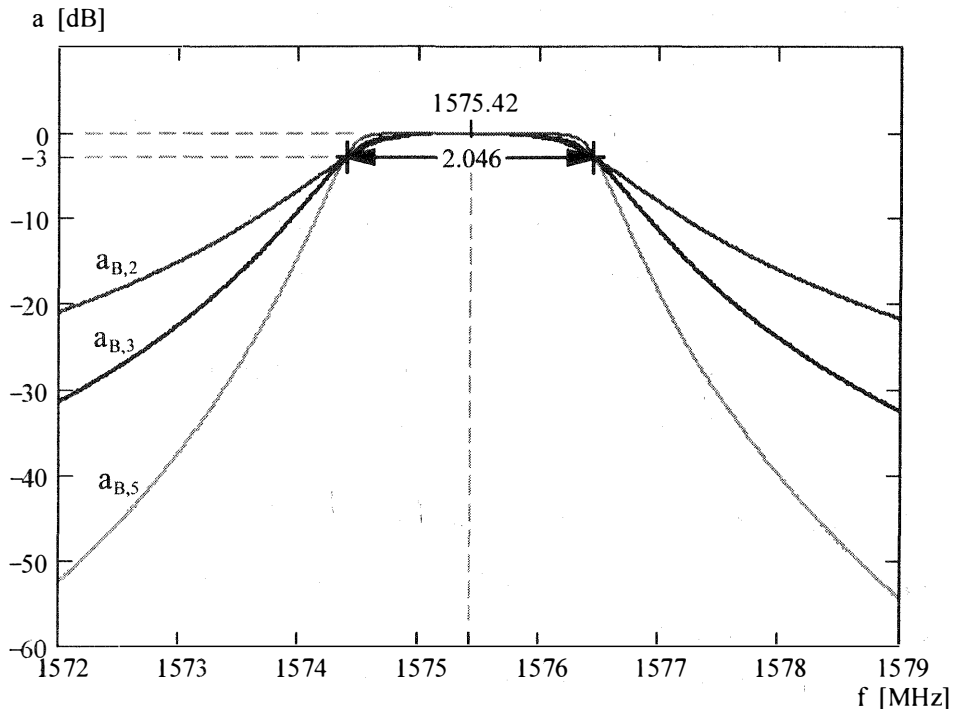


Abb. 10-1: Butterworth-Bandpass-Filter der Ordnung 2, 3 bzw. 5

A.10 Entstehung von Oberwellen

Wird ein sinus-förmiges Signal mit großer Amplitude in einen Verstärker eingespeist, so kann durch die Aussteuerung des Verstärkers in den nichtlinearen Bereich das Signal so verzerrt werden, dass das Signal an seinem Ausgang Frequenzen enthält, die einem ganzzahligen Vielfachen der Frequenz des Eingangssignals entsprechen. Dies kann durch die Taylor-Entwicklung der Verstärkerkennlinie veranschaulicht werden (vgl. Gl. (3-3)). Die Glieder höherer Ordnung der Taylor-Reihe sorgen für eine Potenzierung der Sinus-Funktion, wodurch Terme entstehen, die die neuen Frequenzen enthalten [Couch, L., 1993]:

Entstehung der ersten Oberwelle (unterstrichener Term):

$$[\sin(\omega \cdot t)]^2 = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \underline{\cos(2\omega \cdot t)} \quad (\text{A-25})$$

Entstehung der zweiten Oberwelle (unterstrichener Term):

$$[\sin(\omega \cdot t)]^3 = \frac{3}{4} \sin(\omega \cdot t) - \frac{1}{4} \underline{\sin(3\omega \cdot t)} \quad (\text{A-26})$$

Findet die Frequenzvervielfachung in dem Verstärker eines Senders (z.B. Fernsehsender) statt, so können Signale mit Frequenzen entstehen, die GPS stören, obwohl der betreffende Sender offiziell in einem niedrigeren Frequenzbereich sendet (vgl. Kapitel 4.3.3).

A.12 Leistung eines elektrischen Signals

Für die Leistung eines zeitlich konstanten Signals (Gleichspannung) gilt allgemein:

$$P = \frac{U^2}{R} \quad (\text{A-29})$$

Mit:

P : Leistung in W

U : Spannung in V

R : Widerstand in Ω

In der Signaltheorie ist es üblich für den Widerstand R einen Wert von 1Ω anzunehmen. Gegeben sei ein Signal mit zeitlich variierender Spannung $u(t)$ (Wechselspannung). Die Leistung dieses Signals wird wie folgt berechnet [Couch, L., 1993]:

$$S = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} u^2(t) dt = \overline{u(t)^2} \quad (\text{A-30})$$

Mit:

$\overline{(\)}$: zeitlicher Mittelwert

Ist ein Signal sinus-förmig, so ergibt sich seine Leistung aus (A-30) mit Hilfe von (A-5):

$$S = \frac{1}{2} A^2 \quad (\text{A-31})$$

Mit:

A : Amplitude

Ein Signal habe einen von Null verschiedenen Mittelwert U (Gleichanteil):

$$U(t) = U + A \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (\text{A-32})$$

In diesem Fall ergibt sich seine Gleichspannungsleistung P an einem Widerstand von 1Ω nach (A-29):

$$P = (\overline{u(t)})^2 = \mu^2 = U^2 \quad (\text{A-33})$$

Mit:

μ : arithmetischer Mittelwert von $u(t)$

Seine Wechselspannungsleistung S wird auch in diesem Fall nach (A-31) berechnet.

Ein Signal bestehe aus einem zeitlich konstanten Anteil U und einem Rauschanteil, $n(t)$:

$$u(t) = U + n(t) \quad (\text{A-34})$$

Dann berechnet sich seine Wechselspannungsleistung aus dem arithmetischen Mittelwert nach (A-33). Seine Rauschleistung N kann aus seiner Standardabweichung σ wie folgt berechnet werden:

$$N = \overline{(u(t) - \overline{u(t)})^2} = \overline{(u(t) - U)^2} = \overline{(u(t) - \mu)^2} = \sigma^2 \quad (\text{A-35})$$

Mit:

σ : Standardabweichung von $u(t)$

A.13 Frequenzbelegung in der Nähe des Frequenzbereichs von GPS

Die Nutzung von Frequenzen wird von der International Telecommunication Union (ITU) geregelt. Dies erfolgt in der Form von bindenden Empfehlungen (engl. radio regulations, siehe [ERC-Report 25]). Die beiden von GPS genutzten Frequenzbänder (L1 bzw. L2) liegen in Frequenzbereichen, die in den Radio Regulations für die „Radio Navigation Satellite Systems“ reserviert sind. Diese stehen nicht ausschließlich der Satellitennavigation zur Verfügung. Primäre Nutzer dieser Frequenzbereiche (1215 bis 1240 MHz für L2 und 1559 bis 1610 MHz für L1 von GPS und GLONASS) ist der feste Funkdienst (engl. fixed services). Es handelt sich dabei vorwiegend um militärische Nutzer. In Deutschland ist dies die Bundeswehr, die in diesem Frequenzbereich den taktischen Richtfunk betreibt. Sie hat sich jedoch freiwillig bereit erklärt den Frequenzbereich von 1575.42 ± 14 MHz nicht mehr zu nutzen, um den ungestörten Empfang der L1-Frequenz zu ermöglichen [AFmISBw, 1998]. Der Empfang der L1-Kanäle von GLONASS und der L2-Frequenzen von GPS bzw. GLONASS ist dadurch nicht gewährleistet. Durch die Modifizierung der Fußnote S5.359 der Radio Regulations wurde bei der World Radio Conference 2000 die Zuweisung für den Festen Funkdienst ab 01.01.2005 auf einen sekundären Status zurückgestuft. Ab 01.01.2015 soll die Zuweisung an den Festen Funkdienst ganz aus diesem Band gestrichen werden [ITU-WRC, 2000].

Eine weitere Störquelle für den Empfang der L2-Frequenz von GPS und GLONASS stellen die Amateurfunksender dar, die im Frequenzbereich oberhalb von 1240 MHz betrieben werden. Es handelt sich dabei um Digipeater, die zur paketweisen Übertragung von Daten und FM-Relays zur Übertragung von Sprachsignalen dienen. Die Mittelbereichs-Radar-Anlagen der Flugsicherung (SRE-M- und SRE-LL-Radars, siehe [Mensen, H., 1993]) zwischen 1250 und 1260 MHz stellen auf Grund der verwendeten, sehr kurzen Pulse, außer im Nahbereich unter 200 m Entfernung, kein Problem für den Empfang der Satellitennavigationssignale dar.

Bei der World Radio Conference im Jahr 1997 hatte ein Firmenkonsortium die Nutzung des am unteren Rand des L1-Frequenzbereichs gelegenen Bands zwischen 1559 und 1567 MHz für ein mobiles Satellitensystem (MSS = Mobile Satellite Systems) beantragt. Dieser Antrag wurde bei der World Radio Conference im Jahr 2000 abgelehnt [ITU-WRC, 2000].

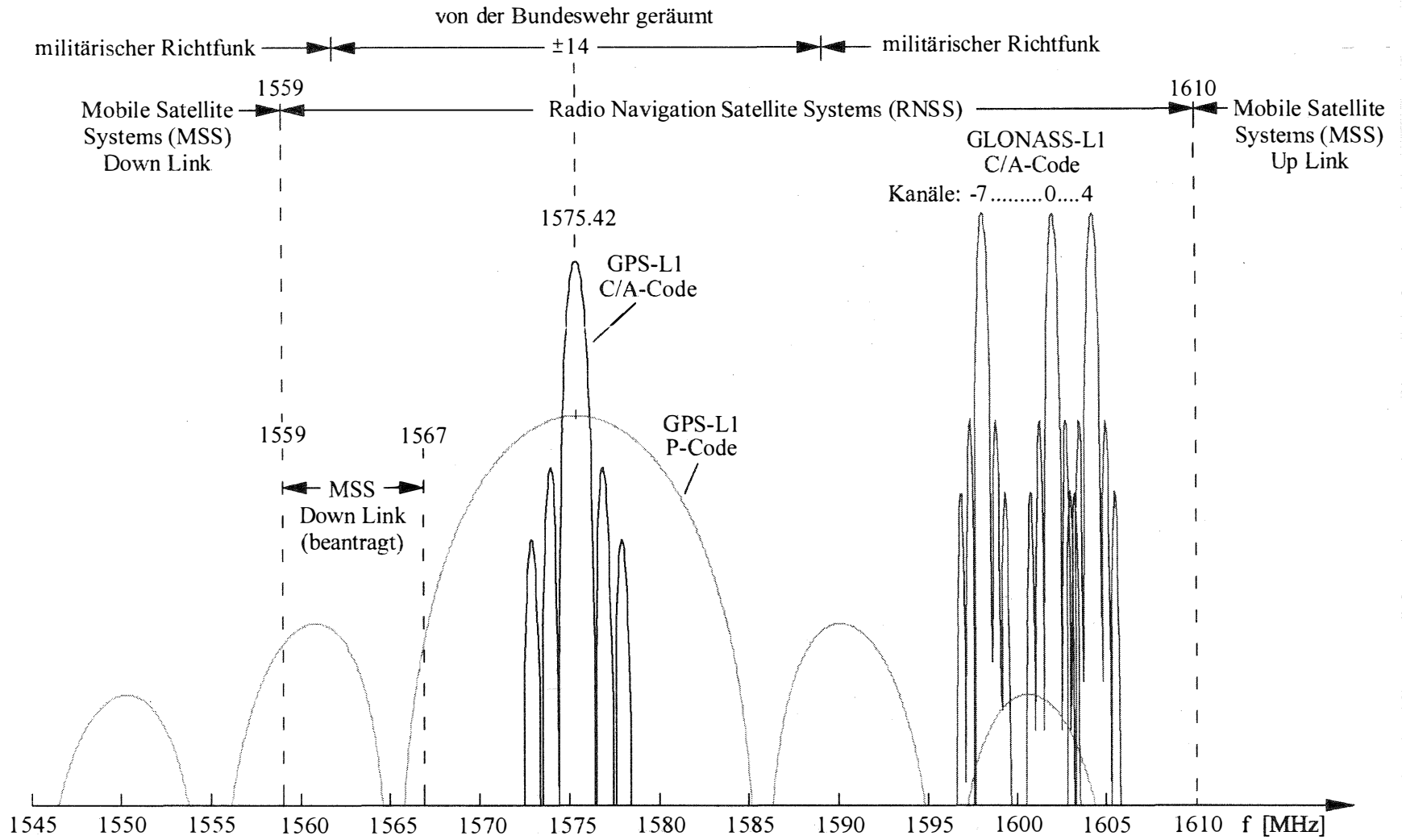


Abb. A 1: Frequenzbelegung im L1-Frequenzbereich

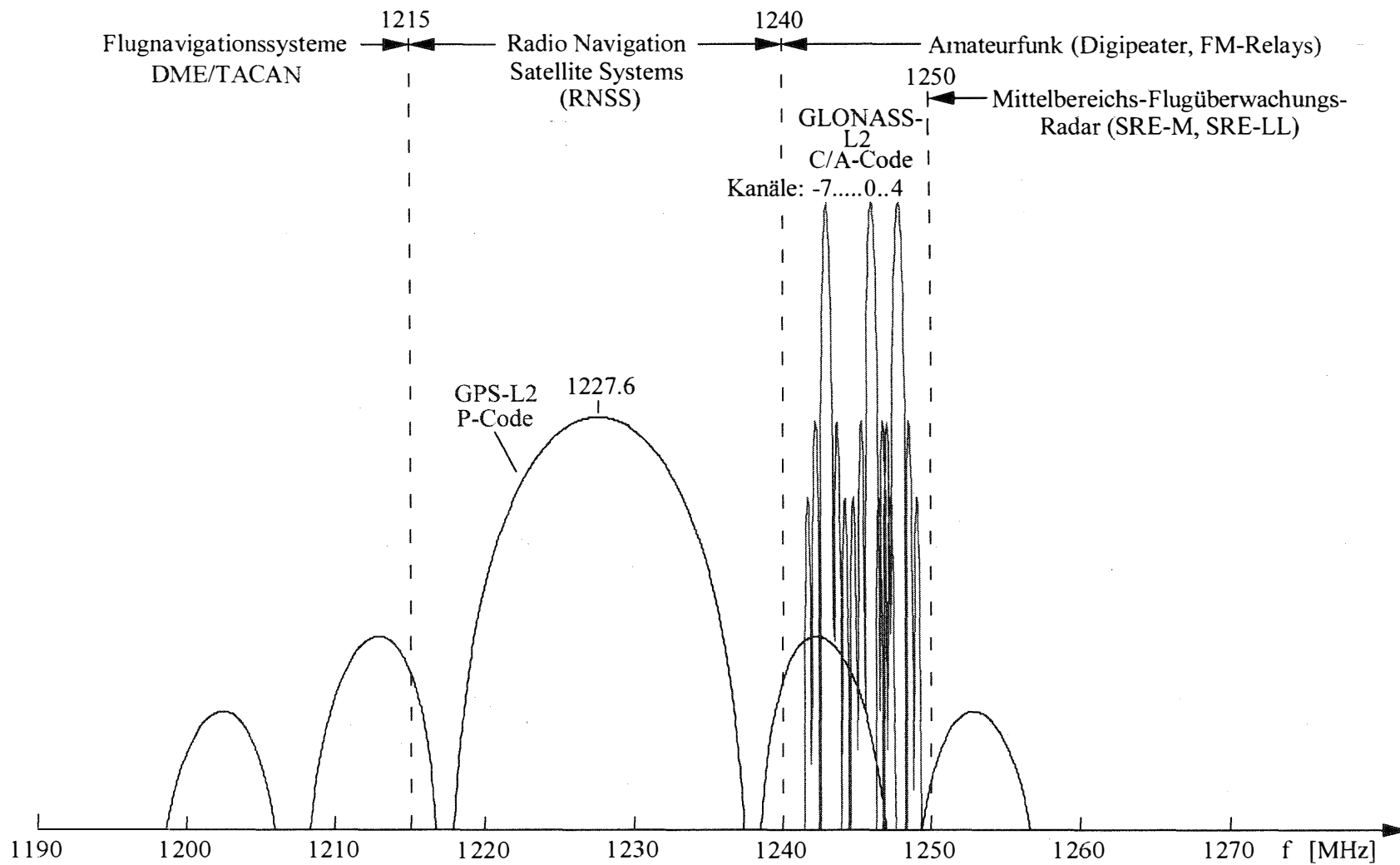


Abb. A 2: Frequenzbelegung im L2-Frequenzbereich

A.14 Eine Auswahl gemessener Spektren von Störsignalen

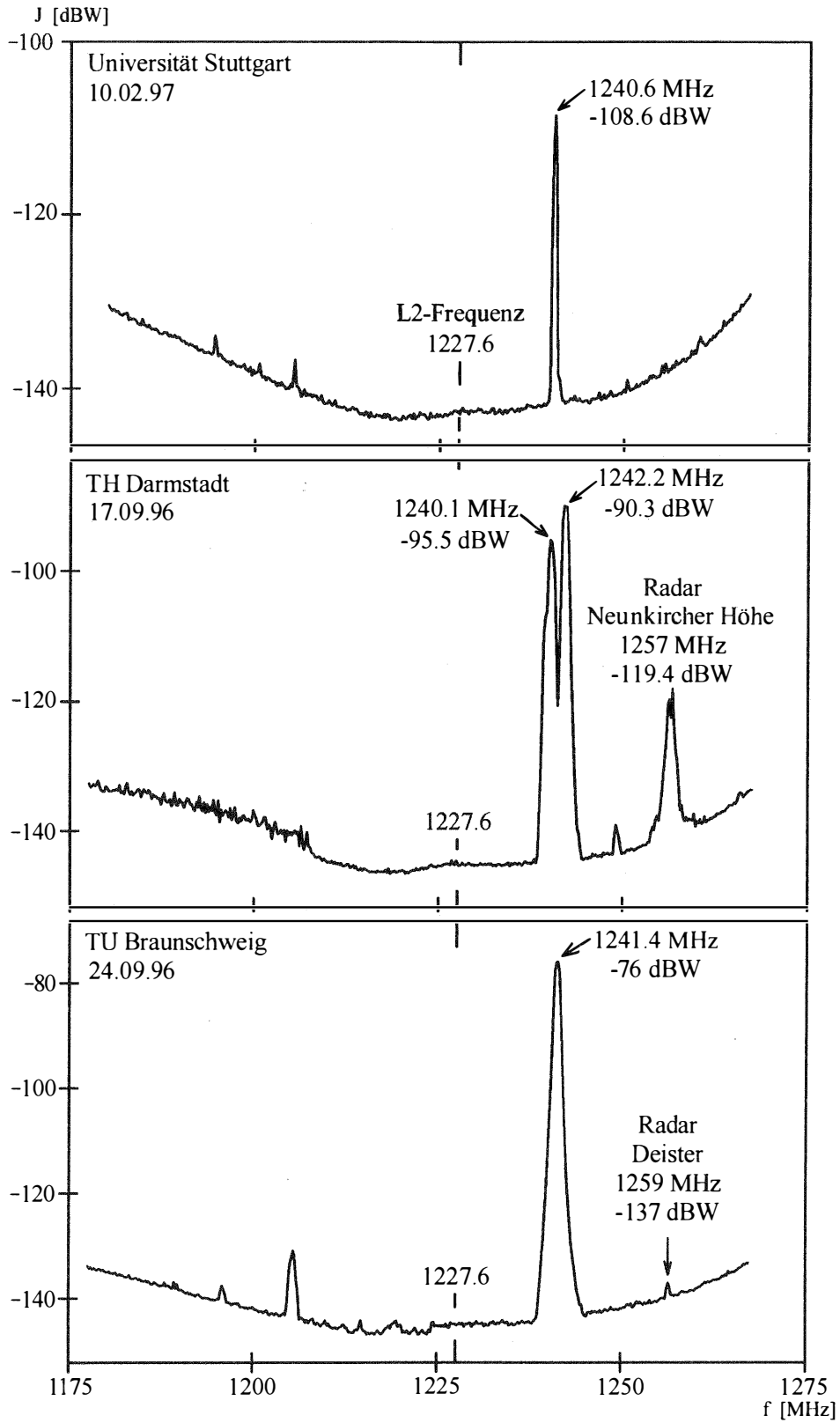


Abb. A 3: Bei verschiedenen Universitäten gemessene Spektren

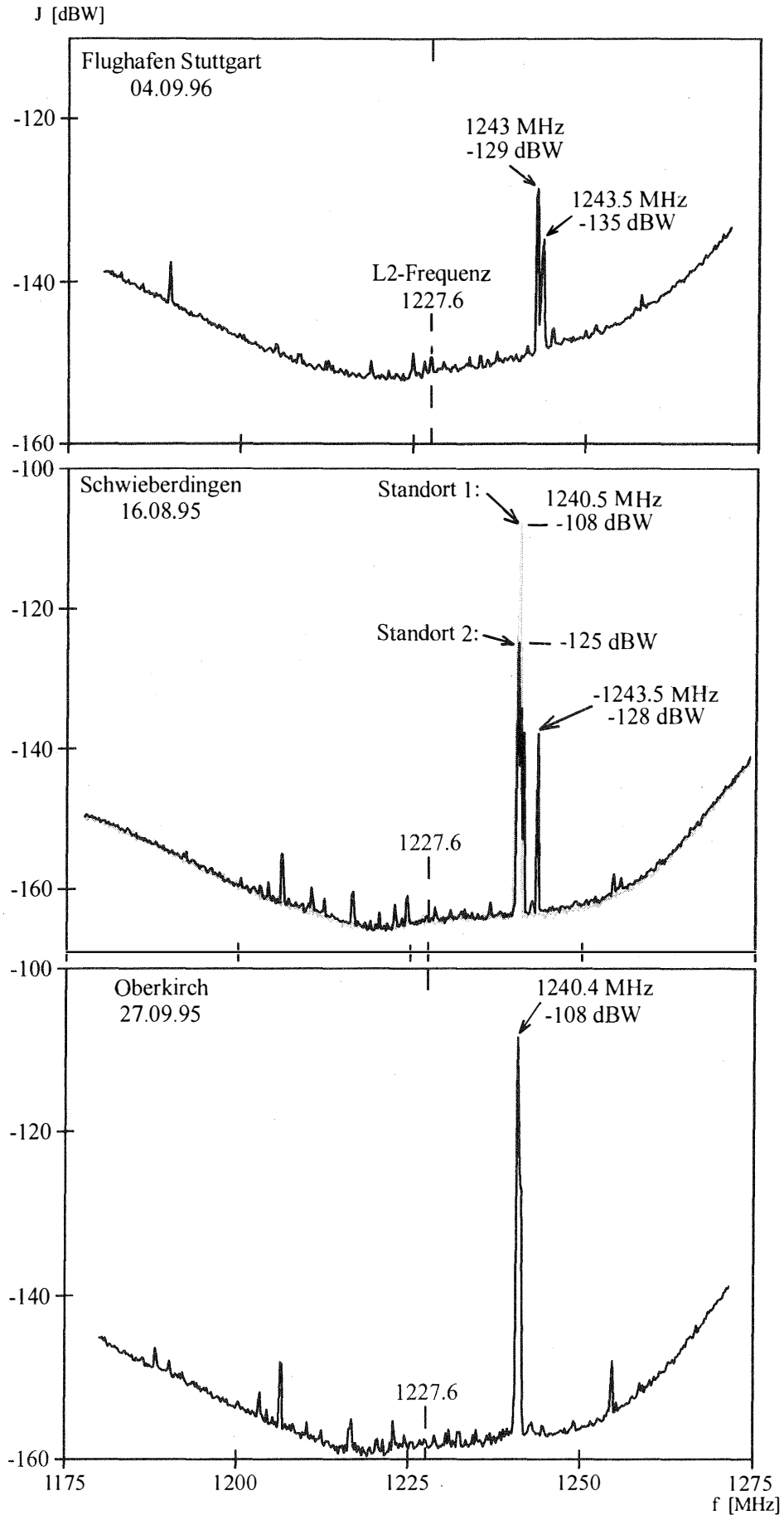


Abb. A 4: An verschiedenen Orten im Feld gemessene Spektren

A.15 Abkürzungen und Glossar

A/D:	Analog/Digital
AGC:	Automatic Gain Control, automatische Verstärkungsregelung
ARINC:	Aeronautical Radio Incorporated, Unternehmen das im Auftrag amerikanischer Fluggesellschaften Normen für die Luftfahrt ausarbeitet
A/S:	Anti-Spoofing, Verschlüsselung des P-Codes durch den W-Code => Y-Code
ASR:	Airport Surveillance Radar, Primär-Radar-Anlage für die Flugüberwachung
BPSK:	Binary Phase Shift Keying, Modulationsart, bei der die Trägerphase zwischen 0° und 180° umgeschaltet wird
Basisband:	Frequenzbereich eines Signals, das keinem Träger aufmoduliert ist (im Gegensatz zum HF- bzw. ZF-Bereich)
BIAS-T	T-Stück zum Einspeisen der Versorgungsspannung für einen Vorverstärker in ein Antennenkabel, eingespeiste Spannung wird im Mittelleiter eines Koaxialkabels geführt, ohne die Übertragung des HF-Signals zu beeinflussen.
CW:	Continuous Wave, sinus-förmiges Signal
dB:	Dezibel, logarithmisches Maß für ein Leistungsverhältnis, $y/x \text{ [dB]} = 10 \cdot \log(y/x)$
dBi:	Einheit des Gewinns einer Antenne, der relativ zum Gewinn einer isotropen Antenne von 1 angegeben wird, $G \text{ [dBi]} = 10 \cdot \log(G)$
dBm:	Dezibel relativ zu 1 Milliwatt, $x \text{ [dBm]} = 10 \cdot \log(x / 1 \text{ mW})$
dBW:	Dezibel relativ zu 1 Watt, $x \text{ [dBW]} = 10 \cdot \log(x / 1 \text{ W}) = x \text{ [dBm]} - 30 \text{ dB}$
DARA:	Deutsche Agentur für Raumfahrtangelegenheiten, (heute Teil des DLR)
DERA:	Defence Evaluation and Research Agency
DGPS:	differentielles GPS
D-Flip-Flop:	Elektronisches Bauteil, das einzelne logische Informationen (Bits) speichern kann. Die Weitergabe der Information vom Eingang zum Ausgang wird durch ein Taktsignal gesteuert.
DLR:	Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt
Digipeater:	engl. digital repeater, Relais in einem Richtfunknetzwerk, zur Verstärkung und Weiterverbreitung empfangener Signale, die digitale Daten enthalten
DLL:	Delay Locked Loop, Code-Regelschleife
DME:	Distance Measuring Equipment, System zur Entfernungsmessung in der Luftfahrt
DSP:	Digitaler Signalprozessor
EGNOS:	European Geostationary Navigation Overlay Service, europäisches Weitbereichs-DGPS-System
EIRP:	Effective Radiated Power, Leistung, die in eine Antenne mit Rundstrahlcharakteristik eingespeist werden muss, um an einer Empfangsantenne die gleiche Leistung zu erzeugen wie die Richtantenne des Senders, für den das EIRP angegeben wird
ERP:	Equivalent Radiated Power, elektrische Leistung, die man mit einer $\lambda/2$ -Dipolantenne abstrahlen müsste, um die gleiche Feldstärke in Hauptstrahlrichtung zu erzeugen wie mit einer Richtantenne, für die die Angabe gilt

FDR:	Frequency Dependent Rejection, relative Dämpfung eines Störsignals in Abhängigkeit von seiner Frequenz und Bandbreite
FM:	Frequenzmodulation
GIMOS:	GNSS Interference Monitoring System
HF:	Hochfrequenz
ICAO:	International Civil Aviation Organization, UN-Organisation, die Normen für die Luftfahrt ausarbeitet
I/D, I&D:	Integrate and Dump, spezieller Typ eines digitalen Filters
IEEE-488	Norm für einen Bus zur Steuerung von Messgeräten
I-Kanal:	Kanal in dem das Signal des Oszillators im eingeschwungenen Zustand mit dem empfangenen Signal „in Phase“ ist
INMARSAT:	International Maritime Satellite Organization
ISAN:	Integrity for Satellite Navigation, Projekt der Deutschen Agentur für Raumfahrtangelegenheiten (DARA) zur Erforschung der Zuverlässigkeit von GPS und GLONASS in der Luftfahrt, sowie speziell beim Landeanflug
ITU:	International Telecommunications Union, UN-Organisation, die Normen für Telekommunikationsgeräte ausarbeitet
LNA:	Low Noise Amplifier, Vorverstärker
NCO:	Numerically Controlled Oscillator, numerisch gesteuerter Oscillator
MOPS:	Minimum Operation Performance Standard, Norm für Geräte in der Luftfahrt (z.B. GPS-Empfänger)
Mitigation:	Verminderung, z.B. Interference Mitigation, Verminderung des Einflusses von Störsignalen durch besondere Techniken
MSAS:	Multifunctional Transport Satellite Augmentation System, japanisches Weitbereichs DGPS-System
MSS:	Mobile Satellite System, Satellitensystem für Mobilfunk
PLL:	Phase Locked Loop, Phasenregelschleife
PN:	Pseudo Noise, scheinbar zufälliges Rauschen
Q-Kanal:	Kanal in dem das Signal des Oszillators im eingeschwungenen Zustand gegenüber dem empfangenen Signal um 90° versetzt ist, (Quadratur-Phase)
RAIM:	Receiver Autonomous Integrity Monitoring, Überwachung der Summe der Residuenquadrate bei der Positionsbestimmung
RIMS:	Ranging and Integrity Monitoring Station, Referenzstation bei EGNOS, WAAS und MSAS
RS-232:	Bezeichnung der Norm für die serielle Schnittstelle bei Personalcomputern
RTCA:	Radio Technical Commission for Aviation, amerikanische Kommission zur Standardisierung von funktechnischem Gerät in der Luftfahrt
S/A:	Selective Availability, künstliche Verschlechterung der Genauigkeit von GPS für zivile Nutzer
SARPs:	Standards and Recommended Practices, von der ICAO ausgearbeitete Normen für Geräte in der Luftfahrt

SAW:	Surface Acoustic Wave ist ein spezieller Schallwellentyp, die sich z.B. auf der Oberfläche eines Piezokristalls ausbreitet. Eine solche Welle wird bei SAW-Filtern angewendet: Ein elektrisches Signal wird durch eine Elektrode, die einer Stimmgabel ähnlich ist, in eine Oberflächenwelle gewandelt. Sie breitet sich aus und wird durch eine zweite Elektrode des gleichen Typs in ein elektrisches Signal zurück gewandelt. Die Struktur der Elektroden bestimmt den Frequenzgang des Filters
SRE-M:	Surveillance Radar Equipment Medium range, Typenbezeichnungen für Primär-Radar-Anlage mit mittlerer Reichweite die für die Flugüberwachung eingesetzt werden,
SRE-LL:	(siehe SRE-M), seit 2000 sind in Deutschland alle SRELL-Anlagen durch SREM ersetzt
SINC:	$\sin(x)/x$ -Funktion
TACAN:	Tactical Air Navigation, militärisches Flugnavigationssystem
WAAS:	Wide Area Augmentation System, amerikanisches Weitbereichs DGPS-System
WRC:	World Radio Conference, Konferenz der ITU zur Festlegung der Nutzung von Frequenzen
ZF:	Zwischenfrequenz

Danksagung

Der Autor dankt folgenden Personen, Institutionen und Firmen für ihre Unterstützung:

Haupt- und Mitberichter

Prof. Dr.-Ing. Alfred Kleusberg, Prof. Dr.-Ing. Philipp Hartl, Prof. Dr.-Ing. Dieter Fritsch,

Kolleginnen und Kollegen vom Institut für Navigation

Dr.-Ing. Karl-Heinz Thiel, Doris Becker, Denise Dettmering, Erhard Cyranka,
Martin Thomas, Wolfgang Stelzig, Harald Lentz, Dr.-Ing. Aloysius Wehr, Roland Pfisterer

Mitarbeiter anderer Institute und Firmen

Dr. A.J. van Dierendonck, (AJ-Systems, Los Altos, USA)

Rolf-Thomas Knöß, Torsten Jacob, Stefan Naerlich und Olaf Weber (Deutsche Flugsicherung, Offenbach)

Dr.-Ing. Martin Weiser, Andreas Lipp (Institut für Flugführung, TU Braunschweig)

Dr.-Ing. Andreas Mathes, (Institut für Physikalische Geodäsie, TU Darmstadt)

Werner Kolb, (Bundesamt für Geodäsie und Kartographie, Frankfurt)

Manfred Gültlinger, (Landesvermessungsamt Baden-Württemberg, Stuttgart)

Gert Holzwarth, (Landesamt für Flurneuordnung, Kornwestheim)

Johann Sandholzer, (Leica AG, Heerbrugg, Schweiz)

Werner Koch und Martin Bolle, (Schönhofer Sales & Engineering, Siegburg)

Dr.-Ing. Alexander Schmitt, (Hewlett-Packard, Böblingen)

Geldgeber

Deutsche Agentur für Raumfahrtangelegenheiten (DARA) bzw.

Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt (DLR) und

DFS Deutsche Flugsicherung GmbH

Kontakt zum Autor:

Felix.Butsch@DFS.de, Felix.Butsch@t-online.de

- Nr. 1 (1976) Vorträge des Lehrgangs Numerische Photogrammetrie (III),
Esslingen 1975 - vergriffen
- Nr. 2 (1976) Vorträge der 35. Photogrammetrischen Woche Stuttgart 1975
- Nr. 3 (1976) Contributions of the XIIIth ISP-Congress of the Photogrammetric
Institute, Helsinki 1976 - vergriffen
- Nr. 4 (1977) Vorträge der 36. Photogrammetrischen Woche Stuttgart 1977
- Nr. 5 (1979) E. Seeger: Das Orthophotoverfahren in der Architekturphoto-
grammetrie, Dissertation
- Nr. 6 (1980) Vorträge der 37. Photogrammetrischen Woche Stuttgart 1979
- Nr. 7 (1981) Vorträge des Lehrgangs Numerische Photogrammetrie (IV): Grobe
Datenfehler und die Zuverlässigkeit der photogrammetrischen
Punktbestimmung, Stuttgart 1980 - vergriffen
- Nr. 8 (1982) Vorträge der 38. Photogrammetrischen Woche Stuttgart 1981
- Nr. 9 (1984) Vorträge der 39. Photogrammetrischen Woche Stuttgart 1983
- Nr. 10 (1984) Contributions to the XVth ISPRS-Congress of the Photogramme-
tric Institute, Rio de Janeiro 1984
- Nr. 11 (1986) Vorträge der 40. Photogrammetrischen Woche Stuttgart 1985
- Nr. 12 (1987) Vorträge der 41. Photogrammetrischen Woche Stuttgart 1987
- Nr. 13 (1989) Vorträge der 42. Photogrammetrischen Woche Stuttgart 1989
- Nr. 14 (1989) Festschrift - Friedrich Ackermann zum 60. Geburtstag, Stuttgart
1989
- Nr. 15 (1991) Vorträge der 43. Photogrammetrischen Woche Stuttgart 1991
- Nr. 16 (1992) Vorträge zum Workshop "Geoinformationssysteme in der Ausbil-
dung", Stuttgart 1992

- Nr. 1 (1987) K. Eren: Geodetic Network Adjustment Using GPS Triple Difference Observations and a Priori Stochastic Information
- Nr. 2 (1987) F.W.O. Aduol: Detection of Outliers in Geodetic Networks Using Principal Component Analysis and Bias Parameter Estimation
- Nr. 3 (1987) M. Lindlohr: SIMALS; SIMulation, Analysis and Synthesis of General Vector Fields
- Nr. 4 (1988) W. Pachelski, D. Lapucha, K. Budde: GPS-Network Analysis: The Influence of Stochastic Prior Information of Orbital Elements on Ground Station Position Measures
- Nr. 5 (1988) W. Lindlohr: PUMA; Processing of Undifferenced GPS Carrier Beat Phase Measurements and Adjustment Computations
- Nr. 6 (1988) R.A. Snay, A.R. Drew: Supplementing Geodetic Data with Prior Information for Crustal Deformation in the Imperial Valley, California 1988
- Nr. 7 (1989) H.-W. Mikolajski, P. Braun: Dokumentation der Programme zur Behandlung beliebig langer ganzer Zahlen und Brüche
- Nr. 8 (1989) H.-W. Mikolajski: Wigner 3j Symbole, berechnet mittels Ganzzahlarithmetik
- Nr. 9 (1989) H.-W. Mikolajski: Dokumentation der Programme zur Multiplikation nach Kugelfunktionen entwickelter Felder
- Nr. 10 (1989) H.-W. Mikolajski, P. Braun: Dokumentation der Programme zur Differentiation und zur Lösung des Dirichlet-Problems nach Kugelfunktionen entwickelter Felder
- Nr. 11 (1990) L. Kubácková, L. Kubáček: Elimination Transformation of an Observation Vector preserving Information on the First and Second Order Parameters
- Nr. 12 (1990) L. Kubácková: Locally best Estimators of the Second Order Parameters in Fundamental Replicated Structures with Nuisance Parameters
- Nr. 13 (1991) G. Joos, K. Jörg: Inversion of Two Bivariate Power Series Using Symbolic Formula Manipulation
- Nr. 14 (1991) B. Heck, K. Seitz: Nonlinear Effects in the Scalar Free Geodetic Boundary Value Problem
- Nr. 15 (1991) B. Schaffrin: Generating Robustified Kalman Filters for the Integration of GPS and INS
- Nr. 16 (1992) Z. Martinec: The Role of the Irregularities of the Earth's Topography on the Tidally Induced Elastic Stress Distribution within the Earth
- Nr. 17 (1992) B. Middel: Computation of the Gravitational Potential of Topographic-Isostatic Masses
- Nr. 18 (1993) M.I. Yurkina, M.D. Bondarewa: Einige Probleme der Erdrotationsermittlung
- Nr. 19 (1993) L. Kubácková: Multiepoch Linear Regression Models
- Nr. 20 (1993) O.S. Salychev: Wave and Scalar Estimation Approaches for GPS/INS Integration

- Nr. 1994.1 (1994) H.-J. Euler: Generation of Suitable Coordinate Updates for an Inertial Navigation System
- Nr. 1994.2 (1994) W. Pachelski: Possible Uses of Natural (Barycentric) Coordinates for Positioning
- Nr. 1995.1 (1995) J. Engels, E.W. Grafarend, P. Sorcik: The Gravitational Field of Topographic-Isostatic Masses and the Hypothesis of Mass Condensation - Part I & II
- Nr. 1995.2 (1995) Minutes of the ISPRS Joint Workshop on Integrated Acquisition and Interpretation of Photogrammetric Data
- Nr. 1996.1 (1996) Festschrift für Klaus Linkwitz anlässlich der Abschiedsvorlesung im Wintersemester 1995/96; herausgegeben von Eberhard Baumann, Ulrich Hangleiter und Wolfgang Möhlenbrink
- Nr. 1996.2 (1996) J. Shan: Edge Detection Algorithms in Photogrammetry and Computer Vision
- Nr. 1997.1 (1997) Erste Geodätische Woche Stuttgart, 7.-12. Oktober 1996; herausgegeben von A. Gilbert und E.W. Grafarend
- Nr. 1997.2 (1997) U. Kälberer: Untersuchungen zur flugzeuggetragenen Radaraltimetrie
- Nr. 1998.1 (1998) L. Kubáček, L. Kubácková: Regression Models with a weak Nonlinearity
- Nr. 1999.1 (1999) GIS-Forschung im Studiengang Geodäsie und Geoinformatik der Universität Stuttgart; herausgegeben von M. Sester und F. Krumm
- Nr. 1999.2 (1999) Z. Martinec: Continuum Mechanics for Geophysicists and Geodesists. Part I: Basic Theory
- Nr. 1999.3 (1999) J. H. Dambeck: Diagnose und Therapie geodätischer Trägheitsnavigationssysteme. Modellierung – Systemtheorie – Simulation – Realdatenverarbeitung
- Nr. 1999.4 (1999) G. Fotopoulos, C. Kotsakis, M. G. Sideris: Evaluation of Geoid Models and Their Use in Combined GPS/Levelling/Geoid Height Network Adjustment
- Nr. 1999.5 (1999) Ch. Kotsakis, M. G. Sideris: The Long Road from Deterministic Collocation to Multiresolution Approximation
- Nr. 1999.6 (1999) Quo vadis geodesia...? Festschrift for Erik W. Grafarend on the occasion of his 60th birthday; herausgegeben von F. Krumm und V.S. Schwarze
- Nr. 2000.1 (2000) J. Banks, K. Kubik, Y. H. Lu: Investigation into Digital Image Matching
- Nr. 2000.2 (2000) P. Xu, E. Cannon, G. Lachapelle: Mixed Integer Observation Models, GPS Decorrelation and Integer Programming
- Nr. 2000.3 (2000) B. Voosoghi: Intrinsic Deformation Analysis of the Earth Surface Based on 3-Dimensional Displacement Fields Derived from Space Geodetic Measurements

Nr. 2001.1 (2001)

F. Butsch: Untersuchungen zur elektromagnetischen Interferenz bei GPS