

Genauigkeitssteigerung  
bei kurzzeit-statischen und kinematischen Satellitenmessungen  
bis hin zur Echtzeitanwendung

Vollständiger Abdruck der vom  
Fachbereich 12 – Vermessungswesen  
der Technischen Hochschule Darmstadt  
zur Erlangung der Würde eines  
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)  
genehmigten Dissertation

vorgelegt von

Dipl.-Ing. Michail Gianniou

aus Athen

München 1996

Gedruckt mit Unterstützung des Deutschen Akademischen Austauschdienstes (DAAD)

---

Verlag der Bayerischen Akademie der Wissenschaften  
in Kommission bei der C. H. Beck'schen Verlagsbuchhandlung München

Adresse der Deutschen Geodätischen Kommission:

Deutsche Geodätische Kommission

Marstallplatz 8 • D – 80 539 München

Telefon (089) 23 031 113 • Telefax (089) 23 031 – 100/–240

Telex 5 213 550 dgfi d • E-mail hornik@dgfi.badw-muenchen.de

Prüfungskommission:

Referent: Prof. Dr.-Ing. E. Groten

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. W. Möhlenbrink

Tag der mündlichen Prüfung: 11.7.1996

---

© 1996 Deutsche Geodätische Kommission, München

Alle Rechte vorbehalten. Ohne Genehmigung der Herausgeber ist es auch nicht gestattet,  
die Veröffentlichung oder Teile daraus auf photomechanischem Wege (Photokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen

# Inhaltsverzeichnis

	<b>Verzeichnis häufig verwendeter Abkürzungen</b>	<b>5</b>
<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>6</b>
<b>2</b>	<b>Genauigkeitsbeeinflussende Faktoren</b>	<b>8</b>
2.1	Ionosphärische Refraktion	8
2.1.1	Brechungsindex und Laufzeitfehler	8
2.1.2	Ionosphärische Störungen	11
2.1.3	Einfluß der Ionosphäre	12
2.2	Troposphärische Refraktion	15
2.3	Empfangssystem	17
2.3.1	Das GPS-Signal	17
2.3.2	Das Antennensystem	23
2.3.3	Empfängeraufbau	25
2.3.4	Tracking-Verfahren	27
2.4	Empfangssystem und Meßgenauigkeit	29
2.4.1	Einfluß des Antennensystems	29
2.4.2	Oszillator und Uhr	31
2.4.2.1	Oszillatorinstabilitäten	32
2.4.2.2	Einfluß der Zeitsynchronisation	34
2.4.3	Einflüsse der RF-Sektion, A/D-Wandler und Empfängerkanäle	36
2.4.4	Die Bedeutung von SNR	37
2.4.5	Tracking-Verfahren und Meßgenauigkeit	38
2.5	Anti-Spoofing	40
2.6	Selective Availability	41
2.7	Störsignalinterferenzen	41
2.8	Mehrwegeausbreitung	42
2.8.1	Mathematische Modellierung	42
2.8.2	Einfluß der Mehrwegeausbreitung	44
<b>3</b>	<b>Ansätze zur quantitativen Analyse von Fehlereinflüssen</b>	<b>46</b>
3.1	Differenzenbildung	46
3.1.1	Zeitliche Differenzen	46
3.1.2	Normierte zeitliche Differenzen	48
3.2	Polynomanpassung	51
3.3	Vergleich zwischen Differenzenbildung und Polynomanpassung	53
3.4	Untersuchung der Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen	55
<b>4</b>	<b>Numerische Untersuchungen</b>	<b>57</b>
4.1	Ionosphärischer Einfluß	57
4.2	Einflüsse des Empfangssystems	58
4.2.1	Variationen des Antennenphasenzentrums	58
4.2.2	Oszillator und Uhr	60
4.2.3	Instrumentelle Verzögerungsdifferenzen	64
4.3	Aussagekraft von SNR	64
4.4	Störsignalinterferenzen	67

4.5	Mehrwegeausbreitung	69
<b>5</b>	<b>Ansätze zur Berücksichtigung und Eliminierung von Fehlereinflüssen bei der Auswertung von Code- und Phasen-Doppelten Differenzen</b>	<b>70</b>
5.1	Das mathematische Modell - Einheitliche Gewichtung	70
5.2	Unterschiedliche Gewichtung der Beobachtungen	71
5.2.1	Unterschiedliche Gewichtung der Code-Doppelten Differenzen	72
5.2.2	Unterschiedliche Gewichtung der Phasen-Doppelten Differenzen	76
5.2.3	Vergleich der drei Gewichtungsmethoden	77
5.2.4	Vergleich der unterschiedlichen Gewichtung mit anderen Methoden	78
5.3	Einfluß der niedrigen Satelliten auf die Codelösung	79
5.3.1	Einheitlich gewichtete Beobachtungen	80
5.3.2	Unterschiedlich gewichtete Beobachtungen	80
5.4	Ambiguitätenauflösung	81
5.4.1	Die Bedeutung der Code-DD Lösung	82
5.4.2	Erweiterung des TFC	83
<b>6</b>	<b>Numerische Untersuchungen</b>	<b>85</b>
6.1	Unterschiedliche Gewichtung der Code-DD	85
6.2	Unterschiedliche Gewichtung der Phasen-DD	86
6.3	Einfluß der niedrigen Satelliten	88
6.4	Ambiguitätenauflösung	91
6.4.1	Die Bedeutung der Code-DD Lösung	91
6.4.2	Ambiguitätenauflösung mit Zweifrequenz-Daten	92
<b>7</b>	<b>Schlußbetrachtung</b>	<b>94</b>
<b>8</b>	<b>Literatur</b>	<b>101</b>
	<b>Lebenslauf</b>	<b>110</b>

### Verzeichnis häufig verwendeter Abkürzungen

AD	Analog / Digital
AS	Anti-Spoofing
dBi	dB isotropic
DD	Doppelte Differenz(-en)
DGPS	Differential GPS
DLL	Delay-Lock Loop
ED	Einfache Differenz(-en)
GPS	Global Positioning System
IF	Intermediate Frequency
IGS	International GPS Service for Geodynamics
LNA	Low Noise Amplifier
OTF	On-The-Fly
PLL	Phase-Lock Loop
PPS	Pulse(-s) Per Second
PRN	Pseudo-Random Noise
RDOP	Relativ Dilution Of Precision
RF	Radio Frequency
RINEX	Receiver Independent Exchange Format
SA	Selective Availability
SNR	Signal-to-Noise Ratio
TEC	Total Electron Content
TFC	Two-Frequency Criterion

## 1 Einleitung

Das „Global Positioning System“ (GPS) findet sowohl im täglichen Einsatz als auch für wissenschaftliche Zwecke eine Vielzahl von Anwendungen. Dazu zählen u.a. die Navigation im Verkehrswesen, die Landesvermessung, die Geodynamik, die Erforschung der Erdatmosphäre (Melbourne et al., 1992), die Überwachung von Bewegungen von Bauwerken (Frei et al., 1993) und die Positionsbestimmung von tieffliegenden Satelliten (Schuyer et al., 1992).

Abgesehen von der Einzelpunkt-Positionsbestimmung, ist GPS in der Ingenieurvermessung und der Fahrzeugnavigation am weitesten verbreitet. Es gibt bereits zahlreiche Algorithmen für die differentielle GPS-Positionsbestimmung mit Code- und Phasenmessungen, inklusive „On-The-Fly“ (OTF) Ambiguitätenauflösung. Eine kritische Frage dabei betrifft die Genauigkeit der berechneten Position, die in der Regel zu optimistisch geschätzt wird (Jäger und Leinen, 1992). Eine weitere Problematik stellt die Tatsache dar, daß in der praktischen Anwendung manchmal die Phasenambiguitäten nicht richtig aufgelöst werden, obwohl alle entsprechenden statistischen Tests erfüllt werden. Für den Nutzer bedeutet dies die Annahme einer fehlerhaften Position, d.h. einen Systemausfall.

Diese Aspekte gewinnen in der heutigen Zeit immer mehr an Bedeutung, da der Entwicklungstrend dahin geht, die Genauigkeit und Zuverlässigkeit zu steigern, Echtzeitlösungen zu ermöglichen und die Beobachtungsdauer bei statischen Messungen zu verkürzen.

### Motivation

Schwierigkeiten bei der Ambiguitätenauflösung und eine erhöhte Ungenauigkeit bei der Code- oder Phasen-Positionsbestimmung werden durch Ausbreitungs- oder Umgebungseffekte verursacht. Zu den ersten gehören beispielsweise die ionosphärischen Szintillationen, welche die Ambiguitätenauflösung auch bei Zweifrequenz-Daten besonders erschweren (Wanninger, 1993a). Beispiele für Umgebungseffekte stellen die Störsignalinterferenzen und die Mehrwegeausbreitung dar. Es gibt jedoch noch zahlreiche weitere Faktoren, die einen ähnlichen Einfluß haben können, wie z. B. die Qualität der Antenne und das Tracking-Verfahren (Quadrieren, L1/L2-Kreuzkorrelation u.a). Aus diesem Grund muß bei einer allgemeinen Betrachtung der Genauigkeit der GPS-Beobachtungen auf alle genauigkeitsbeeinflussenden Aspekte eingegangen werden.

Heutzutage - wo die Grenzen zwischen hochgenauer Navigation und Vermessung (kinematische und „stop-and-go“ Meßtechnik, Echtzeit-GPS-Vermessung) sich immer mehr annähern - kann die Problematik der Schätzung und Kontrolle der Genauigkeit nahezu gemeinsam für die kinematische und kurzzeit-statische Positionsbestimmung betrachtet werden. Die Schwierigkeit der realistischen Schätzung der Koordinatengenauigkeit bei den Code- oder Phasen-Doppelten Differenzen (DD) zwischen Empfängern und Satelliten wird einerseits dadurch verursacht, daß bei der Differenzbildung die genauigkeitsbeeinflussenden Effekte nicht vollkommen herausfallen, sondern Restfehler verbleiben. Andererseits wird meistens in der Ausgleichung der Code- oder Phasen-DD eine Gewichtsmatrix benutzt, welche weder der tatsächlichen Meßgenauigkeit entspricht, noch das Verhältnis zwischen den Genauigkeiten der einzelnen Beobachtungen gut beschreibt.

So benutzen viele Auswerteprogramme eine gemeinsame Standardabweichung für alle Beobachtungen ohne Rücksicht darauf, daß die Meßgenauigkeit stark vom Empfängertyp abhängt. Viele Softwarepakete bieten die Möglichkeit einer Einstellung der Meßgenauigkeit. Hier kann der vom Empfängerhersteller angegebene Wert benutzt werden. Dieser Wert bezieht sich allerdings in

der Regel auf optimale Bedingungen und ist häufig in der Praxis nicht erreichbar. Das Verhältnis zwischen den einzelnen DD einer Messung wird meistens nicht berücksichtigt, da alle Beobachtungen gleich gewichtet werden (Rotacher et al., 1993; Hofmann-Wellenhof et al., 1994). Es ist jedoch bereits gezeigt worden, daß die Meßgenauigkeit exponentiell von der Satellitenelevation abhängt (Euler und Goad, 1991).

Die in der Regel zu optimistisch geschätzte Positionsgenauigkeit hat in bestimmten Fällen einen Einfluß auf die Zuverlässigkeit der Auswertelgorithmen. Dies ist zum Beispiel der Fall, wenn die Kovarianzmatrix der Code-DD zur Steuerung des Suchbereichs bei der Ambiguitätenauflösung benutzt wird (Sauer mann, 1993). Eine realistische Schätzung der Genauigkeit der Ergebnisse setzt unbedingt eine realistische Berücksichtigung der Genauigkeit der Messungen sowie der bestehenden Korrelationen voraus.

### Zielsetzung

Im Rahmen dieser Arbeit soll eine ausführliche Untersuchung der Genauigkeit der Code- und Phasenmessungen durchgeführt werden. Da sich auf eine Messung mehrere Effekte gleichzeitig auswirken, kann zwischen den Einflüssen der verschiedenen Effekte nur dann unterschieden werden, wenn die Eigenschaften jedes Einflusses bekannt sind. Die entsprechende theoretische Darstellung wird im Kapitel 2 angegeben.

Die am häufigsten verwendeten Methoden zur Genauigkeitsuntersuchung beruhen auf der Analyse der Doppelten Differenzen (Lachapelle, 1991), oder auf einem speziellen Meßaufbau z. B. wie dem sogenannten „zero-baseline“-Aufbau (Becker et al., 1993). Obwohl für die Auswertung von DD nur die Genauigkeit der bereits doppelt-differenzierten Beobachtungen von Interesse ist, ist für die Charakterisierung der Einflüsse auch die Auswirkung auf die undifferenzierten Messungen von Bedeutung. Zu diesem Zweck werden in dieser Arbeit Methoden untersucht, welche auch für die Genauigkeitsanalyse der Aufzeichnungsdaten geeignet sind.

Unter Anwendung dieser Methoden soll die Abhängigkeit der Meßgenauigkeit von verschiedenen Faktoren (Empfängerqualität, Satellitenelevation, Ausbreitungseffekte u.a.) mit Hilfe von Felddaten untersucht und quantitativ beschrieben werden.

Anhand dieser Analyse soll ersichtlich werden, welche Möglichkeiten bestehen, den tatsächlichen Rauschpegel der Messungen bei der Auswertung zu berücksichtigen. Damit wird eine Steigerung der Genauigkeit der Positionsbestimmung und eine Erhöhung der Zuverlässigkeit und Geschwindigkeit der Ambiguitätenauflösung erzielt. Dies soll hier allerdings nicht durch die Entwicklung von Korrekturmodellen erfolgen, wie z. B. für die ionosphärische (Wanninger, 1995) oder troposphärische Refraktion (Yan et al., 1992). Im Rahmen dieser Arbeit werden hingegen stochastische Modelle entwickeln. Damit wird die Beurteilung der aus allen Faktoren resultierenden Meßgenauigkeit ermöglicht.

## **2 Genauigkeitsbeeinflussende Faktoren**

Dieses Kapitel befaßt sich mit den wichtigsten Faktoren, welche die Genauigkeit der Positionsbestimmung mit Hilfe von GPS beeinflussen. In der Regel spricht man von genauigkeitsbeeinflussenden „Effekten“. Unter diesem Begriff versteht man hauptsächlich Phänomene, wie z.B. atmosphärische Refraktion, Mehrwegeausbreitung oder relativistische Einflüsse. Hier wird der Begriff „Faktoren“ benutzt, der auch andere genauigkeitsbeeinflussende Aspekte, die nicht als Effekte bezeichnet werden können, umfaßt. Solche Aspekte sind z.B. die Qualität der Empfängerbauteile und die Filteralgorithmen, die bei der Signalverarbeitung im Empfänger implementiert sind.

Im allgemeinen haben zahlreiche Faktoren einen Einfluß auf die Genauigkeit der GPS-Positionierung, wobei die Größe des Einflusses von den besonderen Gegebenheiten der Beobachtung abhängt. So gibt es Effekte, die bei einer Einzelpunktbestimmung sehr große Auswirkung haben, bei differentiellen Beobachtungsmethoden aber kaum eine Rolle spielen. Andere Parameter, von denen die Größe eines Einflusses abhängt, sind die Basislinienlänge, der Meßmodus (statisch oder kinematisch) und die Eigenschaften der benutzten Empfänger (Ein- oder Zweifrequenz-Geräte).

In diesem Kapitel werden nur diejenigen genauigkeitsbeeinflussenden Faktoren beschrieben, die bei differentiellen kurzzeitstatischen und kinematischen Beobachtungen im Nahbereich die Positionierungsgenauigkeit und die Ambiguitätenauflösung beeinflussen. Weiterhin werden diese Faktoren in unterschiedlichem Umfang in Abhängigkeit von ihrer Bedeutung für die entwickelten Ansätze (Kapitel 3 und 5) dargestellt.

### **2.1 Ionosphärische Refraktion**

#### **2.1.1 Brechungsindex und Laufzeitfehler**

Die Ionosphäre ist die Schicht der Atmosphäre, die sich infolge starker Ionisierung durch besonders große elektrische Leitfähigkeit auszeichnet und so die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen beeinflussen kann. Somit dehnt sich die Ionosphäre von etwa 50 km bis zu mehreren Erdradien oberhalb der Erdoberfläche aus (Wanninger, 1994).

#### **Brechungsindex**

Im allgemeinen Fall hängt die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer elektromagnetischen Welle von dem Brechungsindex des Mediums ab, in dem sie sich ausbreitet. Der Brechungsindex  $n$  ist (Seeber, 1993):

$$n = \frac{c}{u} \tag{2.1.1}$$

wobei  $c$  die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Vakuum und  $u$  die Geschwindigkeit im Ausbreitungsmedium sind. Der Quotient in (2.1.1) ist gleich  $\sin a / \sin b$ , wobei  $a$  und  $b$  die Winkel sind, die der Strahl im ersten und im zweiten Medium mit dem Einfallslot bildet (Westphal, 1970). Der Brechungsindex beschreibt also außer der Geschwindigkeitsänderung auch die Richtungsänderung (Brechung) einer Welle bei ihrem Übergang von einem Medium zum anderen.

Die Ionosphäre ist für Radiowellen ein dispersives Medium, d.h. der Brechungsindex ist frequenzabhängig. Infolgedessen unterscheidet sich die Phasengeschwindigkeit (Ausbreitung der Träger) von der Gruppengeschwindigkeit (Ausbreitung der Codes) (Seeber, 1993). Die Definition dieser Größen kann man in (Leick, 1995) oder (Papoulis, 1962) nachlesen. Nach Hartmann und Leitinger (1984) lautet der Phasenbrechungsindex einer monochromatischen Welle mit einer Frequenz höher als 100 MHz:

$$n_{ph}^2 = 1 - \frac{f_p^2}{f^2 \pm f \cdot f_g \cdot |\cos\theta|} \quad (2.1.2)$$

wobei  $f_p$  die Plasmafrequenz,  $f_g$  die Gyrofrequenz der freien Elektronen,  $f$  die Frequenz der Welle und  $\theta$  der Winkel zwischen der Ausbreitungsrichtung der Welle und dem Vektor der geomagnetischen Induktion sind. Die Plasmafrequenz ist:

$$f_p^2 = \frac{e^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot m \cdot \epsilon_0} \cdot N_e \approx 80.6 \cdot N_e \quad (2.1.3)$$

wobei  $e$  die Elektronenladung,  $m$  die Elektronenmasse,  $\epsilon_0$  die Dielektrizitätskonstante des Vakuums und  $N_e$  die Dichte der freien Elektronen in der Ionosphäre darstellen. Die Gyrofrequenz ist:

$$f_g = \frac{e}{2 \cdot \pi \cdot m} \cdot B \quad (2.1.4)$$

mit  $B$  der geomagnetischen Induktion. Auf der nördlichen geomagnetischen Halbkugel wird für die Formel (2.1.2) das positive Vorzeichen für linkshändig und das negative für rechtshändig zirkular polarisierte Wellenkomponenten eingesetzt.

Die Potenzreihenentwicklung des Brechungsindex nach der Frequenz unter den Annahmen von senkrecht einfallendem Signal und kugelförmig geschichteter Atmosphäre ergibt:

$$n_{ph} = 1 - \frac{f_p^2}{2f^2} \pm \frac{f_p^2 f_g |\cos\theta|}{f^3} - \frac{f_p^4}{8f^4} - \frac{f_p^2 f_g^2}{4f^4} (\sin^2 \theta + 2 \cos^2 \theta) \pm \dots \quad (2.1.5)$$

wobei Terme höherer als dritter Ordnung vernachlässigt werden. Der Phasenbrechungsindex ist stets kleiner als eins, das heißt, die Ausbreitung der Phasen wird in der Ionosphäre beschleunigt. Unter Berücksichtigung von (2.1.1) kann man zum Schluß kommen, daß die Phasengeschwindigkeit größer als die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum ist. Nach Wanninger (1994) steht das aber nicht im Widerspruch zur speziellen Relativitätstheorie, da dies nur bedeutet, daß die Wellenlänge des Signals in der Ionosphäre größer als im Vakuum ist.

Im Gegensatz zur Phasenausbreitung wird die Ausbreitung der Codes verzögert. Zwischen den beiden Brechungsindizes gilt:

$$n_{gr} = n_{ph} + f \frac{dn_{ph}}{df} \quad (2.1.6)$$

Aus (2.1.5) und (2.1.6) erhält man den Gruppenbrechungsindex:

$$n_{gr} = 1 + \frac{f_p^2}{2f^2} \mp 2 \frac{f_p^2 f_g |\cos \theta|}{f^3} + \frac{3f_p^4}{8f^4} + \frac{3f_p^2 f_g^2}{4f^4} (\sin^2 \theta + 2 \cos^2 \theta) \mp \dots \quad (2.1.7)$$

### Laufzeitfehler

Ein geodätischer GPS-Empfänger mißt die Zeitverzögerung und die Phasendifferenz des Eingangssignals bezüglich eines selbst generierten Signals. Der Übergang von diesen Größen zu Entfernungen erfolgt bei Codemessungen über die Ausbreitungsgeschwindigkeit und bei Phasenmessungen über die Wellenlänge mittels der fundamentalen Gleichung für die elektromagnetischen Wellen:

$$c \equiv \frac{ds}{dt} = \lambda \cdot f \quad (2.1.8)$$

Es entsteht ein Laufzeitfehler, da die Geschwindigkeit in der Ionosphäre nicht  $c$ , sondern  $u$  entsprechend der Gleichung (2.1.1) ist. Dieser Fehler  $dR_{ION}$  kann durch Integration des Brechungsindex über den Signalweg  $s$  berechnet werden (Seeber, 1993):

$$dR_{ION} = \int_s (n - 1) ds \quad (2.1.9)$$

Durch Vernachlässigung von Termen höherer Ordnung erhält man aus (2.1.9), (2.1.5) und (2.1.7) für die Phasen:

$$dR_{ION} \approx -\frac{40.3}{f^2} \int_s N_e ds = -\frac{40.3}{f^2} \cdot TEC \quad (2.1.10)$$

und für die Codes:

$$dR_{ION} \approx \frac{40.3}{f^2} \int_s N_e ds = \frac{40.3}{f^2} \cdot TEC \quad (2.1.11)$$

wobei  $TEC$  (Total Electron Content) der Elektronengehalt der Ionosphäre in einer Säule mit einer Grundfläche von  $1 \text{ m}^2$  zwischen Empfänger und Satelliten in Einheiten [ $10^{16}$  Elektronen /  $\text{m}^2$ ] ist. Je näher ein Satellit am Horizont ist, um so größer ist der (schräge) Weg, den sein Signal durch die Ionosphärenschicht läuft. Damit ist der TEC von der Elevation abhängig. Für die Modellierung der Ionosphäre ist dies aber besonders ungünstig und so definiert man den vertikalen Elektronengehalt  $VTEC$  (Vertical TEC), der sich auf eine vertikale Säule bezieht. Zwischen den beiden Elektronengehalten gilt die Beziehung:

$$TEC = SF \cdot VTEC \quad (2.1.12)$$

wobei  $SF$  den Schrägheitsfaktor („slant factor“ oder „mapping function“) darstellt. Um die Berechnung dieses Faktors zu vereinfachen, trifft man die Annahme, daß alle freien Elektronen der Ionosphäre in einer Schicht geringer Dicke in einer Höhe  $H_f$  konzentriert sind (single layer model). Es ergibt sich:

$$SF = \frac{1}{\cos z'} = \frac{1}{\cos \left( \arcsin \left( \frac{R_E \sin z}{R_E + H_I} \right) \right)} \quad (2.1.13)$$

wobei  $z'$  die Zenitdistanz des Satelliten berechnet in der Höhe  $H_I$  ist. Sie wird mittels der Zenitdistanz am Empfängerstandpunkt  $z$  und dem Erdradius  $R_E$  berechnet. Die am häufigsten verwendeten Werte für  $H_I$  liegen zwischen 300 und 400 km. Der Schrägheitsfaktor nimmt Werte von 1 bis ca. 3 an. In (Sovers, 1991) findet man einen genaueren Schrägheitsfaktor, der die Dicke der Ionosphäre berücksichtigt.

Bei der Bestimmung der Laufzeitfehler ( Gl. (2.1.10-11) ) wurden alle Terme des Brechungsindex mit einer Ordnung größer eins vernachlässigt. So beschreiben diese Formeln den sogenannten ionosphärischen Effekt erster Ordnung. Die Terme  $(1/f^3)$  und  $(1/f^4)$  entsprechen den Effekten zweiter und dritter Ordnung. Sie wurden aus zwei Gründen nicht berücksichtigt: Erstens sind diese Effekte um ein vielfaches kleiner als der Effekt erster Ordnung. Nach Wübbena (1991) gilt:

Frequenz	Effekt 1. Ordn.	Effekt 2. Ordn.	Effekt 3. Ordn.
L1	32.5	0.036	0.002
L2	53.5	0.076	0.007

Tabelle 2.1: Vertikaler ionosphärischer Laufzeitfehler [m].

Zweitens sind die ionosphärischen Effekte höherer Ordnung von der Gyrofrequenz der freien Elektronen und damit von dem geomagnetischen Feld abhängig. Dieses Feld unterliegt zeitlichen Variationen und die entsprechenden Modelle sind rechnerisch aufwendig.

Der Term zweiter Ordnung  $(1/f^3)$  in (2.1.5) entspricht der Faraday Drehung. Dieses Phänomen ist dafür verantwortlich, daß die Polarisationssebene eines linear polarisierten Signals sich verändert. Ist die Polarisationssebene im Satelliten bekannt, kann mit Hilfe eines einfachen Magnetfeldmodells den Elektronengehalt der Ionosphäre berechnet werden (Yunck, 1993).

In diesem Kapitel wird auf die Beschreibung von Korrekturalgorithmen für den ionosphärischen Laufzeitfehler verzichtet. Die ionosphärische Refraktion wird bei den im Kapitel 5 beschriebenen Methoden nicht im Sinne einer Modellierung berücksichtigt.

## **2.1.2 Ionosphärische Störungen**

Die Ionisierung der Luft hängt stark von der Sonnenstrahlungsintensität ab. Deswegen ist der vertikale Elektronengehalt von der geographischen Breite eines Ortes abhängig. Darüber hinaus unterliegt die Aufladung der Ionosphäre großen periodischen Variationen wie den täglichen (Tag-Nacht), den jährlichen (Jahreszeit) und den elfjährigen (Sonnenfleckenzyklus) Schwankungen. Außer diesen regelmäßigen Variationen treten auch unregelmäßige Änderungen des Elektronengehaltes auf, die man als ionosphärische Störungen bezeichnet.

### Wandernde Ionosphärische Störungen

Zu den unregelmäßigen Änderungen gehören die sogenannten Wandernden Ionosphärischen

Störungen (TID, Travelling Ionospheric Disturbances), die relativ großräumige, wellenförmige Strukturen in der Elektronenverteilung sind (Wanninger, 1994). Man unterscheidet zwischen „Large scale TIDs“ (LTIDs) und „Medium scale TIDs“ (MTIDs). LTIDs haben Perioden von 30 Minuten bis zu drei Stunden, horizontale Wellenlängen von über 1000 km und erscheinen um den geomagnetischen Äquator. MTIDs haben kürzere Perioden von zwölf bis 60 Minuten, Wellenlängen von einigen 100 Kilometern (Wanninger, 1993b) und treten meistens in den mittleren Breiten auf.

### Szintillationen

Eine andere Kategorie von ionosphärischen Störungen sind die kleinräumigen Störungen, deren Größe wenige Meter bis zu wenigen Kilometern beträgt. Sie verursachen zufällige Schwankungen der Elektronendichte und sind verantwortlich für die sogenannten Szintillationen, d.h. starke, zufällige Variationen der Phase und der Amplitude des empfangenen Signals. Die Ursachen der Szintillationen sind in der Regel natürliche Prozesse, es können aber auch Freisetzungen von Chemikalien oder nukleare Explosionen sein (Bogusch et. al., 1981). Die Inhomogenitäten, die Szintillationen verursachen, erscheinen als lange und dünne Strukturen mit der längeren Achse parallel zu den geomagnetischen Feldlinien. Achsenverhältnisse größer als 60 zu 1 wurden beobachtet (Koster, 1966). Die stärksten Szintillationen finden im Bereich des geomagnetischen Äquators statt. Weiterhin treten sie in den Aurora Ovalen und in den Polarregionen auf. Bei starken magnetischen Stürmen wurden sie auch in mittleren Breiten beobachtet (Wanninger, 1993a). Die Szintillationen stellen für die Satellitensysteme ein echtes Problem dar, insbesondere für das „Synthetic Aperture Radar“, das auf der Phasenkohärenz beruht (Quegan, 1993).

### **2.1.3 Einfluß der Ionosphäre**

Im allgemeinen hat die Ionosphäre einen großen Einfluß auf die Positionierung mit GPS. Sie wirkt sich vor allem auf die Einzelpunktbestimmung mit Einfrequenz-Empfängern aus. Anhand (2.1.10) und (2.1.11) läßt sich feststellen, daß der Laufzeitfehler proportional zum Elektronengehalt ist. In der Nacht beträgt VTEC oft nur 5 TEC-Einheiten. Nach Brunner and Gu (1991) kann er aber am Tag bei extremsten Sonnenzykluszuständen einen Wert von bis zu 455 TEC-Einheiten erreichen. Nach (2.1.12) ist weiterhin der Entfernungsfehler von der Satellitenelevation abhängig. Für verschiedene Werte der Elevation und des Ionisierungsgrades kann der Laufzeitfehler am Beispiel der L1-Frequenz weniger als 1 m bis 200 m betragen. Um den ionosphärischen Einfluß zu reduzieren, enthalten die von den Satelliten ausgestrahlten Navigationsdaten (navigation message) acht Parameter für die Berechnung eines Korrekturmodells. Dieses Modell soll mindestens 50% des Fehlers eliminieren (ICD-GPS-200, 1991). Durch die Bildung von Doppelten Differenzen und die Benutzung von Zweifrequenz-Empfängern wird eine größere Eliminierung erreicht. Dieses Kapitel befaßt sich mit der Auswirkung des Restfehlers.

### Effekt erster Ordnung

Wie schon erwähnt, entspricht der Effekt erster Ordnung ca. 99% des ionosphärischen Laufzeitfehlers. Zwei nicht zu weit voneinander entfernte Empfänger empfangen Signale eines Satelliten, die ungefähr denselben Bereich der Ionosphäre durchlaufen. So hebt sich der Fehler bei der Bildung von Doppelten Differenzen zum größten Teil auf. Die Abbildung 2.1 zeigt Restfehler, die durch Unterschiede in den Elevationswinkeln ( $TEC_B^1 > TEC_A^1$ ) und in der Elektronendichteverteilung ( $TEC_B^2 > TEC_A^2$ ) verursacht werden.

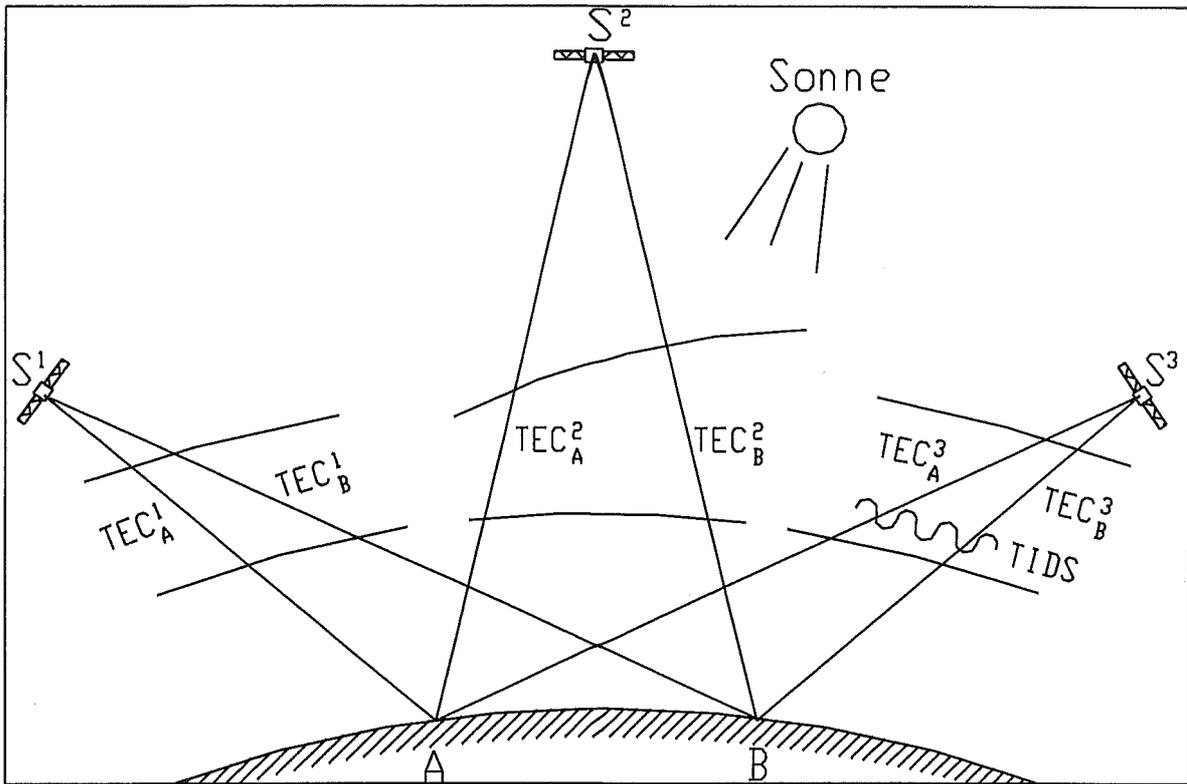


Abbildung 2.1: Ionosphärische Restfehler in den einfachen Differenzen zwischen Empfängern (Δ).

Aufgrund des dispersiven Charakters der Ionosphäre kann der Laufzeitfehler bei Zweifrequenz-Beobachtungen berechnet werden. Es gibt jedoch zwei Schwierigkeiten dabei. Bei den Codemessungen sind die instrumentellen Verzögerungsdifferenzen (s. auch Kapitel 2.4.3) im Satelliten und im Empfänger sehr groß. Bei Phasemessungen sind sie viel kleiner (beispielsweise um den Faktor 60 (Wanninger, 1994)), man kann aber mit hoher Genauigkeit nur die zeitliche Änderung des Entfernungsfehlers berechnen, da die Phasen von den Ambiguitäten beeinflusst sind.

#### Effekte höherer Ordnung - Nicht modellierte Effekte

Effekte höherer Ordnung werden, wegen ihres kleinen Einflusses und dem erforderlichen rechnerischen Aufwand, in der Regel nicht berücksichtigt. Der entsprechende Laufzeitfehler ist zwar vernachlässigbar, kann aber bei speziellen Betrachtungen eine gewisse Rolle spielen. Ein Beispiel dafür ist die Ambiguitätenauflösung mit Hilfe des Zweifrequenz-Kriteriums (TFC; s. Gl. (5.4.1)), welches auf der Beziehung zwischen den Phasemessungen auf L1 und L2 beruht.

Abgesehen von den dispersiven Eigenschaften der ionosphärischen Refraktion, werden die L1- und L2-Phasenbeobachtungen gleichermaßen von der Ionosphäre beeinflusst, weil die entsprechenden Signalwege sehr nah beieinander liegen. Zu Abweichungen davon kommt es wegen der kontinuierlichen Änderung der Elektronendichte - und folglich auch des Brechungsindex -, die zu einer Strahlungskrümmung führt. Da diese Krümmung frequenzabhängig ist, breiten sich die L1- und L2-Signale auf unterschiedlichen Wegen aus, wie die Abbildung 2.2 zeigt. Die Größe von D1 und D2 für einen üblichen und einen extremen Wert des Elektronengehaltes (s. auch Anfang des Kapitels 2.1.3) kann man in der Tabelle 2.2 finden. Je mehr die L1- und L2-Signalwege voneinander abweichen, um so unterschiedlicher sind die Effekte, denen die Zweifrequenz-

20A / J. Simon

Beobachtungen unterliegen. Dies ist bei der Anwendung des TFC bei niedrigen Satelliten von großer Bedeutung.

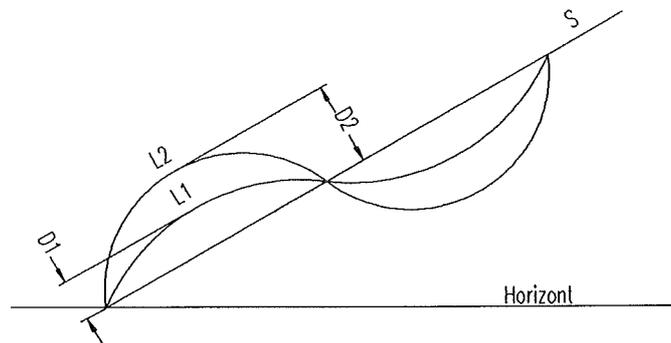


Abbildung 2.2: Strahlungskrümmung für das L1- und L2- Signal.

VTEC	$1.38 \times 10^{18} \text{ El/m}^2$		$4.55 \times 10^{18} \text{ El/m}^2$	
Elevation	D1	D2	D1	D2
90	0.0004	0.0007	0.0015	0.0024
60	4.3190	7.1144	14.1979	23.2876
30	27.2780	33.4000	66.6608	109.8183
15	55.5253	91.4643	182.5863	300.8688
7.5	92.7348	152.7742	305.0658	502.9136

Tabelle 2.2: Strahlungskrümmung [m] für das L1- und L2- Signal (entnommen aus: (Brunner und Gu, 1991)).

Für die Aufstellung der Formeln (2.1.5) und (2.1.7) wurden einige Annahmen getroffen, die nicht vollkommen der Realität entsprechen. Für den Gruppenbrechungsindex hat der hervorgerufene Restfehler praktisch keine Auswirkung, weil das Meßrauschen der Codemessungen groß ist. Bei den viel genaueren Phasenmessungen kann er aber einen beträchtlichen Wert annehmen. Solche Annahmen sind die homogene, kugelförmig geschichtete Atmosphäre und der vertikale Einfall des Signals. Diese zwei Annahmen sind eng miteinander verbunden. Für schräg einfallende Wellen ist es möglich, Faktoren zu berechnen, die den Übergang vom vertikalen zum schrägen Einfall erlauben (Hartmann und Leitinger, 1984). Bei zunehmender Zenitdistanz oder horizontalen Gradienten in der Elektronendichte verlieren diese Faktoren an Genauigkeit.

### Effekte gestörter Ionosphäre

In den vorausgegangenen Absätzen wurden die Restfehler beschrieben, die nach der Bildung von Doppelten Differenzen verbleiben. Bei ionosphärischen Störungen machen sich diese Resteffekte besonders bemerkbar. Im Fall einer MTID gibt es große horizontale Gradienten in der Ionosphäre, so daß die Signale zu den zwei Empfängern sehr unterschiedlich beeinflusst werden ( $\text{TEC}_A \neq \text{TEC}_B$  in Abb. 2.1). Im Fall von Szintillationen ist dieser Unterschied größer und unterliegt zeitlichen Schwankungen. Die starken Veränderungen der Phase und der Amplitude des Signals können zu häufigen Unterbrechungen der Phasenmessung (Cycle-Slips) führen (Wanninger, 1994).

## Korrekturmodelle

Die differentielle Positionierung mit GPS erlaubt zum großen Teil die Eliminierung der ionosphärischen Refraktion. Für lange Basislinien und hohe Genauigkeitsanforderungen, wie z. B. bei geodynamischen Anwendungen, sind aber zusätzliche Korrekturen anzubringen. Dazu wird oft die ionosphärenfreie Linearkombination (auch L3 genannt) benutzt. Hier werden die Phasenbeobachtungen mit zwei Faktoren multipliziert, die den ionosphärischen Effekt erster Ordnung eliminieren. Diese Faktoren sind nicht eindeutig zu definieren. Deswegen findet man in der Literatur unterschiedliche Formeln für die L3-Kombination. Die am häufigsten benutzten sind in (Beutler et al., 1988) und (Hofmann-Wellenhof et al., 1994) beschrieben. In (Oiu et al., 1995) wird von einer Methode berichtet, welche den ionosphärischen Laufzeitfehler nur aus Einfrequenz-Daten schätzt. Sie beruht auf der Tatsache, daß der Effekt für die Phase und den Code die gleiche Größe aber ein anderes Vorzeichen hat (vgl. Gl. (2.1.10-11)).

Die besten Ergebnisse kann man mit der Berechnung von lokalen ionosphärischen Modellen erzielen (Wild, 1994; Wanninger, 1995). Hierzu werden Zweifrequenz-Daten von mehreren Empfängern in einer Region benutzt, um den Elektronengehalt als Funktion der Breite und des Stundenwinkels der Sonne zu modellieren.

## **2.2 Troposphärische Refraktion**

Die Atmosphäre wird aufgrund verschiedener Eigenschaften eingeteilt. Bei der Gliederung nach dem Temperaturverlauf ist die Troposphäre die Schicht bis 10-12 km, in der die Temperatur mit der Höhe abnimmt (Leick, 1995). Dort findet das ganze Wettergeschehen statt (Kertz, 1971). Nach der Tropopause und bis zu einer Höhe von 50 km befindet sich die Stratosphäre. Hier nimmt die Temperatur mit der Höhe zu. 99.9% der Masse der Atmosphäre sind unterhalb von 50 km konzentriert.

### Einfluß der Troposphäre

Bei der Untersuchung der Signalausbreitung bezeichnet der Term „troposphärische Refraktion“ den gesamten Effekt der nicht ionisierten Atmosphäre (Troposphäre, Tropopause und Stratosphäre). Im Gegensatz zu der Ionosphäre ist die Troposphäre für Radiowellen kein dispersives Medium. Dies hat den Nachteil zur Folge, daß man den troposphärischen Laufzeitfehler mit Hilfe von Zweifrequenz-Daten nicht berechnen kann.

Von Vorteil ist es aber, daß die Beziehung zwischen den Phasenmessungen auf L1 und L2 (s. auch Kapitel 3.4) nicht beeinflußt wird. Allerdings kann es zu kleinen Abweichungen davon wegen der Ionosphäre kommen. Wie im Kapitel (2.1.3) dargestellt, folgen die zwei Signale unterschiedlichen Wegen in der Ionosphäre. So erreichen sie die Troposphärenschicht an unterschiedlichen Orten mit unterschiedlichen Winkeln, wie die Abbildung 2.3 zeigt. Kleine Inhomogenitäten der Troposphäre führen zu zusätzlichen Unterschieden in den Refraktionseffekten für die zwei Frequenzen, die eine zusätzliche Dopplerverschiebung zur Folge haben. Die Frequenz des empfangenen Signals ist aber mit einer Genauigkeit von  $10^{-13}$  zu messen (Kursinski, 1994). Das entspricht einer Auflösung von  $10^{-8}$  bei der Berechnung des Brechungswinkels.

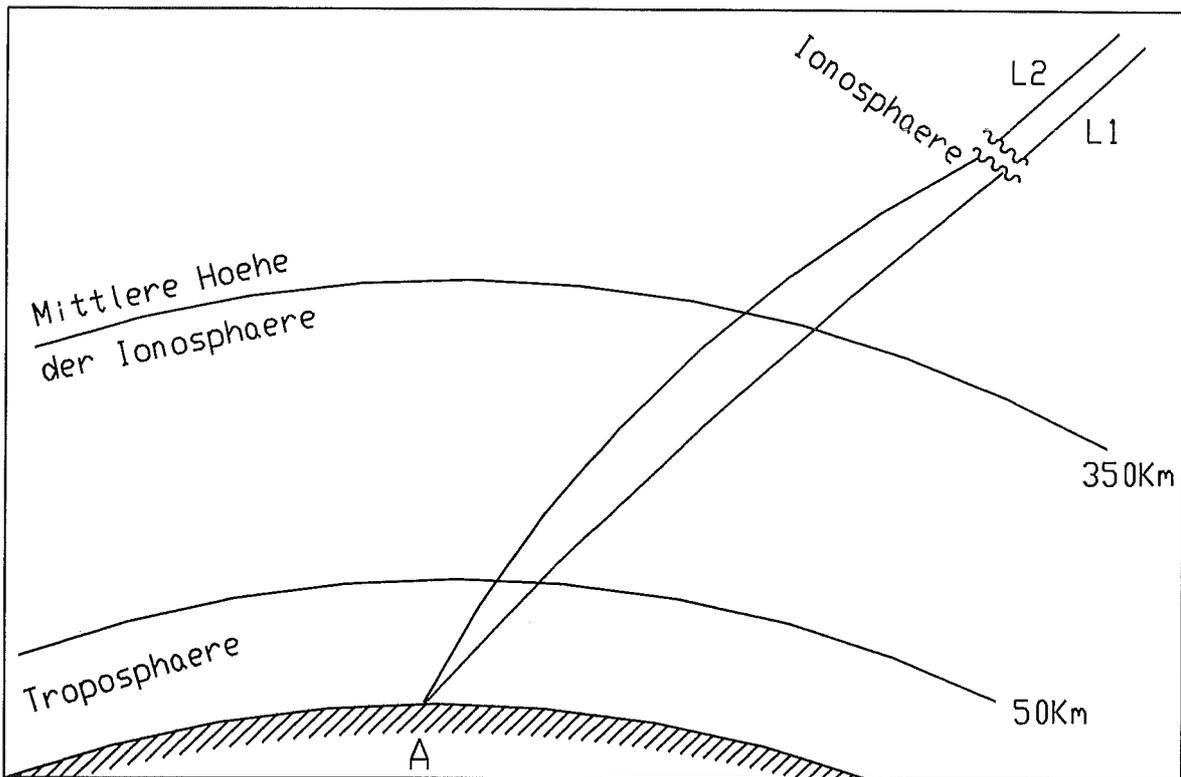


Abbildung 2.3: Laufwege der L1- und L2-Signale in der Ionosphäre und Troposphäre.

### Troposphärische Korrekturen

Wie bei der Ionosphäre, wird auch der troposphärische Laufzeitfehler durch die differentielle Positionierung weitgehend eliminiert. Aufgrund der unterschiedlichen Einfallswinkeln des Signals auf den zwei Stationen kommt es bei langen Basislinien zu Restfehlern (vgl. Abb. 2.1). Bei der Troposphäre muß man jedoch berücksichtigen, daß die Satellitensignale nicht immer die ganze Schicht durchlaufen. Dies passiert beispielsweise dann, wenn es einen Höhenunterschied zwischen den zwei Stationen gibt, oder wenn bei kinematischen Anwendungen der mobile Empfänger sich in der Luft befindet (Brown und v. Diggelen, 1994). Bei inhomogener Troposphäre unterscheiden sich die Effekte an den zwei Stationen noch mehr.

Um diese Restfehler zu eliminieren, bringt man bei den Beobachtungsgrößen troposphärische Korrekturen an. Für die Refraktion von Radiowellen in der Luft gilt (Seeber, 1993):

$$N = 77.6 \frac{P}{T} + 3.73 \cdot 10^5 \frac{e}{T^2} \quad (2.2.1)$$

wobei  $P$  der Luftdruck [hPa],  $T$  die absolute Temperatur [°K] und  $e$  der Partialdruck des Wasserdampfs [hPa] sind.  $N$  ist die Refraktionszahl, eine Größe, die oft anstelle des Brechungsindex (2.1.1) benutzt wird, weil dieser sich sehr wenig von 1 unterscheidet. Es gilt:

$$N = (n - 1) \cdot 10^6 \quad (2.2.2)$$

Die Berechnung des Laufzeitfehlers erfolgt wie bei der Ionosphäre (Gl. (2.1.9)). Man erkennt leicht,

daß die Lösung des Integrals die Kenntnis des Verlaufs der meteorologischen Parameter entlang des ganzen Signalweges voraussetzt. Dies erfolgt in der Praxis mit Hilfe von Modellen, welche die Abhängigkeit dieser Parameter von der Höhe beschreiben. Am häufigsten werden das modifizierte Hopfield Modell und das Modell von Saastamoinen verwendet. Es ist zu bemerken, daß diese Modelle oft bessere Ergebnisse liefern, wenn statt den gemessenen meteorologischen Daten die Parameter der Standardatmosphäre benutzt werden.

## 2.3 Empfangssystem

Das Global Positioning System wird in das Raum-, das Kontroll- und das Nutzersegment eingeteilt (Wells et al., 1986). Dieses Kapitel befaßt sich mit dem zweiten und dem dritten Segment und versucht die wichtigsten Aspekte darzustellen, die für das Verständnis des nächsten Kapitels 2.4 erforderlich sind. Die Überschrift „Empfangssystem“ wurde gewählt, da in diesem Kapitel außer auf den Empfänger auch auf andere Komponenten, wie die Antenne oder ein externer Frequenzstandard, eingegangen wird.

### 2.3.1 Das GPS-Signal

Bevor man das Empfangssystem beschreiben kann, muß man kurz die Struktur des ausgestrahlten Signals darstellen. Eine sehr wichtige Eigenschaft von GPS ist, daß alle Signale eines Satelliten aus einer fundamentalen Frequenz abgeleitet werden. Die Abbildung 2.4 gibt einen Überblick über die Signalerzeugung im Satelliten.

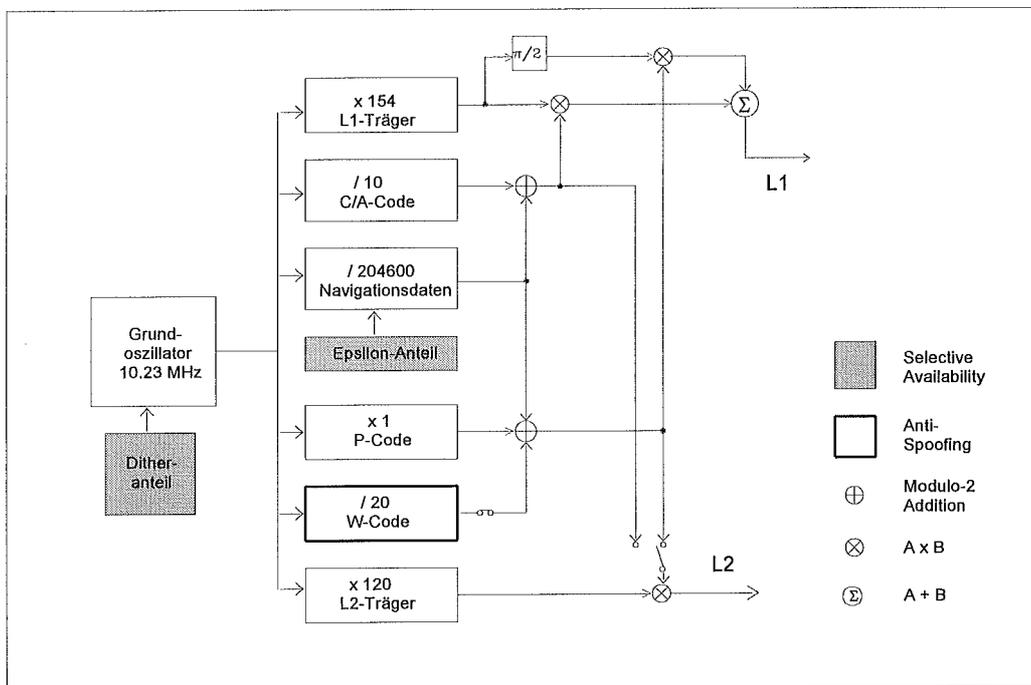


Abbildung 2.4: Erzeugung der GPS-Signale im Satelliten (entnommen aus: (Thiel, 1995)).

### Satellitenoszillator

Für die Erzeugung der Signale sind die GPS-Satelliten mit hochpräzisen Rubidium und Cäsium Atomoszillatoren ausgerüstet. Bei den Block I Satelliten wurden meist Rubidium Frequenzstandards

benutzt. Die neuen Satellitengenerationen Block II und Block IIA verfügen über Cäsium Oszillatoren. Sie sind um eine Genauigkeitsklasse ( $10^{-13}$ ) besser als die mit Rubidium ( $10^{-12}$ ) (Bartholomew, 1980). Für die zukünftige Block IIR Satellitengeneration sind H-Maser Oszillatoren vorgesehen (Hofmann-Wellenhof et al., 1994). Die erwünschte Nominalfrequenz aller Oszillatoren ist 10.23 MHz. Um relativistische Effekte weitestgehend zu eliminieren, wird die Nominalfrequenz des Satelliten absichtlich um 0.00445 Hz verringert (Spilker, 1980). Es machen sich sowohl Effekte der allgemeinen Relativitätstheorie (Unterschied zwischen Gravitationspotential am Satelliten und auf der Erde) als auch der speziellen Relativitätstheorie (unterschiedliche Geschwindigkeiten der Empfänger- und Satellitenuhren) bemerkbar. Nach Eliminierung der Dopplerverschiebung gilt (Zhu und Groten, 1988):

$$\frac{f_E}{f_S} = 1 - \frac{\left( \phi_S + \frac{v_S^2}{2} - \phi_0 + \left( \phi_0 - \phi_E - \frac{v_E^2}{2} \right) \right)}{c^2} \quad (2.3.1)$$

wobei  $f$  die Frequenz,  $\phi_S = GE/r$ ,  $\phi_E = GE/R$ ,  $v$  der Geschwindigkeitsvektor und  $c$  die Lichtgeschwindigkeit sind. Die Indizes  $E$  und  $S$  entsprechen Empfänger und Sender. Die Dopplerverschiebung lautet (Leick, 1995):

$$\frac{f_E}{f_S} = \frac{1 - \frac{v \cdot \cos\theta}{c}}{\sqrt{\left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right)}} = \left(1 - \frac{v \cdot \cos\theta}{c}\right) \left(1 + \frac{v^2}{2c^2} + \frac{v^4}{8c^4} + \dots\right) \quad (2.3.2)$$

wobei  $\theta$  den Winkel zwischen dem Satellitengeschwindigkeitsvektor und der Verbindungslinie Empfänger-Satellit darstellt. Das Produkt  $v \cdot \cos\theta$  ergibt die Relativgeschwindigkeit. Da die Satellitengeschwindigkeit viel kleiner als die Lichtgeschwindigkeit ist, können die Terme höherer Ordnung vernachlässigt werden.

Der in Abb. 2.4 angezeigte Dither-Anteil ist eine Komponente der SA (Selective Availability), die ausführlich im Kapitel 2.6 beschrieben wird.

### Erzeugung der GPS-Signale

Aus der Grundfrequenz 10.23 MHz des Satellitenoszillators werden folgende Signale abgeleitet, die als Trägerfrequenzen zur Übertragung der Codes genutzt werden:

- L1-Trägerfrequenz 1575.42 MHz =  $154 \times 10.23$  MHz
- L2-Trägerfrequenz 1227.60 MHz =  $120 \times 10.23$  MHz. (2.3.3)

Auf diese Signale werden folgende Informationen aufmoduliert:

- Navigationsdaten 50 Hz =  $10.23 \text{ MHz} / 204600$
- C/A-Code 1.0230 MHz =  $10.23 \text{ MHz} / 10$
- P-Code 10.230 MHz =  $10.23 \text{ MHz} \times 1$
- W-Code 0.5115 MHz =  $10.23 \text{ MHz} / 20$  (nur bei Anti-Spoofing). (2.3.4)

Zuerst werden der C/A- und der P-Code mit den Navigationsdaten D addiert. Dies erfolgt mit einer Modulo-2 Addition, wie die folgende Tabelle darstellt:

Folge 1	Folge 2	Folge 1 $\oplus$ Folge 2
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Tabelle 2.3: Definition der Modulo-2 Addition ( $\oplus$ ) von zwei binären Folgen.

Das Resultat bezeichnet man als  $C/A \oplus D$  bzw.  $P \oplus D$ . Man unterscheidet zwischen Code-Wert (code chip value) und Code-Status (code state). Der Wert 0 bzw. 1 entspricht dem Status +1 bzw. -1. Die L1-Trägerfrequenz wird mit den beiden letzten Signalen moduliert, die L2 nur mit einem von beiden. Für den normalen GPS-Betrieb ist das der P-Code (Spilker, 1980). Für die Modulation wird die Phase-Shift Keying Methode (PSK) benutzt. Bei dieser Methode verursacht ein Code-Status von -1 eine Phasenverschiebung um  $180^\circ$ .

#### Navigationsdaten, C/A-, P- und Y-Code

Die Navigationsdaten sind Informationen, die das Kontrollsegment berechnet und in die Satelliten einspeist. Sie bestehen aus drei Datenblöcken. Jeder Satellit sendet im ersten und zweiten Datenblock ausführliche Parameter über seine Uhr und seine Bahn (Ephemeride). Der letzte Block beinhaltet Ionosphärenparameter (vgl. Kap. 2.1.3) und eine Ephemeridenrepräsentation über alle GPS-Satelliten (Almanach). Eine detaillierte Beschreibung ist in (ICD-GPS-200, 1991) zu finden. Die Almanachdaten sind abgekürzte Ephemeriden und dienen primär dazu, die Signalakquisition im Empfänger zu erleichtern (Van Dierendonck, 1980). Weiterhin kann man mit ihrer Hilfe die Sichtbarkeit der Satelliten zur Planung einer Messung vorhersagen. Die Übertragung aller Uhr- und Bahnparameter benötigt 18 Sekunden und wiederholt sich jede 30 Sekunden. Eine Übertragung aller Almanachdaten dauert 12.5 Minuten.

Der C/A- und der P-Code sind beides binäre Folgen mit zufallsähnlichem Charakter, sogenannte PRN (Pseudo-Random Noise) Codes. Dieser Charakter bezieht sich natürlich nur auf die Generierung der Signale. Die Folgen sind ganz genau bekannt und eindeutig in der Zeit. Dies ist eines der wichtigsten Aufbauprinzipien von GPS.

Der C/A-Code (Clear (oder Coarse)/Acquisition) ist ein relativ kurzer Gold Code, der aus 1023 bits besteht. Seine Übertragung erfolgt mit einer Taktrate von 1.023 Mbps (Bits Pro Sekunde) und dauert genau 1 Millisekunde. Danach wiederholt sich der Code. Die Gold Codes entstehen aus einer speziellen Kombination von PN (Pseudonoise)-Codes. Sie weisen eine kleine Kreuzkorrelation untereinander auf und können so auf mehrere Signale in einem Frequenzband kodiert werden, ohne daß es zu Interferenzproblemen kommt (Spilker, 1977). Die zwei PN-Codes werden einer Modulo-2 Addition unterworfen, um den C/A-Code zu bilden. Verschiebt man den einen PN-Code um einen gewissen Betrag vor der Addition, erhält man einen neuen Gold Code. Auf dieser Weise werden 36 unabhängige C/A-Code-Folgen produziert. Jede Folge wird einem bestimmten Satelliten zugewiesen. Der C/A-Code dient primär zur Navigation mit einer niedrigen Genauigkeitsanforderung. Weiterhin erleichtert er die Akquisition des wesentlich komplizierteren P-Codes.

Der P-Code hat eine Taktfrequenz von 10.23 MHz und eine Länge von 267 Tagen. Er wird in 7 Tage lange Teile zerlegt und jedem Satelliten wird ein Teil zugewiesen, der sich mit den anderen Teilen nicht überschneidet. Am Anfang einer GPS-Woche (Mitternacht zwischen Samstag und Sonntag) strahlt jeder Satellit seinen Codeteil erneut aus. Diese Aufteilung wird zur Identifizierung der Satelliten benutzt, deshalb tragen sie die „Namen“ PRN 1-32.

Der Y-Code wird erzeugt, wenn Anti-Spoofing (s. Kap. 2.5) aktiviert ist. Er entsteht durch die Modulo-2 Addition der W- und P-Codes. Da der W-Code im Gegensatz zu den C/A- und P-Codes nicht bekannt ist, wird der direkte Zugriff auf den Y-Code für nicht autorisierte Nutzer verhindert. Die Taktfrequenz des Y-Codes ist 10.23 MHz.

Bei der Datenauswertung und der Genauigkeitsschätzung der Beobachtungsgrößen spricht man von den Wellenlängen der Signale, ein Begriff, der sich eigentlich auf Schwingungen bezieht. Für die Trägerfrequenzen gilt die Gleichung (2.1.8). Bei den GPS-Codes aber handelt es sich streng genommen um keine Wellen. Die Berechnung der Wellenlänge erfolgt, indem man die Übertragungszeit eines Bits als Periode interpretiert. Bei dieser Betrachtung erhält man folgende Wellenlängen:

Signal	Wellenlänge [m]
L1-Träger	0.1905
L2-Träger	0.2445
C/A-Code	293.10
P-Code	29.31
Y-Code	29.31

Tabelle 2.4: Wellenlängen der GPS-Signale.

Zusammenfassend kann man das L1- und L2-Signal folgendermaßen darstellen (Spilker, 1980; Ward, 1995):

$$S_{L1_i}(t) = A_p [P_i(t) \oplus D_i(t)] \cos(\omega_1 t) + A_c [C_i(t) \oplus D_i(t)] \sin(\omega_1 t) \quad (2.3.5)$$

$$S_{L2_i}(t) = B_p [P_i(t) \oplus D_i(t)] \cos(\omega_2 t) \quad (2.3.6)$$

wobei  $A$  und  $B$  die Signalamplituden der Codes,  $P$  der P-Code,  $C$  der C/A-Code,  $D$  die Navigationsdaten und  $\omega$  die Kreisfrequenz ( $2\pi f$ ) des Trägersignals sind. Bei den Indizes bezeichnet  $i$  den  $i$ -ten Satelliten, 1,2 entsprechen L1, L2 und  $P,C$  stehen für den jeweiligen Code. Bei aktiviertem AS ist in diesen Gleichungen der P-Code durch den Y-Code zu ersetzen.

### Signalstärke

Die Terme  $A$  und  $B$  in (2.3.6) sind für die Signalakquisition im Empfänger von Bedeutung, weil sie die Stärke des ausgestrahlten Signals bestimmen. Im allgemeinen gibt man die Stärke einer elektromagnetischen Welle in dB Einheiten an. Nach Horowitz und Hill (1980) gilt:

$$\text{dB} = 20 \cdot \log_{10} \frac{AMP_2}{AMP_1} \quad (2.3.7)$$

oder

$$\text{dB} = 10 \cdot \log_{10} \frac{POW_2}{POW_1} \quad (2.3.8)$$

wobei *AMP* die Amplitude und *POW* die Leistung darstellen. Diese Quotienten geben die Stärke des Signals 2 relativ zu der eines Signals 1 an. Hat jedoch das Referenzsignal 1 einen Standardwert, beschreibt dann dieser Ratio den absoluten Wert des zweiten Signals. Für die Standardwerte 1 Volt und 1 Milliwatt z. B. erhält man entsprechend 1 dBV und 1 dBm. Die dB Einheit bezieht sich auf einen logarithmischen Maßstab, da man in der Elektronik oft Signale sehr unterschiedlicher Stärke vergleichen muß.

In der Tabelle 2.5 werden die Minimalstärken der empfangenen Signale dargestellt. Diese Werte beziehen sich auf bestimmte Angaben über die Empfangsantenne, die atmosphärische Refraktion und die Satellitenposition (ICD-GPS-200, 1991).

Kanal	Signal	
	P, (Y)	C/A
L1	-163.0	-160.0
L2	-166.0	oder -166.0

Tabelle 2.5: Minimalstärke des empfangenen Signals [dBW].

Die Signalstärke ist von der Elevation abhängig und variiert bis zu 2 dBW. Die Minimalwerte beziehen sich auf eine Elevation von 5°. Die eigentlich empfangene Leistung kann aus mehreren Gründen größer sein und bis zu -153.0 dBW betragen. Nach Parkinson et al. (1995) sind die Sendeantennen der Satelliten so konstruiert, daß die empfangene Leistung am Rand der Erde aufgrund der Signaldämpfung nicht wesentlich kleiner ist.

Aus der Tabelle 2.5 und Gl. (2.3.8) erhält man, daß die absolute Stärke des C/A Signals auf der L1-Frequenz  $10^{-16}$  Watt beträgt. Wenn dieses Signal von einer 0 dBi Antenne empfangen wird, liegt es ungefähr 20 dB niedriger als der Pegel des thermischen Rauschens des Empfängers (Owen, 1993). Da die GPS-Signale so schwach sind, sind die Differenzen von 3 dBW und 6 dBW in der Tabelle 2.5 von großer Bedeutung. Aus (2.3.8) erhält man:

$$POW_{P \text{ auf } L2} \approx \frac{POW_{P \text{ auf } L1}}{2} \approx \frac{POW_{C/A \text{ auf } L1}}{4} \quad (2.3.9)$$

### Bandbreite der GPS-Signale - Spread-Spectrum Technik

Die Modulation einer Trägerfrequenz führt zu einem Signal gewisser Bandbreite. Wenn man aber über Bandbreite spricht muß man ganz präzise sein, denn es gibt wenige Begriffe, die so mehrdeutig

definiert sind, wie die Bandbreite. Dies liegt daran, daß für jedes realisierbare Signal die absolute Bandbreite - außerhalb der das Spektrum gleich Null ist - unendlich ist (Sklar, 1988). Die Abbildung 2.5 zeigt verschiedene Definitionen der Bandbreite am Beispiel einer Trägerfrequenz  $f_c$ , welche mit einer Rechteckfolge der Pulsdauer  $T$ , moduliert ist.

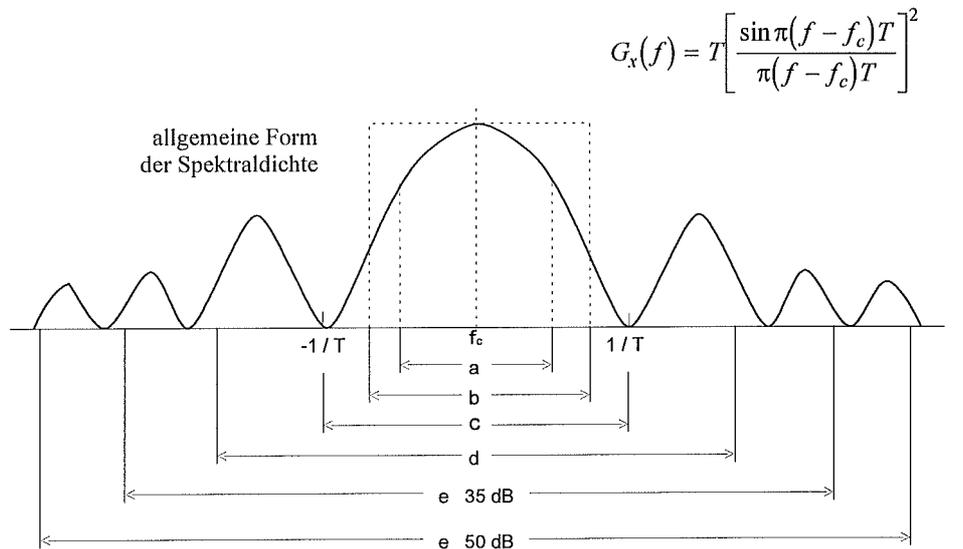


Abbildung 2.5: Spektraldichtefunktion  $G_x(f)$  eines Impulssignals und verschiedene Definitionen der Bandbreite von digitalen Daten: a) Leistungshalbwertsbreite, b) Rauschäquivalente, c) von Null zu Null, d) 99% der Leistung, e) Begrenzte Spektraldichte auf 35 und 50 dB (entnommen aus (Sklar, 1988)).

Die Form der Spektraldichtefunktion hängt von der Form des Signals ab. Für Rechteckfolgen, wie es alle GPS-Codes sind, ist die auf Null abgleichende Definition am besten geeignet und wird i.d.R. benutzt. Aus der Abb. 2.5 ergibt sich für die Bandbreite des modulierten Signals:

$$B_{\text{mod}} \approx \frac{2}{T}. \quad (2.3.10)$$

In (Leick, 1995) findet man für die Bandbreite eines Codes:

$$B_{\text{code}} \approx \frac{1}{T}. \quad (2.3.11)$$

Diese zwei Definitionen widersprechen sich nicht, weil Gl. (2.3.11) die Bandbreite des Codes, während Gl. (2.3.10) die Bandbreite des modulierten Trägersignals angibt. Mit anderen Worten hat das resultierende Signal doppelte Bandbreite als die Codefolge. Einzelheiten über diese sogenannten Zweiseitenband-Modulationen (DSB: Double Side Band) sind beispielsweise in (Sklar, 1988) oder (Wolf, 1974) zu finden.

Für die Modulation der GPS-Signale wird die sogenannte „Spread-Spectrum“ Technik benutzt. Dieser Begriff bedeutet im allgemeinen, daß die Bandbreite des Signals nach der Modulation wesentlich größer als die erforderliche ist. Die „Spread-Spektrum“ Technik verteilt die Energie des

Signals auf einen breiten Frequenzbereich. Die Vorteile dieser Methode sind die Steigerung der Meßgenauigkeit und die erhöhte Widerstandsfähigkeit gegen Störsignalinterferenzen (Wells et al., 1986). Dies ist von großer Bedeutung, da die GPS-Signale sehr schwach sind.

### 2.3.2 Das Antennensystem

Die Energie der elektromagnetischen Wellen der Satelliten wird in der Empfangsantenne in Strom umgewandelt. Bei vielen geodätischen Empfängern befindet sich die Antenne in einem separaten Modul, das hier als Antennensystem bezeichnet wird. Es beinhaltet außer der Antenne noch andere wichtige Teile, wie z. B. einen Vorverstärker.

Die wichtigsten Aspekte bei einem Antennensystem sind:

#### Polarisation

Da die GPS-Signale zirkular polarisiert sind, muß jede GPS-Antenne auch zirkular polarisiert sein (Langley, 1995). Einige Hersteller nutzen die Tatsache aus, daß die Satellitensignale rechtshändig polarisiert sind, um unerwünschte Störsignale zu unterdrücken (Fenton, et al., 1991). Das wird dadurch erreicht, indem man den Antennengewinn für linkshändig polarisierte Signale klein hält.

#### Gewinn des Antennensystems

Im allgemeinen beschreibt der Begriff „Gewinn eines Systems“ die Veränderung des Signals aufgrund seines Durchgangs durch das System. Zur Beschreibung dieser Veränderung vergleicht man in der Regel die Leistung des Signals vor und nach seinem Durchgang durch das System. Der Gewinn eines Systems lautet:

$$\text{Gewinn} = \frac{POW_{aus}}{POW_{ein}} \quad (2.3.12)$$

wobei  $POW_{aus}$  die Leistung am Ausgang und  $POW_{ein}$  die Leistung am Eingang sind. Der Gewinn ist also ein Quotient und wird deswegen in dB Einheiten angegeben. Je nach Art des Systems können im Zähler und Nenner auch andere Größen stehen. In (Fahlbusch, 1992) beispielsweise wird der Gewinn als Quotient zweier Signal-Rausch-Verhältnisse (s. Kap. 2.4.4) dargestellt.

Eine strenge Definition ist im Rahmen dieser Arbeit nicht von Interesse. Der o. g. kleine Antennengewinn für links polarisierte Signale bedeutet, daß sie im Vergleich zu den rechts polarisierten Signalen schwächer aus dem Antennensystem herauskommen. Eigentlich ist der Gewinn negativ (in dB Einheiten), das entspricht einer Unterdrückung dieser Signale. Genau dieselbe Technik wird benutzt, wenn man den Antennengewinn bei niedrigen Elevationen klein hält, um reflektierte Signale zu unterdrücken. Die Abhängigkeit des Gewinns von der Elevation wird mit Hilfe der sogenannten Gewinn diagramme (Gain Pattern) veranschaulicht. Die Abbildung 2.6 zeigt ein solches Diagramm am Beispiel einer NovAtel L1 501 Antenne.

Bei dem anderen Teil des Antennensystems, dem Vorverstärker, ist es von Interesse, das aus der Antenne kommende, schwache GPS-Signal zu verstärken. So muß der Gewinn eines Verstärkers immer positiv sein. Am Beispiel einer NovAtel L1 501 Antenne beträgt er 23 dB (NovAtel, 1994a).

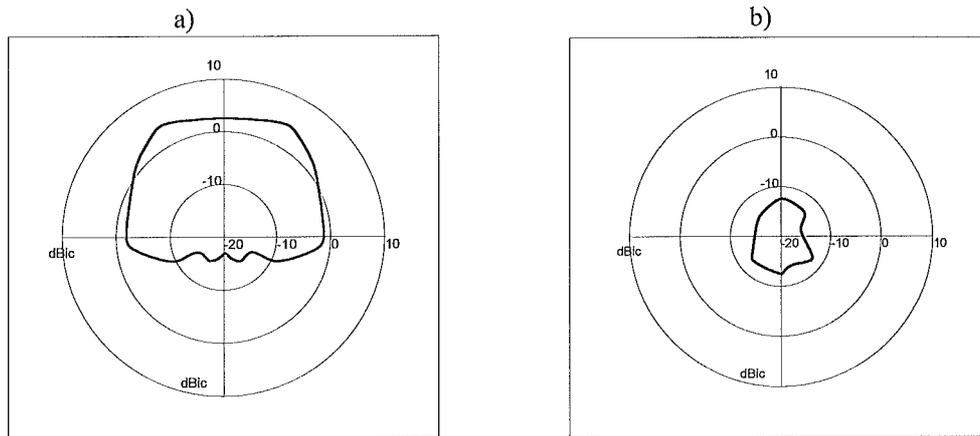


Abbildung 2.6: Gewinn diagramm einer L1 GPS-Antenne für a) rechtshändig und b) linkshändig zirkular polarisierte Signale (entnommen aus: (NovAtel, 1994a)).

### Antennentyp

Aufgrund der Form des leitenden Materials unterscheidet man zwischen den verschiedenen Antennentypen. Die gebräuchlichsten Antennen für GPS-Anwendungen sind: Monopole oder Dipole, Vielfache Helix, Spiralhelix und Microstrip (auch Patch genannt). Die geodätischen Antennen sind in der Regel Microstrip-Antennen. Sie haben ein sehr kleines Profil und sind deswegen besonders geeignet für Fluganwendungen. Ihr Nachteil eines relativ kleinen Gewinns kann mit Hilfe eines Vorverstärkers beseitigt werden (Wells et al., 1986).

### Vorverstärker

Bei einem Vorverstärker ist es wichtig, daß er das Signal verstärkt, ohne zusätzliches Rauschen einzuführen. Er muß also rauscharm sein (LNA, Low Noise Amplifier). Oft werden unter dem Begriff Verstärker mehrere Komponenten zusammengefaßt, die alle in einer Schaltung im Antennensystem integriert sind. Beispielsweise findet man in (Fenton et al., 1991), daß die LNA-Einheit aus drei Komponenten besteht: Sperrfilter gegen Störsignale, rauscharmen Verstärker und Trennverstärker.

### Frequenzbereich - Bandbreite

Eine GPS-Antenne kann entweder nur im L1-Bereich oder in beiden Frequenzbereichen (L1 und L2) arbeiten. Wegen der Modulation der Trägerfrequenzen und der Dopplerverschiebung muß sie in einem breiten Frequenzbereich um die L1- oder/und L2- Frequenz empfindlich sein. So wird ein Antennensystem nach seiner Mittenfrequenz und seiner Bandbreite charakterisiert. Nach Bahl und Bhartia (1980) ist die Bandbreite derjenige Frequenzbereich, in dem die Antenneneigenschaften sich dem erwünschten Standard anpassen. Beispielswerte für Mittenfrequenz und Bandbreite einer Zweifrequenz-Antenne sind 1400 MHz und 500 MHz (Allen Osborne Ass., 1992). Frequenzen außerhalb der Bandbreite werden von Bandpaßfiltern ausgefiltert und nur die verbleibenden Signal-komponenten werden zum Verstärker geleitet.

Je größer die Bandbreite, um so empfindlicher ist das Empfangssystem gegenüber Interferenzen. Infolgedessen zeigen manchmal L1-Empfänger größere Widerstandsfähigkeit als Zweifrequenz-Geräte und sind in einer kritischen Umgebung, wie z. B. an einem Flughafen, von Vorteil.

### Eigenschaften des Antennenphasenzentrums

Alle Messungen beziehen sich auf das elektrische Phasenzentrum. Damit sind zwei Fehlereinflüsse verbunden, die man bei hochgenauen Anwendungen berücksichtigen muß: Erstens stimmt das mechanische Zentrum (was man für die Zentrierung der Antenne benutzt) mit dem elektrischen Phasenzentrum nicht überein. Die Abweichungen können mit einer Kalibrierung erfaßt werden. Diesbezüglich sind im RINEX-Format Stellen für Nord- und Ostabweichung der Antenne vorgesehen (Gurtner und Mader, 1991). Eine zweite Fehlerquelle besteht darin, daß das Phasenzentrum kein fester Punkt ist, sondern von der Intensität und Richtung des einfallenden Signals abhängt. Infolgedessen ist das Phasenzentrum auch zeitabhängig. Diese Variation wird dadurch verursacht, daß nur eine ideale, infinitesimal kleine Sendeantenne ein festes Phasenzentrum besitzt, da nur sie absolut kugelförmige Phasenfronten produziert. Nach Tranquilla (1986) hat eine Sendeantenne die gleichen Phasenzentrumseigenschaften, wenn sie als Empfangsantenne benutzt wird. Die Variationen des elektrischen Zentrums kann man minimieren, indem man kleine Antennen baut. Es sind aber Kompromisse zu machen, weil solche Antennen nur einen sehr kleinen Gewinn haben. Die Größenordnung der Phasenzentrumvariationen kann man am Beispiel einer NovAtel L1 501 Antenne zeigen. Der Hersteller gibt einen RMS Wert von 5 mm an (NovAtel, 1994a).

Die beiden dargestellten Fehlereinflüsse spielen eine besondere Rolle bei Zweifrequenz-Antennen. Nach Geiger (1988b) wird vom Herstellerwerk ein Phasenzentrum für jede Frequenz definiert. Zusätzlich zu dieser zeitlich konstanten Abweichung wirken noch die Phasenzentrumsvariationen.

### Abschirmung

Eine sehr effektive Methode, Mehrwegeausbreitungseinflüsse (s. Kapitel 2.8) zu eliminieren, ist die Abschirmung der Antenne. Für diesen Zweck werden meistens Grundplatten (groundplanes) und „Choke Rings“ verwendet. Nach (Allen Osborn Ass., 1994) dient der Choke Ring auch zur Minderung des Gewinns bei niedrigen Elevationen.

### **2.3.3 Empfängeraufbau**

Nach dem Antennensystem gelangen die Signale in den Empfänger, wo sie verarbeitet werden. In diesem Kapitel wird diese Verarbeitung mit Hinblick auf Aspekte, welche die Genauigkeit der Messungen beeinflussen, dargestellt. Aus dieser Sicht sind die wichtigsten Empfängermodule:

- Oszillator
- RF-Sektion
- A/D-Wandler
- Empfängerkanäle
- Mikroprozessor.

Jedes Modul umfaßt mehrere Komponenten, genau wie es bei dem Antennensystem der Fall ist. Diese Zusammensetzung ist vom Hersteller abhängig und somit die Anordnung der Komponenten nicht einheitlich.

### Oszillator

Die Positionierung mit GPS erfolgt aufgrund von Entfernungsmessungen zu den Satelliten des

Systems. Die Entfernung wird unmittelbar aus der Zeitverzögerung des Signals mit Hilfe der Gleichung (2.1.8) berechnet. Da es sich hier um (nahezu) Lichtgeschwindigkeit handelt, führen kleine Zeitfehler zu großen Streckenfehlern. So entspricht eine Millisekunde ca. 300 Kilometern. Eine akzeptable Genauigkeit kann man nur mit Hilfe von sehr teuren Uhren erreichen. Um die Kosten der GPS-Empfänger niedrig zu halten, ist GPS so konzipiert, daß der Uhrfehler mit Hilfe einer zusätzlichen Beobachtung berechnet wird. Es sind deswegen überall auf der Erde mindestens vier Satelliten sichtbar, die eine dreidimensionale Positionsbestimmung erlauben.

In den modernen geodätischen Empfängern wird die Uhr mittels eines internen Quarz Oszillators realisiert. Die Uhr ist für die zeitliche Einordnung der Referenzcodes und für die präzise Aufzeichnung der Messungen verantwortlich. Der Oszillator dient weiterhin zur Erzeugung der Referenzsignale, die in der RF-Sektion benötigt werden. Da diese Quarznormale i.d.R. eine beträchtliche Drift haben, gibt es bei den meisten geodätischen Empfängern die Möglichkeit, einen externen Frequenzstandard anzuschließen.

Die Quarznormale sind gegenüber Änderungen der Temperatur empfindlich. Deswegen benutzen viele Hersteller temperaturgeregelt Oszillatoren (Gough und Jalali, 1992). Temperatureffekte auf Quarznormalen von Satelliten kann man in (Bartholomew, 1980) finden. Weiterhin sind die Quarzstandards gegenüber Änderungen in der Richtung der Gravitationskraft und folglich gegenüber Beschleunigungen (Lipp und Gu, 1994) empfindlich.

### RF-Sektion

Direkt nach dem Antennensystem kommen die Signale in die RF-Sektion. Dort werden die L1- von den L2-Signalen getrennt. Die wichtigste Funktion der RF-Sektion ist die Wandlung der Eingangsfrequenz RF (Radio Frequency) in eine niedrigere Zwischenfrequenz IF (Intermediate Frequency). Dies findet in dem sogenannten „Down-Converter“ statt. Die RF-Sektion hat auch andere Aufgaben wie z. B. eine Filterung und Verstärkung vor der Wandlung und eine zweite Filterung nach der Wandlung. Der gesamte Gewinn zwischen RF und IF kann so ca. 100 dB betragen (Fenton et al., 1991).

Die Erzeugung der Zwischenfrequenz ist erforderlich, da das Satellitensignal hoch frequentiert und nicht für eine direkte Verarbeitung geeignet ist. Die Wandlung erfolgt durch Multiplikation des Satellitensignals und des aus dem Empfängeroszillator stammenden Referenzsignals. Die mathematische Multiplikation ergibt:

$$\cos(\omega_1 t) \cdot \cos(\omega_2 t) = \frac{\cos(\omega_1 t + \omega_2 t) + \cos(\omega_1 t - \omega_2 t)}{2} \quad (2.3.13)$$

wobei  $\omega_1$  und  $\omega_2$  die Kreisfrequenzen der beiden Signale sind. Die Signalamplituden wurden zur Vereinfachung vernachlässigt. Der zweite Term im Zähler heißt Schwebungsfrequenz (beat frequency) und stellt die Zwischenfrequenz dar. Je näher die beiden Frequenzen  $\omega_1$  und  $\omega_2$  zueinander sind, um so kleiner ist die Schwebungsfrequenz. Wenn die Referenzfrequenz gleich der Nominalfrequenz L1 oder L2 ist, dann entspricht die Schwebungsfrequenz der Dopplerverschiebung (vgl. Gl. (2.3.2)). Der erste Term in (2.3.13) deutet darauf hin, daß die Multiplikation eine zweite resultierende Frequenz erzeugt. Um diese Komponente auszufiltern, ist die o.g. Filterung nach der Wandlung notwendig. Sie wird mit Hilfe eines Bandpaßfilters durchgeführt (Wells et al., 1986). Es ist wichtig, daß die Referenzfrequenz keinerlei Modulation trägt. Infolgedessen verbleiben in der IF alle Modulationen des Satellitensignals.

## A/D-Wandler

Die Zwischenfrequenz ist für die weitere Signalverarbeitung nicht besonders geeignet, da es sich um ein analoges Signal handelt. In den modernen Empfängern wird das Signal überwiegend in digitaler Form verarbeitet. Die entsprechende Transformation findet im A/D-Wandler (Analog/Digital) statt, wo das analoge Signal abgetastet und in Form von diskreten Werten ausgegeben wird. Durch diesen Übergang von der kontinuierlichen zur diskreten Form entsteht der sogenannte Quantisierungsfehler (Fahlbusch, 1992). Um diesen Fehler möglichst klein zu halten, muß die Abtastfrequenz sehr hoch sein (s. auch Gl. (2.4.25)). Gewöhnlich werden Abtastfrequenzen von 20 MHz benutzt (Fenton et al., 1991).

## Empfängerkanäle

Nachdem die L1- und L2-Signale getrennt, verstärkt und digital abgetastet wurden, enthält jedes Band (L1 oder L2) Signale von allen empfangenen Satelliten, die isoliert werden müssen. Dies erfolgt mit Hilfe der unterschiedlichen Dopplerverschiebungen und der individuellen C/A- oder P-Codes, die jeder Satellit sendet (Wells et al., 1986). Nach der Trennung werden die Signale individuell bearbeitet. Hierzu gibt es zwei Möglichkeiten: Entweder wird jedes Signal einem separaten Kanal zugewiesen (continuous-tracking Empfänger), oder alle Signale werden sequentiell in einem Kanal verarbeitet (switching Empfänger).

Die modernen geodätischen Empfänger haben für jede Frequenz 8 bis 12 parallele Kanäle. Das erlaubt eine hohe Aufzeichnungsrate hat aber den Nachteil, daß jeder Kanal eine eigene Verzögerung des Signals verursacht. Dieses Problem trifft auf die „Switching“ Methode nicht zu. Sie hat aber große Nachteile, wie die Notwendigkeit komplexer Software und die Empfindlichkeit gegen Cycle-Slips, und wird in geodätischen Geräten nicht benutzt. Aus diesem Grund beziehen sich die weiteren Betrachtungen auf Empfänger mit parallelen Kanälen.

## Mikroprozessor

In dem Mikroprozessor läuft die Signalverarbeitung zur Durchführung der Messung ab. Die wichtigsten Funktionen des Mikroprozessors sind:

- Koordination der Aufgaben
- Signalakquisition
- Verfolgung (Tracking) der Signale und Erfassung der Beobachtungen
- Digitale Filterung der Messungen
- Dekodierung der Navigationsdaten
- Berechnung der Navigationslösung in Echtzeit.

### **2.3.4 Tracking-Verfahren**

#### Meßprinzip

Die Beobachtungsgrößen eines geodätischen Empfängers sind die Zeitverzögerung des ankommenden Codes und die Phase der Trägerfrequenz. Der Bezug für diese Messungen sind die entsprechenden Signale, die der Empfänger generiert. Der Vergleich zwischen empfangenem und

generiertem Signal wird in den sogenannten „Tracking-Loops“ durchgeführt. Man unterscheidet zwischen DLL (Delay-Lock Loop) für den Code und PLL (Phase-Lock Loop) für die Phase.

In der DLL wird ständig die Kreuzkorrelation zwischen den beiden Signalen berechnet und aufgrund dieses Wertes wird das Referenzsignal zeitlich verschoben, bis ein Maximum erreicht ist, d. h. bis die beiden Codes synchronisiert sind. Die Zeitverschiebung des internen Codes, die zur maximalen Korrelation führt, ist gleich der Zeitverzögerung des Satellitensignals. Da die Codes innerhalb ihrer Perioden eindeutig in bezug zur GPS-Zeit definiert sind, entspricht jeder Puls - mit einer gewissen Auflösung - einem bestimmten Punkt auf der GPS-Zeitachse. Subtrahiert man von der Empfängerzeit im Moment des Empfangs  $t_E$  die Verzögerung des Satellitensignals, kommt man zu der Sendezeit des Signals  $t^S$ . Da die Empfängeruhr nicht perfekt mit der GPS-Zeit synchronisiert ist, führt die berechnete Zeitdifferenz zu einer falschen Entfernung, der sogenannten Pseudostrecke:

$$pr = c(t_E - t^S). \quad (2.3.14)$$

Nach der Synchronisation der Codes werden die beiden Signale gemischt, damit sich die Code-Modulation des Satellitensignals heraushebt. Das ist notwendig für die Phasenverfolgung. (Die L1-Trägerfrequenz ist sowohl mit dem C/A- als auch mit dem P-Code moduliert. Für die Phasenmessung genügt die Entfernung eines der beiden Codes). Nach der Entfernung des Codes werden die Navigationsdaten demoduliert. Jetzt kann in der PLL die Messung der Phase erfolgen. Zu der ersten Epoche  $t_0$  besteht die Phasenbeobachtung  $\varphi(t_0)$  aus der Differenz zwischen der Phase des Empfängersignals  $\varphi_E(t_0)$  und der des Satellitensignals  $\varphi^S(t_0 - \rho/c)$  und einer unzuverlässigen Zahl  $N(t_0)$  eines Registers:

$$\varphi(t_0) = \varphi^S\left(t_0 - \frac{\rho}{c}\right) - \varphi_E(t_0) + N(t_0) \quad (2.3.15)$$

wobei  $\rho/c$  die Signallaufzeit darstellt. Dieses Register hat die Aufgabe ganze Zyklen der Phasendifferenz zu akkumulieren. So beträgt die Phasendifferenz stets einen Bruchteil eines Zyklus. Der Registerwert in der ersten Epoche hat keine physikalische Bedeutung. Bei einigen Geräten ist er nahezu Null und bei anderen wird er so ausgegeben, daß er ungefähr der Entfernung Empfänger-Satellit entspricht. Zu einer beliebigen Epoche  $t$  lautet die Phasenmessung:

$$\varphi(t) = \varphi^S\left(t - \frac{\rho}{c}\right) - \varphi_E(t) + N(t_0) + N(t - t_0) = \varphi^S\left(t - \frac{\rho}{c}\right) - \varphi_E(t) + N(t). \quad (2.3.16)$$

Der Übergang von der Phasenmessung zur Entfernung beruht auf der Tatsache, daß die beobachtete Phase des empfangenen Signals die gleiche ist, wie im Moment der Ausstrahlung von der Satellitenantenne (Remondi, 1984).

### Existierende Tracking-Verfahren

Bis zur Aktivierung von AS gab es keine großen Unterschiede zwischen den verwendeten Methoden zur Verarbeitung des Signals in den Tracking-Loops. Die Verschlüsselung des P-Codes hat aber die direkte Demodulation der L2-Trägerfrequenz und damit jeden Zugriff zu Code- und Phasendaten auf L2 verhindert. Um dieses Problem zu umgehen, sind verschiedene Tracking-Verfahren entwickelt worden. Die wichtigsten sind:

- Quadriertechnik
- Code-unterstützte Quadriertechnik
- L1/L2-Kreuzkorrelation
- P-W-Tracking.

Die Quadriertechnik wurde bereits Anfang der achtziger Jahre mit dem Macrometer V 1000 von Counselman realisiert, um das Tracking der L2-Phase unabhängig vom Code zu erlauben. Sie beruht darauf, daß der Code-Status +1 oder -1 ist. Aus (2.3.6) bekommt man:

$$S_{L2i}^2(t) = B_p^2 [P_i(t) \oplus D_i(t)]^2 \cos^2(\omega_2 t) = B_p^2 \cdot 1 \cdot \frac{1 + \cos(2\omega_2 t)}{2}. \quad (2.3.17)$$

Die Quadrierung entfernt jede Modulation mit  $\pm 1$  Folgen, hat aber drei große Nachteile: Die Navigationsdaten gehen verloren, das resultierende Signal hat die doppelte Frequenz ( $2\omega_2$ ) und das Meßrauschen wird ebenfalls quadriert.

Eine verbesserte Quadriertechnik ist die Code-unterstützte Quadriertechnik. Sie nutzt die Tatsache aus, daß die Bandbreite des zur Verschlüsselung benutzten W-Codes ca. 0.5 MHz ist, also viel kleiner als die des P-Codes (Hatch et al., 1992). Diese Technik senkt erheblich den Meßrauschpegel und erlaubt weiterhin Codemessungen auf L2.

Die Kreuzkorrelation zwischen dem L1- und L2-Signal beruht auf der Tatsache, daß nach der Entfernung des C/A-Codes von der L1-Frequenz beide Trägerfrequenzen die gleiche Modulation tragen, nämlich den Y-Code (Meehan et al., 1992). Die L2-Daten werden durch Kreuzkorrelation der beiden Signale erzeugt, bei der es keine Rolle spielt, ob der aufmodulierte Code bekannt ist oder nicht. Der Hauptvorteil der Methode sind die ganzen Wellenlängen bei der L2-Phasenmessung.

Das P-W-Tracking wurde als eine bessere Lösung zur L1/L2-Kreuzkorrelation entwickelt. Hierbei wird, wie bei der Code-unterstützten Quadriertechnik, die Tatsache ausgenutzt, daß die Taktrate des W-Codes 20 mal kleiner als die des P-Codes ist. Mit anderen Worten bestehen jede 20 Bits des Y-Codes aus 19 Bits unveränderten P-Codes. Der Hauptunterschied zu allen vorherigen Methoden ist, daß direkt der verbleibende Teil des P-Codes verfolgt wird (Breuer et al., 1993).

## **2.4 Empfangssystem und Meßgenauigkeit**

Dieses Kapitel beschreibt den Einfluß aller im Kapitel 2.3 dargestellten Faktoren auf die Qualität der Messungen. Der Begriff Qualität umfaßt mehrere Aspekte, wie z.B. die Meßgenauigkeit, die Widerstandsfähigkeit gegen Interferenzen und die Zeitsynchronisation zwischen Empfänger- und GPS-Zeit.

### **2.4.1 Einflüsse des Antennensystems**

#### **Antennengewinn**

Wie im Kapitel (2.3.2) schon erklärt, hängt die Stärke eines Signals am Ausgang der Antenne vom Gewinn diagramm der Antenne ab. Die Empfangseigenschaften des Antennensystems müssen zur Anwendung passen. Eine Antenne für hydrographische Anwendungen soll einen großen Gewinn für

Signale am Antennenhorizont (darüber und darunter) haben. Für geodätische Arbeiten sind solche Signale nicht besonders geeignet und im Fall von Mehrwegeausbreitung sogar schädlich. So haben die geodätischen Antennen einen kleinen Gewinn für niedrige Elevationen und manchmal auch einen negativen ganz nah am Horizont (vgl. Abb. 2.6). Verschiedene Antennentypen haben unterschiedliche Gewinn diagramme. Somit fängt die Unterdrückung der Signale bei unterschiedlicher Elevationsgrenze an. Deswegen ist die genaue Rolle der Beobachtungen bei niedrigen Elevationen nur in Abhängigkeit von dem benutzten Antennensystem zu betrachten. Dafür spricht auch die Tatsache, daß die Vorverstärker unterschiedliche Eigenschaften haben. Sie sind zwar alle rauscharm, aber jeder belegt das Signal mit einem bestimmten Rauschpegel. Der Einfluß der niedrigen Satelliten auf die Genauigkeit der Positionierung wird im Kapitel 5.3 untersucht.

### Imaging

Die wichtigsten Einflüsse des Antennensystems auf die Phasenmessung werden durch die Eigenschaften des Phasenzentrums bestimmt. Ein Umgebungseffekt, der die Lage des Phasenzentrums beeinflusst, ist das sogenannte „Antenna Imaging“. Zu diesem Effekt kommt es, wenn in der Nähe der Antenne ein leitendes Material liegt. Auf diesem Objekt wird eine Antennenabbild (Image) erzeugt, was die Antennencharakteristiken beeinflusst (Tranquilla, 1986).

Ein wichtigerer Effekt allerdings ist die Abhängigkeit des Phasenzentrums von der Richtung des Signals, weil er immer stattfindet.

### Variationen des Antennenphasenzentrums

Die Untersuchung dieses Effektes wird durch die Einführung eines „Mittleren Phasenzentrums“ erleichtert (Geiger, 1988b). Man kann es sich als das scheinbare Zentrum einer langen Beobachtung vorstellen. Der gesamte Fehler (s. Kap. 2.3.2) bei der Pseudostrecke ergibt sich dann aus einem konstanten Offset  $p$  (definiert im lokalen System der Antenne) zum mechanischen Bezugspunkt und einem variablen Term  $dR$  (Geiger, 1988a):

$$\Delta R(z, a) = p^T e + dR(z, a) \quad (2.4.1)$$

wobei  $e$  der Einheitsvektor (im Antennensystem) vom Satelliten zum Empfänger,  $z$  die Zenitdistanz,  $a$  das Azimut und  $R$  die Pseudoentfernung sind. Im folgenden wird davon ausgegangen, daß die Z-Achse zum Zenit orientiert ist und die Y-Achse so, daß die Satelliten bezüglich der Y-Z-Ebene symmetrisch verteilt sind. Durch der Approximation:

$$dR(z) \approx A \cdot \sin(z) \quad (2.4.2)$$

für den elevationsabhängigen Teil erhält man für eine Microstrip-Antenne:

$$dR(z, a) = A \cdot \sin(z) \cdot \cos(a - a_0) \quad (2.4.3)$$

wobei  $a_0$  die azimutale Orientierung der Antenne angibt. Der Positionsfehler ergibt sich dann zu:

$$dx = -A [\cos a_0 \quad \sin a_0 \quad 0 \quad 0] \quad (2.4.4)$$

Das vierte Element im Vektor der Unbekannten  $x$  ist der Streckenfehler aufgrund der falschen Zeitsynchronisation. Aus (2.4.4) erkennt man, warum mehrere Antennen vom gleichen Typ einheitlich orientiert sein sollen.

Bereits 1985 wurden GPS-Antennen untersucht, um das Verhalten des Phasenzentrums zu bestimmen. Für die Spiralantenne eines TI4100 Empfängers gibt Sims (1985) nach einer Laboruntersuchung einen Unterschied von 2.5 cm zwischen den konstanten Offsets von L1- und L2-Phasenzentren an. In derselben Ordnung waren auch die Maximalvariationen für die verschiedenen Einfallswinkel.

Wie die anderen Einflüsse des Antennensystems sind auch die Variationen des Phasenzentrums vom Antennentyp abhängig. Für Microstrip-Antennen geben Wiget et al. (1990) Maximaloffsets von 4 mm an. Es wurde jedoch nicht zwischen konstantem und variablem Term unterschieden.

In (Wu et al., 1993) findet man eine andere Betrachtung der Phasenzentrumsvariationen. Hier wird der Effekt am Beispiel einer Dipolantenne in zwei Terme unterteilt. Der erste Term beschreibt den größeren Effekt und wird akkumuliert solange die Antenne rotiert. Der zweite Term hat eine begrenzte Amplitude und hängt periodisch vom Azimut ab. Der Effekt wird durch die Bildung von Doppelten Differenzen nicht vollständig eliminiert. Der verbleibende Phasenfehler kann im schlimmsten Fall bis zu  $180^\circ$  betragen, also eine halbe Wellenlänge. Dies gilt jedoch nur, wenn die beiden Satelliten in der Äquatorebene sind und die Empfänger auf den beiden Erdpolen. Der Fehler halbiert sich, wenn die eine Station sich auf dem Äquator befindet.

Für differenzielle Anwendungen im Nahbereich kann man mit einem viel kleineren Fehler rechnen. Weiterhin wird nach den Ergebnissen von Geiger (1988a) der azimutalabhängige Effekt durch die gleiche Orientierung der Antennen zum großen Teil eliminiert. Bei langen Beobachtungszeiten werden die verbleibenden Unterschiede teilweise ausgeglichen. Bei kurzen Punktbesetzungen kann aber der Fehler bis zu mehreren Millimetern betragen und ist bei den heutigen Genauigkeitsstandards nicht unerheblich.

Die Variationen des Phasenzentrums können aber eine kritische Rolle bei kinematischen Anwendungen spielen. Da nach (2.4.4) der Effekt vom Azimut abhängt, beobachtet man einen Phasenfehler nur in Kurven. Die Fehleramplitude ist weiterhin proportional zur Krümmung der Kurve und zu der Geschwindigkeit, mit der die Antenne in der Kurve bewegt wird. Für gewöhnliche Anwendungen ist der resultierende Fehler nicht von Interesse. Ein Problem stellt aber die Tatsache dar, daß die L1- und L2-Phasenmessungen unterschiedlich beeinflusst werden, was zu einer Verzerrung ihrer Beziehung führt. Diese Beziehung wird bei der Ambiguitätensuche ausgenutzt, um die möglichen Kombinationen zu selektieren (s. Gl. (5.4.1)). Spezielle numerische Untersuchungen dieses Problems sind im Kapitel 4.2.1 zu finden.

## **2.4.2 Oszillator und Uhr**

Der Empfängeroszillator hat eine doppelte Aufgabe: Er erzeugt die Referenzsignale und steuert die Empfängeruhr, die streng mit der GPS-Zeit synchronisiert sein sollte. Darüber hinaus wird seine Referenzfrequenz für die Erzeugung der Zwischenfrequenz benutzt (s. Kap. 2.3.3). Seine Leistung bestimmt also alle diese Funktionen.

### 2.4.2.1 Oszillatorinstabilitäten

#### Allan-Varianz

Der Empfängeroszillator muß eine Grundfrequenz mit nominaler Amplitude  $A_0$  und nominaler Frequenz  $f_0$  erzeugen. Wegen technischen Limitierungen kommt es zu kleinen Abweichungen davon, so daß die Spannung am Ausgang des Oszillators:

$$V(t) = (A_0 + A_e(t)) \sin(2\pi f_0 t + \varphi_e(t)) \quad (2.4.5)$$

ist, wobei  $A_e(t)$  die momentane Amplitudenabweichung und  $\varphi_e(t)$  die momentane Phasenabweichung darstellen. Im allgemeinen Fall gilt zwischen Phase und Frequenz die Beziehung:

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (2.4.6)$$

Nach (2.4.5) ergibt sich die momentane Frequenz des Oszillators zu:

$$f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi_e(t)}{dt} = f_0 + f_e(t) \quad (2.4.7)$$

mit  $f_e(t)$  der momentanen Frequenzabweichung. Für die weitere Betrachtung wird angenommen:

$$A_e(t) \ll A_0 \quad (2.4.8)$$

$$|f_e(t)| \ll f_0 \quad (2.4.9)$$

Zur Verallgemeinerung der Betrachtung führt man die relative momentane Frequenzabweichung  $y(t)$  ein, indem man die momentane Frequenzabweichung durch die nominale Frequenz dividiert (Kartaschoff, 1978):

$$y(t) = \frac{f_e(t)}{f_0} = \frac{1}{2\pi f_0} \frac{d\varphi_e(t)}{dt} \quad (2.4.10)$$

Um das Verhalten der Frequenzabweichung über ein gewisses Zeitintervall zu beschreiben, führt man das Integral von  $y(t)$  über die Zeit ein:

$$x(t) = \int_0^t y(t) dt = \frac{\varphi_e(t)}{2\pi f_0} \quad (2.4.11)$$

Das Integral  $x(t)$  ist proportional zur momentanen Phase, hat aber die Dimension Zeit. Aus diesem Grund wird es auch „Phasenzeit“ genannt. Das Verhalten eines Oszillators kann durch die folgende Gleichung beschrieben werden:

$$y(t) = y_0 + at + y_r(t) \quad (2.4.12)$$

wobei  $y_0$  der relative konstante Frequenzfehler zu der Epoche 0,  $a$  der relative Driftkoeffizient und  $y_r$  der zufällige Fehler sind. Man nimmt an, daß bei langen Beobachtungen der lineare Trend und die Anfangsabweichung getrennt werden können, so daß der Mittelwert von  $y(t)$  immer Null ist. In der Praxis berechnet man den Mittelwert von  $y(t)$  über ein Zeitintervall  $\tau$ :

$$\bar{y}_k(t_k, \tau) = \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k + \tau} y(t) dt. \quad (2.4.13)$$

Die Analyse von solchen Stichproben kann entweder im Zeitbereich oder im Frequenzbereich erfolgen. Im zweiten Fall muß man Entscheidungen über die Stationarität des Prozesses treffen. Zu größeren Schwierigkeiten kann es kommen, wenn die Integrale über begrenzte Zeitintervalle zur Definition der Autokovarianz und der Spektraldichte nicht konvergieren (Kartaschoff, 1978). Bei der Betrachtung im Zeitbereich kann es z. B. wegen eines unentdeckten Trends zu einer nicht normalen Verteilung kommen. Für eine Reihe von  $N$  Stützpunkten, mit der Wiederholungsrate des Meßvorgangs  $T$  und dem Stützpunktabstand  $\tau$  ist der Mittelwert:

$$\langle \bar{y}_k \rangle_N = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \bar{y}_k \quad (2.4.14)$$

und die Varianz:

$$\sigma_y^2(N, T, \tau) = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (\bar{y}_k - \langle \bar{y}_k \rangle_N)^2. \quad (2.4.15)$$

Man sollte erwarten daß:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \langle \bar{y}_k \rangle_N = 0 \quad (2.4.16)$$

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \sigma_y^2(N, T, \tau) = \sigma^2(\tau). \quad (2.4.17)$$

Das Problem bei diesen Berechnungen ist, daß die Varianz - selbst nach Eliminierung von Trend und Abweichung - von allen drei Variablen  $N, T$  und  $\tau$  abhängt. Eine mögliche Lösung ist von Allan und Barnes vorgeschlagen. Sie haben gezeigt, daß für begrenzte Werte von  $N, T$  und  $\tau$  der Grenzwert:

$$\langle \sigma_y^2(N, T, \tau) \rangle = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sigma_{y_i}^2(N, T, \tau) \quad (2.4.18)$$

existieren kann, obwohl der Grenzwert von (2.4.17) nicht existiert (Kartaschoff, 1978). Die Größe in (2.4.18) wird „Allan-Varianz“ genannt und ist von der Definition her auf eine bestimmte Anzahl von  $N$  Abtastpunkten begrenzt. Aus der Betrachtung im Frequenzbereich folgt, daß die Integrale der Spektraldichte besser für  $N = 2$  konvergieren. Die Totzeit ( $T-\tau$ ) zwischen den Messungen kann oft minimiert werden, so daß  $T = \tau$ . Unter diesen beiden Bedingungen bekommt man für die Allan-Varianz:

$$\sigma_y^2(\tau) \equiv \langle \sigma_y^2(2, \tau, \tau) \rangle \quad (2.4.19)$$

was viele Autoren als Definition der Allan-Varianz benutzten. Untersuchungen von verschiedenen Empfängeroszillatoren mit Hilfe der Allan-Varianz sind in (Landau, 1988) zu finden.

### Einfluß der Frequenzdrift

Aufgrund des konstanten Fehlers und der Frequenzdrift des Oszillators weicht die Referenzfrequenz von der nominalen Frequenz ab. Dies macht sich besonders bemerkbar bei der Dopplermessung, welche die meisten geodätischen Empfänger ausgeben. Die Abweichung kann bei manchen Instrumenten bis zu einigen Tausend Hz betragen. Das kann z.B. dazu führen, daß für einen Satelliten, der eine negative Dopplerverschiebung hat, eine positive Frequenzverschiebung ausgegeben wird. Wenn der Oszillator keine gute thermische Isolation besitzt, kann die Frequenzdrift innerhalb kurzer Zeit das Vorzeichen ändern. Entsprechende numerische Untersuchungen sind im Kapitel 4.2.2 zu finden.

Anhand (2.4.7) und (2.3.16) läßt sich zeigen, daß die Abweichung der nominalen Frequenz direkt die Phasenmessung beeinflußt. Bei der Bildung von Doppelten Differenzen wird aber dieser Effekt praktisch vollständig eliminiert.

### Einfluß der zufälligen Fehler

Das Rauschen in (2.4.12) kann durch Änderungen der Temperatur, der Feuchtigkeit, dem magnetischen Feld oder der Spannung verstärkt werden (Spilker, 1977). Aus (2.3.16) folgt, daß dieses Rauschen direkt in die Phasenmessung übertragen wird.

### **2.4.2.2 Einfluß der Zeitsynchronisation**

Die Abweichung der Empfängeruhr von der GPS-Zeit wird als unbekannter Parameter in die Auswertung eingeführt und so wird der entsprechende Streckenfehler vollkommen eliminiert. Es gibt aber mehrere Gründe dafür, daß der Empfänger seine Uhr synchronisiert, wenn die Zeitabweichung einen bestimmten Wert übersteigt. Sie werden in den folgenden Absätzen erklärt. Der Uhrfehler wird im Empfänger durch die Navigationslösung (Einzelpunktbestimmung mittels Code) berechnet. Diese Schätzung wird erheblich ungenauer, wenn Selective Availability aktiviert ist. Aus diesem Grund geben die meisten Hersteller die Synchronisationsgrenze für beide Fälle an. Sehr gute Werte für diese Grenze sind 50 bzw. 250 ns (Novatel, 1994b) und 100 bzw. 500 ns (Gough und Jalali, 1992). In Abhängigkeit von der Stabilität des Oszillators kann die Synchronisationsgrenze bis zu 1 msec betragen.

### Aufzeichnungszeit

Bei differentiellen Messungen auf zwei oder mehreren Stationen ist es von Vorteil, wenn alle Empfänger möglichst gleichzeitig die Daten aufzeichnen. Da jeder Empfänger eine eigene Abweichung von der GPS-Zeit  $t_{GPS}$  hat, müssen bei der Auswertung alle Beobachtungen auf den geplanten Zeitpunkt  $t_i$  der Messung umgerechnet werden. Die Berücksichtigung des Uhrfehlers  $dt_E(t_i)$  bei der Codemessung lautet:

$$dt_E(t_i) = t_E(t_i) - t_{GPS} \quad (2.4.20)$$

$$pr(t_i) = pr(t_i + dt_E(t_i)) - c dt_E(t_i) + \frac{d\rho_{CODE}}{dt} dt_E(t_i) \quad (2.4.21)$$

wobei  $\rho_{CODE}$  die Entfernung Satellit-Empfänger darstellt, wie sie die Codemessung beschreibt. Sie unterscheidet sich von der geometrischen Entfernung  $\rho$  wegen mehreren Effekten, wobei SA der wichtigste davon ist. In der Praxis gibt es kein Modell für  $\rho_{CODE}$  und so benutzt man die geometrische Entfernung. Der entsprechende Fehler ist aber klein, weil der Empfängeruhrenfehler klein ist.

Der zweite Term auf der rechten Seite von (2.4.21) entsteht dadurch, daß die Code-Folgen eindeutig in der Zeit definiert sind. Um das zu verdeutlichen, betrachten wir den hypothetischen Fall, daß die Strecke Satellit-Station konstant über die Zeit bleibt. Der dritte Term würde gleich Null sein, aber der zweite Term wäre noch zu berücksichtigen. Hierbei scheint die Messung einer unveränderten Größe von dem Zeitpunkt der Messung abhängig zu sein. Die Erklärung dafür liegt in dem Arbeitsprinzip einer DLL (s. Kap. 2.3.4). In der DLL wird eines von beiden Signalen bis zur maximalen Korrelation zeitlich verschoben. Wegen des Uhrenfehlers weicht aber die Code-Folge im Empfänger von der richtigen Folge in der GPS-Zeit ab, so daß die maximale Korrelation zu einem früheren oder späteren Zeitpunkt erreicht wird. So entsteht ein Fehler in der berechneten Zeitverzögerung und nach (2.3.14) auch in der Pseudostrecke.

Da die Phase der Trägerfrequenz nicht eindeutig in der Zeit ist, entfällt die entsprechende Korrektur bei der Phasenmessung. Der Übergang von  $t_i + dt_E(t_i)$  nach  $t_i$  lautet:

$$\varphi(t_i) = \varphi(t_i + dt_E(t_i)) - (f^S - f_E) dt_E(t_i) \quad (2.4.22)$$

wobei zur Berechnung der Phase (in Einheiten Zyklen) die Frequenz des Satellitensignals  $f^S$  und die des Referenzsignals  $f_E$  benutzt werden. Diese Berechnung beruht auf der Gleichung (2.4.6). Genau wie bei der Codemessung gibt es viele Effekte, welche die Frequenz des Satellitensignals  $f^S$  beeinflussen, wie Dopplerverschiebung und SA. Aus diesem Grund ist es sinnvoll, den Uhrfehler möglichst klein zu halten.

### Selective Availability

Selective Availability ist das beste Beispiel zu zeigen, warum die Korrekturformeln (2.4.21) und (2.4.22) den Empfängeruhrenfehler nicht vollkommen eliminieren. Wegen SA schwankt die Pseudostrecke bis zu mehreren 10 m um die richtige Entfernung. Die zeitlichen Ableitungen von  $\rho$  und  $\rho_{CODE}$  unterscheiden sich also bemerkbar. Der Zeitunterschied zwischen zwei Stationen beträgt aber höchstens 2 msec. So kann man annehmen, daß der Unterschied zwischen  $\rho$  und  $\rho_{CODE}$  sich innerhalb solcher Zeitintervalle wenig verändert. Bei der Phasenkorrektur wird analog ein Fehler verursacht, da SA die Satellitenfrequenz  $f^S$  destabilisiert (s. Kap. 2.6).

### C/A-Code Ambiguitäten

Voraussetzung für den normalen Betrieb der Empfängeruhr ist, daß der Empfänger die C/A-Code Ambiguitäten richtig auflöst. Man könnte meinen, dies sei im Widerspruch mit der Tatsache, daß die Code-Folgen eindeutig definiert sind. Das gilt natürlich nur innerhalb deren Perioden. Der C/A-Code hat eine sehr kurze Periode von 1 msec. Unter gewissen Umständen kann es dazu kommen, daß der Empfänger diese Ambiguitäten falsch auflöst. Die Pseudostrecken sind dann nach der

Gleichung (2.4.21) um ein vielfaches von  $c \cdot 10^{-3}$  falsch. Entsprechende Beispieldaten sind im Kapitel 4.4 zu finden.

### PPS Ausgang

Alle geodätischen Empfänger haben die Möglichkeit, einen Puls pro Sekunde (PPS: Puls Per Second) auszugeben. Dieser wird primär bei der Kombination von verschiedenen Sensoren benötigt. Ein typisches Beispiel dafür ist die Integration von GPS und INS. Die Genauigkeit dieses Impulses hängt unmittelbar von der Synchronisationsgrenze und der Kurzzeitstabilität des Oszillators ab.

### **2.4.3 Einflüsse der RF-Sektion, A/D-Wandler und Empfängerkanäle**

In der RF-Sektion wird das Signal durch mehrere Filter und Verstärker geleitet, welche ein zusätzliches Rauschen verursachen. Bei modernen Empfängern ist dieser Rauschanteil zwar sehr klein, es gibt aber bemerkbare Unterschiede zwischen verschiedenen Empfängertypen. Das gleiche gilt auch für den A/D-Wandler, wobei der Quantisierungsfehler von der Abtastfrequenz abhängt.

### L1- und L2-Signalwege

Mit Hinblick auf die Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit sind die wichtigsten Einflüsse auf das Signal auf seinem Weg von der RF-Sektion bis zu den Empfängerkanälen diejenigen, die dadurch entstehen, daß ab der RF-Sektion die L1- und L2-Signale unterschiedliche Wege durchlaufen und folglich unterschiedlichen Verzögerungen unterliegen. Der Effekt ist als instrumentelle Verzögerungsdifferenz bekannt (Wanninger, 1994). Nach Gaiovitch und Pachelski (1994) verursachen auch die Filter, die Verstärker und der A/D-Wandler Unterschiede zwischen den beiden Frequenzen. Am Beispiel eines Rogue Empfängers liegen die Verzögerungsdifferenzen zwischen  $\pm 10$  nsec (Allen Osborne Ass., 1994). Die entsprechenden Werte für die Satelliten betragen  $\pm 3$  nsec. Einige Empfänger haben die Möglichkeit, durch eine interne Kalibrierung diesen Offset zu eliminieren. Diese Möglichkeit gibt es nur bei den Mini-Rogue und Rogue SNR-8 Empfängern, die aber nicht mehr produziert werden (Wanninger et al., 1994).

### Interchannel bias

Nicht nur die L1- und L2-Wege sind unterschiedlich, sondern es unterscheiden sich auch die Kanäle einer Frequenz voneinander. Aus diesem Grund bewirkt jeder Kanal eine eigene Verzögerung bei der Messung (interchannel bias). Eine oft benutzte Methode, diese Differenzen zu berechnen, ist die gleichzeitige Beobachtung eines Satelliten in mehreren Kanälen. Am Beispiel eines Leica SR299 Empfängers betragen die maximalen Abweichungen  $\pm 3$  mm für die Phasen und  $\pm 2.5$  m für die Codes (Gough und Jalali, 1992). In diesem Empfänger sind jeweils drei von insgesamt neun Kanälen in einer Schaltung realisiert. Es wird jedoch nicht von Offsets zwischen diesen drei Schaltungen berichtet. Ein ähnliches Aufbaukonzept findet man im TurboRogue Empfänger: acht Kanäle in zwei Schaltungen. Nach Lindqwister (1995) sind zwischen den Codemessungen der beiden Schaltungen Unterschiede von 30-250 m nachgewiesen worden.

### Einfluß der instrumentellen Verzögerungsdifferenzen

Die Differenzen zwischen den L1- und L2-Messungen sind primär bei der Berechnung von TEC-Werten von Interesse. Die oben angegebene Verzögerung von 10 nsec entspricht ca. 28.5 TEC-

Einheiten. Zu Nachtzeiten, wenn der TEC nur 5 TEC-Einheiten betragen kann, kann es dazu kommen, daß der Code auf L2 weniger verzögert erscheint als der auf L1 (vgl. Gl. (2.1.11)). Für die Berechnung von genauen ionosphärischen Korrekturen ist die Erfassung der instrumentellen Verzögerungsdifferenzen notwendig. Dafür sind verschiedene Methoden entwickelt worden, wie z.B. (Wilson und Mannucci, 1993), (Wanninger, 1994), (Wild, 1994). In (Fraile-Ordóñez, 1995) wird von einem Echtzeit-Algorithmus berichtet. Ein wichtiger Aspekt bei den instrumentellen Verzögerungsdifferenzen ist ihre zeitliche Stabilität. Ein Empfänger mit stabilen Eigenschaften braucht nur in gewissen Zeitintervallen kalibriert zu werden. Für zwei Ashtech Z-12 Empfänger geben Wanninger et al. (1994) eine gute Kurzzeitstabilität von 0.2 nsec und eine Langzeitstabilität von 2.3 nsec an.

Die instrumentellen Verzögerungsdifferenzen haben eine Auswirkung auch auf die Ambiguitätenauflösung mit Zweifrequenz-Daten. Detaillierte Untersuchungen am Beispiel des TFC (Two-Frequency Criterion) sind im Kapitel 5.4.2 zu finden.

#### **2.4.4 Die Bedeutung von SNR**

##### Zur Definition von Rauschen

In jedem physikalischen System wird eine Messung immer von Rauschen (noise) beeinflusst. Was aber unter dem Begriff Rauschen gemeint wird, ist nicht streng definiert. Nach der allgemeinen Definition ist Rauschen alles das, was die Messung des gewünschten Signals verschlechtert. Aus dieser Sicht kann auch ein zweites Signal (Interferenz) als Rauschen betrachtet werden. In der Regel bezieht sich der Begriff Rauschen mehr auf stochastische Prozesse. Das Rauschen wird durch sein Frequenzspektrum, seine Amplitudenverteilung und seinen Ursprung charakterisiert.

So unterscheidet man z. B. zwischen umgebungsverbundenem und elektronischem Rauschen. Bei GPS stellen ionosphärische Szintillationen (s. Kap. 2.1.2) und Interferenzen Umgebungseffekte dar. Jede elektronische Konstruktion verursacht stets thermisches, Schrott- und Flickerrauschen. Diese drei Kategorien haben verschiedene Ursprünge und Spektraleigenschaften. So besitzt das weiße Rauschen eine konstante Spektraldichte über eine sehr große Bandbreite von 0 bis  $10^{12}$  Hz (Sklar, 1988). Flickerrauschen hat im Gegensatz dazu ein frequenzabhängiges ( $1/f$ ) Spektrum (Horowitz und Hill, 1980). Die Amplitude des Rauschens ist in der Regel kleiner als die des Signals, es kann aber auch umgekehrt sein. Wenn beispielsweise ein GPS-Empfänger in der Nähe eines starken Senders mißt, kann es vorkommen, daß die GPS-Signale stark überlagert werden und der Empfänger sie nicht mehr verfolgen kann.

##### Signal-Rausch-Verhältnis (SNR)

Anhand dieses Beispiels erkennt man, daß nicht die absolute Stärke des Rauschens von Interesse ist, sondern vielmehr die relative Stärke zwischen erwünschter und unerwünschter Komponente. Aus diesem Grund führt man das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR: Signal-to-Noise Ratio) ein:

$$\text{SNR} = \frac{POW_S}{POW_R} \quad (2.4.23)$$

wobei  $POW$  die Signalleistung darstellt und die Indizes  $S$  und  $R$  dem Signal und dem Rauschen entsprechen. In elektronischen Systemen ist die Leistung gleich  $V^2/R$ , wobei  $V$  die Spannung und  $R$

der Widerstand sind. Bezieht man das SNR auf  $R = 1\Omega$ , entspricht SNR einem Quotient von zwei Spannungen. Nach (2.3.8) lautet dann das Signal-Rausch-Verhältnis in dB Einheiten:

$$\text{SNR} = 10 \log_{10} \frac{V_S^2}{V_R^2} \text{ dB} . \quad (2.4.24)$$

Das Rauschen bezieht sich oft nicht nur auf physikalische Prozesse, sondern auch auf Fehler, die während einer Signalverarbeitung entstehen. Im Fall eines A/D-Wandlers entsteht z.B. der sogenannte Quantisierungsfehler (s. Kap. 2.3.3). Mit  $L$  als Anzahl der Quantisierungsstufen lautet das entsprechende SNR (Sklar, 1988):

$$\text{SNR}_Q = 10 \log_{10} (3L^2) \text{ dB} . \quad (2.4.25)$$

Mit zunehmendem  $L$  (größere Auflösung) wird also die Leistung des Ausgangssignals größer als die des Quantisierungsfehlers. Mit  $L \rightarrow \infty$  wird SNR unendlich, es entsteht also kein Fehler.

Die Trennung des stochastischen Rauschens vom Signal ist jedoch viel schwieriger. Die Eigenschaften des Rauschens sind zwar bekannt, überlagern sich aber manchmal mit den Eigenschaften vom Signal. In der Regel hat das Rauschen eine höhere Frequenz als das Signal und kann so mit analogen oder digitalen Tiefpaßfiltern ausgefiltert werden. Es gibt aber zwei Schwierigkeiten dabei: Das Rauschen kann auch aus niedrigen Frequenzen bestehen (z.B. Flicker- und weißes Rauschen), welche durch diese Filter durchgelassen werden. Weiterhin kann das Signal hochfrequente Anteile haben, oder sich bereits in einem hohen Frequenzband befinden. Aus diesen Gründen kann es vorkommen, daß ein GPS-Empfänger ein Störsignal nicht als solches erkennen kann und statt eines kleinen SNR-Wertes einen großen ausgibt. Entsprechende Untersuchungen findet man im Kapitel 4.3. Die Berechnung des Signal-Rausch-Verhältnisses kann man in (Spilker, 1977) und (Wolf, 1974) nachlesen.

### **2.4.5 Tracking-Verfahren und Meßgenauigkeit**

#### **Bandbreitenverengung**

Da die Trennung zwischen erwünschten und unerwünschten Signalkomponenten nicht einfach und nicht sicher ist, versucht man die Messung so durchzuführen, daß zusammen mit dem Signal möglichst wenig Rauschen erfaßt wird. Dies wird erreicht, indem man die Bandbreite bei der Signalerfassung möglichst klein hält. Mit anderen Worten, je langsamer man abtastet, um so weniger Rauschen erhält man. Dieses Prinzip ist bekannt als Bandbreitenverengung (bandwidth narrowing). Es sind jedoch Kompromisse zu machen, weil die Erfassung jedes nicht monochromatischen Signals eine gewisse Bandbreite erfordert. Weiterhin wird die Signalverfolgung durch eine enge Bandbreite erschwert, insbesondere in dynamischer Umgebung. Im allgemeinen führt die Bandbreitenverengung zu einem Informationsverlust. Diese verlorene Information kann aber durch ein anderes Verfolgungsverfahren wieder gewonnen werden. Das Prinzip der Bandbreitenverengung wurde bei der Code-unterstützten Quadrierungstechnik angewandt und führte zu einer erheblichen Steigerung der Meßgenauigkeit. Bei allen im Kapitel 2.3.4 dargestellten Tracking-Verfahren wird diese Verengung angestrebt.

### Meßgenauigkeit, Tracking-Verfahren und SNR

Die Genauigkeit der Messung in einer Lock-Loop wird unmittelbar von dem Tracking-Verfahren und dem Signal-Rausch-Verhältnis bestimmt. Die Standardabweichung in metrischen Einheiten für die Codemessung in der DLL ist (Ward, 1994):

$$\sigma_{DLL} = \sqrt{\frac{FB_C}{c/n_0} \left[ 1 + \frac{2}{T c/n_0} \right]} \lambda_C \quad (2.4.26)$$

wobei  $B_C$  die Bandbreite der Code-Loop,  $\lambda_C$  die Code-Wellenlänge und  $c/n_0$  (carrier-to-noise) das SNR berechnet nach Gleichung (2.4.23) sind. Der Wert von  $c/n_0$  bezieht sich auf eine Bandbreite von 1 Hz. Wenn man  $c/n_0$  mit Hilfe von Gleichung (2.4.24) ausdrückt, hat es die Einheit dB-Hz.  $F$  ist dimensionslos und nimmt die Werte 1 oder 0.5 an, in Abhängigkeit davon, wie die DLL implementiert ist.  $T$  ist eine Integrationszeit in Sekunden. Die Parameter  $F$ ,  $B_C$  und  $T$  hängen von dem Tracking-Verfahren und der Realisierung der DLL ab. Es ist eindeutig, daß die Meßgenauigkeit proportional zu der Bandbreite und umgekehrt proportional zu dem SNR ist.

Eine ähnliche Formel wie (2.4.26) ist in (van Dierendonck et al., 1992) zu finden. Sie beschreibt die Standardabweichung einer DLL, welche mit der „Narrow Correlator“ Technik arbeitet. Hier wird der Code mit sehr großer Auflösung bis zur maximalen Korrelation (s. Kap. 2.3.4) verschoben, was zu einer Genauigkeitssteigerung der Zeitverzögerungsmessung führt.

Die Standardabweichung der Phasenmessung in der PLL in metrischen Einheiten lautet (Ward, 1994):

$$\sigma_{PLL} = \sqrt{\frac{B_p}{c/n_0} \left[ 1 + \frac{1}{2T c/n_0} \right]} \frac{\lambda_L}{2\pi} \quad (2.4.27)$$

wobei  $\lambda_L$  die Wellenlänge der Trägerfrequenz ist.

Es ist sinnvoll, daß die Bandbreite von der Art der Beobachtung abhängt. So benutzen viele Empfänger eine kleine Bandbreite für statische Messungen, was zu kleinen Standardabweichungen führt. In einer kinematischen Umgebung muß aber die Bandbreite größer sein, damit der Empfänger die Signalveränderungen verfolgen kann. So geben Sideris et al. (1992) Werte im Bereich von 1 bis 4 Hz an. Die Meßgenauigkeit hängt also davon ab, ob der Empfänger statisch oder kinematisch beobachtet. In ähnlicher Weise wird bei der „Narrow Correlator“ Technik ein variables Korrelationsintervall (1-0.05 C/A-Code-Pulslänge) benutzt, was bis zu einer Code-Standardabweichung von 10 cm führt (van Dierendonck et al., 1992).

Das Signal-Rausch-Verhältnis wird von der Elevation des Satelliten beeinflusst. Je schräger das Signal die Atmosphäre durchläuft, um so stärker wird es gedämpft und verrauscht. Entsprechende Untersuchungen sind im Kapitel 4.3 zu finden. Für die Berücksichtigung der Änderung der Meßgenauigkeit bei der Auswertung sind spezielle Methoden entwickelt worden. Sie sind im Kapitel 5 dargestellt.

### Genauigkeit verschiedener Tracking-Verfahren

Je nach Tracking-Verfahren und Empfängertyp besitzen die Parameter  $B$  und  $T$  in (2.4.26) und (2.4.27) unterschiedliche Werte. Das Signal-Rausch-Verhältnis hängt zum größten Teil von Ausbreitungseffekten und der Sendeleistung des Satelliten ab. Es wird aber auch von der Qualität des Empfängers beeinflusst. Die Genauigkeit der Phasenmessung auf L2 und das entsprechende SNR der im Kapitel 2.3.4 dargestellten Tracking-Verfahren einschließlich der konventionellen P-Code Korrelation sind in der Tabelle 2.6 angegeben.

Eingangssignal	P-Code Korrelation		Quadrier-technik		Code-unterst. Quadriertechnik		L1/L2 Kreuzkorrelation		P-W-Tracking	
	SNR	$\sigma$	SNR	$\sigma$	SNR	$\sigma$	SNR	$\sigma$	SNR	$\sigma$
32	32	0.9	-6	-	7	17.1	10	12.0	18	4.8
42	42	0.3	14	7.6	27	1.7	30	1.2	28	1.5

Tabelle 2.6: Signal-Rausch-Verhältnis [dB-Hz] und resultierende Phasenmeßgenauigkeit [mm] (entnommen aus (Breuer et al., 1993)).

## **2.5 Anti-Spoofing**

Da der P-Code bekannt ist, kann die fehlerfreie Funktion von GPS-Empfängern durch die Ausstrahlung von Täuschsignalen (spoofing) gestört und sogar verhindert werden. Um dies zu vermeiden, hat sich der Betreiber des GPS - das Verteidigungsministerium der Vereinigten Staaten - entschieden, den P-Code zu verschlüsseln (AS: Anti-Spoofing). Zu diesem Zweck werden der P-Code und der unbekannte W-Code mit einer Modulo-2 Addition verknüpft, was den Y-Code (s. Kap. 2.3.1) ergibt. Der Zugriff auf diesen Code ist nur für autorisierte Nutzer möglich.

Der größte Einfluß von AS auf geodätische Anwendungen besteht darin, daß die direkte Messung der L2-Phase nicht möglich ist, denn die L2-Trägerfrequenz ist nur mit dem P- bzw. Y-Code moduliert. Die im Kapitel 2.3.4 dargestellten Tracking-Verfahren erlauben jedoch eine unmittelbare Code- und Phasenmessung auf L2. Die erste Methode, die dies ermöglichte, war die Quadriertechnik. Sie wurde aber wegen des hohen Rauschens und der halben Wellenlänge (s. Kap. 2.3.4) aufgegeben. Die anderen Methoden haben diese zwei Nachteile nicht, sie führen aber zu einer schlechteren Phasenmeßgenauigkeit als die direkte Demodulation des P-Codes. Wie die Tabelle 2.6 darstellt, hängt diese Verschlechterung vom Tracking-Verfahren ab. Aus diesem Grund ist die Auswertung von Zweifrequenz-Daten unter AS an den verwendeten Empfängertyp anzupassen, wie es im Kapitel 5 erläutert wird.

Abgesehen von dem Genauigkeitsverlust, hat die Implementierung von P-Code-unabhängigen Tracking-Verfahren auch Vorteile. So weisen manchmal diese Verfahren größere Widerstandsfähigkeit gegen Interferenzen auf. Die technische Erklärung dazu lautet: Wenn das L2-Signal stark verrauscht ist, kann ein code-abhängiger Empfänger den P-Code nicht tracken und gibt deswegen keine L2-Daten aus. Ein Empfänger aber, der mit L1/L2-Kreuzkorrelation arbeitet, berechnet die Kreuzkorrelation zwischen den L1- und L2-Signalen, die oft einen ausreichend großen Wert erreicht, um die Messung durchzuführen.

## **2.6 Selective Availability**

Die Anfangserwartung des GPS-Betreibers war, daß AS eine ausreichende Genauigkeitslimitierung sichert (Seeber, 1993). Nachdem aber der Fortschritt der Empfängertechnologie eine relativ genaue Positionierung mit dem C/A-Code erlaubte, erschien eine weitere Genauigkeitsverschlechterung für nicht autorisierte Nutzer notwendig. Das wurde mit der Einführung von „Selective Availability“ (SA) bei den Block II Satelliten realisiert.

### **SA Komponenten**

Die SA hat zwei Komponenten:

- $\varepsilon$  (Epsilon)-Anteil
- $\delta$  (Dither)-Anteil.

Der Epsilon-Anteil betrifft die ausgestrahlten Navigationsdaten. Das Kontrollsegment kann die Satellitenbahn mit einer hohen Genauigkeit vorhersagen. Diese Bahn- und Uhrenparameter werden aber durch den  $\varepsilon$ -Prozeß absichtlich verfälscht, bevor sie in die Satelliten eingespeist werden. Nach Breuer et al. (1993) kann der radiale Bahnfehler wegen SA während eines 24-Stunden langen Intervalls einen maximalen Wert von 130 m erreichen.

Der  $\delta$ -Anteil ist für die Genauigkeitsverschlechterung der Streckenmessung verantwortlich. Der entsprechende Fehler in der Codemessung beträgt nach Breuer et al. (1993) bis zu 60 m. Dieselbe Größenordnung wird auch von Leick (1995) angegeben. Der  $\delta$ -Anteil wird in Form einer Destabilisierung des Satellitenoszillators, der die Grundfrequenz erzeugt, realisiert (vgl. Kap. 2.3.1). Infolgedessen sind alle GPS-Signale (Codes und Trägerfrequenzen) gleichermaßen betroffen. Somit wird der Zusammenhang zwischen den verschiedenen Signalen nicht beeinflusst. Dies ist von besonderer Bedeutung für die Verwendung von Zweifrequenz-Daten zur ionosphärischen Kalibrierung oder Ambiguitätenauflösung.

### **Einfluß der SA**

Bei differentiellen Beobachtungen fällt der SA-Effekt zum größten Teil heraus. Restfehler entstehen jedoch aus zwei Gründen: aufgrund der Entfernung zwischen den Empfängern und aufgrund der Zeitsynchronisation. In Abhängigkeit von der Satellitenposition kann es vorkommen, daß die Signalwege zu zwei voneinander entfernten Stationen sich merklich unterscheiden. Die beiden Empfänger empfangen zu einem Zeitpunkt Signale, welche mit einem entsprechenden Zeitunterschied ausgestrahlt wurden. Da der SA-Fehler von der Zeit abhängt, ist auf den beiden Stationen der SA-Effekt unterschiedlich. Aus demselben Grund entsteht ein Restfehler, wenn die beiden Empfänger nicht gut mit der GPS-Zeit synchronisiert sind. Die Größe des Restfehlers hängt von der zeitlichen Variation des  $\delta$ -Anteils ab. Nach Gough und Jalali (1992) kann diese Variation bis zu 10 Phasenzyklen/Sekunde/Sekunde betragen. Im schlimmsten Fall beträgt der Zeitunterschied zwischen zwei Stationen 2 msec (s. Kap. 2.4.2.2), was für die L1-Frequenz einem Fehler von 4 mm entspricht.

## **2.7 Störsignalinterferenzen**

Die Störsignalinterferenzen stellen für die GPS-Anwendungen ein ernstes Problem dar, welches mit steigender Belegung des Frequenzspektrums im Bereich von L1 und L2 immer mehr an Bedeutung

gewinnt. Im Prinzip kann jedes Signal in diesem Bereich Interferenzen verursachen, deren Stärke von der Leistung und der Art des Signals abhängt. Weiterhin kann die Störung durch eine Harmonische eines Signals hervorgerufen werden und nicht direkt durch die Mittenfrequenz. Die GPS-Signale verschiedener Satelliten würden sich auch gegenseitig stören, was allerdings durch die Benutzung der „Spread-Spectrum“ Technik und die Eigenschaften der GPS-Codes (s. Kap. 2.3.1) vermieden wird (Spilker, 1980).

### Einfluß der Interferenzen

Die GPS-Signale sind wegen ihrer niedrigen Leistung empfindlich gegenüber Interferenzen. Nach Owen (1993) sind C/A-Code-Empfänger anfällig auf Interferenzen, welche durch Signale hervorgerufen werden, die nur wenige dB stärker sind als das thermische Rauschen des Empfängers. Im schlimmsten Fall kann es dazu kommen, daß der Empfänger nicht mehr in der Lage ist, das GPS-Signal zu tracken.

Im Rahmen dieser Arbeit ist allerdings der hervorgerufene Genauigkeitsverlust von Interesse. Eine Störsignalinterferenz führt zur Reduzierung vom Signal-Rausch-Verhältnis, was eine größere Standardabweichung der Messungen bedeutet. In den Gleichungen (2.4.26-27) ist dann  $c/n_0$  durch das sogenannte äquivalente SNR  $[c/n_0]_{\text{äq}}$  zu ersetzen (Ward, 1994):

$$[c/n_0]_{\text{äq}} = \frac{1}{\frac{1}{c/n_0} + \frac{i/s}{Qf_c}} \quad (2.4.28)$$

wobei  $c/n_0$  das SNR in Abwesenheit von Interferenzen,  $i/s$  das Interferenz-Signal-Verhältnis und  $f_c$  die Taktrate des Codes sind.  $Q$  ist ein dimensionsloser Gewinnfaktor der gleich 1 (bei Schmalbandinterferenz) oder 2 (bei Breitbandinterferenz) ist. Numerische Untersuchungen von Störsignalinterferenzen sind im Kapitel 4.4 zu finden.

## **2.8 Mehrwegeausbreitung**

Mehrwegeausbreitung (Multipath) ist der Effekt, bei dem das ausgestrahlte Signal die Empfangsantenne auf mehreren Wegen erreicht. Die GPS-Satelliten erzeugen einen Strahlungskegel, der die ganze Erde und eine Randzone um sie herum abdeckt (Feltens, 1991). Jedes reflektierende Objekt innerhalb dieses Kegels kann als weitere Strahlungsquelle wirken und ein weiteres Signal zur Antenne senden. Solche Objekte können z.B. die Erdoberfläche, Gebäude und Bäume sein (Leick, 1995). Besonders starke Reflexionen verursachen Wasseroberflächen und Materialien wie Glas und Metall. In (Young et al., 1985) wird auch von Mehrwegeausbreitung am Satelliten berichtet. Das reflektierte Signal sollte jedoch sehr schwach sein. Für die Block I Satelliten erscheint eine Stärke von 1% des direkten Signals eine gute Schätzung zu sein.

### **2.8.1 Mathematische Modellierung**

In der Regel empfängt eine Antenne das direkte Satellitensignal und mehrere Umwegsignale, die von verschiedenen Oberflächen reflektiert wurden. Auf jeden Fall hat aber jedes Umwegsignal eine größere Strecke durchlaufen. Dies bedeutet, es wurde um eine Zeit  $dt$  früher als das direkte Signal

ausgestrahlt. Direktes und reflektierte Signale überlagern sich, so daß das empfangene Summensignal  $S_S$  sich mit der Notation der Gl. (2.3.5) folgendermaßen darstellen läßt:

$$S_S = A C(t) \cos(\omega_0 t) + \sum_i a_i A C(t - dt_i) \cos(\omega_0 t + \theta_i(t)) \quad (2.4.29)$$

wobei  $C(t)$  das Resultat der Modulo-2 Addition von PRN Code und Navigationsdaten darstellt. Zur Vereinfachung wird angenommen, daß die Trägerfrequenz nur mit einem Code moduliert ist.  $\theta_i(t)$  ist die Phasenverschiebung und  $a_i$  ist der Abschwächungsfaktor (Becker, 1994), der in Abhängigkeit von dem reflektierenden Material Werte von 0 bis 1 annimmt. Der Winkel  $\theta_i$  ist eine Funktion der Zeit, weil der Einfallswinkel des Signals auf der reflektierenden Oberfläche von der Zeit abhängt. Es ist noch zu bemerken, daß die Überlagerung der Signale im vektoriellen Sinne erfolgt.

### Phasenfehler

Bei theoretischen Untersuchungen betrachtet man nur ein Umwegsignal, so daß bei der Summierung in Gl. (2.4.29)  $i$  gleich 1 ist. Das resultierende Summensignal läßt sich dann folgendermaßen darstellen:

$$S_S = A_S \cos(\omega_0 t + \theta_S) \quad (2.4.30)$$

mit der Amplitude  $A_S$  (Georgiadou und Kleusberg, 1988):

$$A_S = A \sqrt{1 + 2a_i \cos\theta_i + a_i^2} \quad (2.4.31)$$

und dem Phasenfehler  $\theta_S$ :

$$\tan \theta_S = \frac{a_i \sin \theta_i}{1 + a_i \cos \theta_i} \quad (2.4.32)$$

In diesem Fall gilt für  $a_i = 1$  (Hofmann-Wellenhof et al., 1994):

$$\tan \theta_S = \frac{\sin \theta_i}{1 + \cos \theta_i} = \tan \frac{\theta_i}{2} \quad (2.4.33)$$

Der maximale Phasenfehler  $\theta_{S \max}$  ergibt sich dann für  $\theta_i = 180^\circ$ :

$$\theta_{S \max} = 90^\circ \quad (2.4.34)$$

Am Beispiel der L1-Trägerfrequenz entspricht der maximale Phasenfehler 4.75 cm. Die zeitliche Veränderung von  $\theta_S$  wird von ihrer Frequenz  $f_{\theta_S}$  beschrieben. Nach Georgiadou und Kleusberg (1988) gilt für eine ebene Reflektionsoberfläche:

$$f_{\theta_S} = \frac{2D}{\lambda} \cos \vartheta \frac{d\vartheta}{dt} \quad (2.4.35)$$

wobei  $D$  die Distanz der Antenne senkrecht zur Reflektionsebene,  $\lambda$  die Wellenlänge des Signals und  $\vartheta$  der Elevationswinkel in bezug auf die Reflektionsebene sind. Für mittlere Werte  $\vartheta = 45^\circ$  und  $d\vartheta/dt = 0.07$  mrad/sec ergibt sich für  $D = 0.3$  m eine Periode von 107 min und für  $D = 10$  m eine Periode von 3.2 min.

### Codefehler

Der Einfluß von Mehrwegeausbreitung auf die Codemessung wird durch die Gleichung (2.4.29) beschrieben. Nach Lachapelle (1991) beträgt der maximale Entfernungsfehler eine Code-Wellenlänge. Das entspricht 293 m für den C/A- und 29.3 m für den P-Code. Der resultierende Fehler hängt jedoch von der Konzeption der DLL ab. Signale mit einer Verzögerung größer als das 1.5fache eines Code-Pulses beeinflussen eine 1 $\Delta$ -DLL nicht, da sie außerhalb des Korrelationsintervalls liegen (Becker und Thiel, 1995). Eine analytische Berechnung des Streckenfehlers am Beispiel eines Empfängers mit „Narrow Correlator“ Technik ist in (Van Dierendonck et al., 1992) zu finden.

### **2.8.2 Einfluß der Mehrwegeausbreitung**

Die Meßgenauigkeit moderner Empfänger ist so gut, daß Mehrwegeausbreitung oft zur dominierenden Fehlerquelle bei GPS-Anwendungen wird. Das gilt nicht nur für die extremen Mehrwegeeffekte (bis zu mehreren 10 m beim Code), sondern auch für mittelstarke Einflüsse. Aus zwei Hauptgründen können Mehrwegefehler nicht wie die meisten anderen Fehler eliminiert werden. Der wichtigste ist, daß sie auf zwei Stationen i.d.R. auf unterschiedlicher Weise wirken und folglich durch die Bildung von Doppelten Differenzen nicht herausfallen. Weiterhin haben die Fehler relativ lange Perioden (s. Gl. (2.4.35)), so daß sie sich bei kurzen Punktbesetzungen nicht herausmitteln.

Eine sehr kritische Situation - besonders bei Fluganwendungen - kann auftreten, wenn das direkte Signal abgeschattet wird und ein reflektiertes Signal die Antenne erreicht. Wenn dieses Signal nicht stark gedämpft ist ( $0 \ll a < 1$ ), kann der Empfänger dieses Signal tracken (Jügl, 1995). Der resultierende Codefehler wird durch den Umweg bestimmt und kann große Werte annehmen.

### Einfluß auf das TFC

Die Mehrwegeausbreitung spielt eine wichtige Rolle bei der Auswertung von Zweifrequenz-Daten, da der resultierende Fehler frequenzabhängig ist (s. Gl. 2.4.35). Für die Phasenmessungen bedeutet dies, daß die Beziehung zwischen den L1- und L2-Daten beeinflusst wird. Das TFC-Kriterium (s. (5.4.1)) nutzt diese Beziehung aus, um L1-Ambiguitätenkandidaten auszuschließen und so die Ambiguitätsuche nur für wenige Kombinationen durchzuführen. Für Echtzeit-Kinematische Anwendungen muß diese Beziehung äußerst streng angewandt werden, so daß Verzerrungen durch Mehrwegeeffekte ein ernstes Problem darstellen können. Entsprechende Untersuchungen sind im Kapitel 4.5 zu finden.

### Einfluß auf das SNR

Anhand der Gleichungen (2.4.31) und (2.4.35) läßt sich zeigen, daß die Amplitude des Summensignals periodischen Schwankungen unterliegt. Unmittelbare Folge davon ist, daß das SNR (s. Gl. (2.4.24)) zeitliche Variationen aufweist. Eine Auswertung von Beispieldaten kann man im Kapitel

4.5 finden. Der Einfluß dieser Variationen auf die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Methode zur Gewichtung der Beobachtungen mit Hilfe der SNR-Werte wird im Kapitel 5.2.1 besprochen.

### Erkennungsmethoden

Mehrwegeausbreitungseffekte können aufgrund ihrer Eigenschaften in den Beobachtungsdaten erkannt werden. Im allgemeinen Fall gibt es hauptsächlich drei Methoden zur Erkennung von Mehrwegeausbreitungseffekten (Jügl, 1995):

- Untersuchung der Differenz zwischen Code- und Phasenmessung
- Vergleich von Code- und Phasen-Doppelten Differenzen
- Betrachtung der SNR-Werte.

Eine andere Erkennungsmöglichkeit bietet das ionosphärische Residuum (s. Gl. (3.4.2)) (Georgiadou und Kleusberg, 1988). Entsprechende numerische Untersuchungen findet man im Kapitel 4.5. Speziell bei statischen Messungen und Reflexionen durch stationäre Objekte wiederholen sich die Effekte genau nach einem Sterntag, weil dann die gleiche relative Geometrie zwischen Empfänger und Satelliten auftritt.

### Vermeidung - Eliminierung

Im allgemeinen erfolgt die Eliminierung von Mehrwegeausbreitung durch:

- sorgfältigen Antennenentwurf und Signalverarbeitung
- Vermeidung von reflektierenden Oberflächen in der Antennenumgebung
- Verwendung von absorbierendem Material
- Korrekturalgorithmen.

Bei dem Antennensystem gibt es mehrere Möglichkeiten die Umwegsignale zu unterdrücken, wie es im Kapitel 2.3.2 erklärt wurde. Nach Leick (1995) ist die Abschirmung durch einen „Choke Ring“ erfolgreicher als durch Grundplatten. Die Ausfilterung von linkshändig polarisierten Signalen eliminiert Multipatheffekte, solange das Signal nicht zweimal reflektiert wurde, was wieder zur rechtshändigen Polarisation führt (Jügl, 1995). Die Benutzung der „Narrow Correlator“ Technik in der DLL sollte eine erhöhte Widerstandsfähigkeit gewährleisten (Van Dierendonck et al., 1992).

Bei der Planung der Messungen sollen - besonders für die Referenzstation Aufstellungen in der Nähe von stark reflektierenden Objekten vermieden werden. Gegebenenfalls können Materialien benutzt werden, welche hohe Frequenzen absorbieren.

Die Modellierung von Mehrwegeausbreitungseffekten ist besonders schwierig in einer kinematischen Umgebung. In den letzten Jahren wurde jedoch viel Arbeit investiert, um die resultierenden Fehler zu eliminieren. In (Axelrad et al., 1994) ist eine Methode beschrieben, welche mit Hilfe des SNR die Multipatheffekte auf die Phasenlösung reduziert.

### **3 Ansätze zur quantitativen Analyse von Fehlereinflüssen**

Bei einigen der im Kapitel 2 dargestellten genauigkeitsbeeinflussenden Faktoren kann man ihre Auswirkung direkt in den Aufzeichnungsdaten erkennen. So sind zum Beispiel die Schwankungen der Signalstärke aufgrund von Mehrwegeausbreitungseffekten deutlich in der Darstellung der SNR-Zeitreihe erkennbar. In der Regel muß man aber die Daten verarbeiten, um den Einfluß eines bestimmten Faktors zu untersuchen. Weiterhin ist es von Interesse, die Einflüsse quantitativ zu beschreiben, was im Rahmen dieser Arbeit eine doppelte Bedeutung hat. Erstens erlaubt dies einen Vergleich zwischen verschiedenen Methoden oder Empfängern. So kann man beispielsweise die Meßgenauigkeit der Tracking-Verfahren zwischen zwei verschiedenen Empfängertypen vergleichen. Darüber hinaus hilft eine quantitative Beschreibung, die optimalen Parameter der Auswertalgorithmen zu bestimmen, wie es im Kapitel 5 ausführlich beschrieben ist.

Im allgemeinen kann man sagen, daß jeder genauigkeitsbeeinflussende Faktor dazu führt, daß die Messung von ihrem idealen Wert (ohne jegliche Störung) abweicht. Da in der Praxis dieser Wert unbekannt ist, betrachtet man nicht die einzelnen Meßwerte, sondern untersucht ihre Abweichungen von der idealen Form der Meßdaten-Zeitreihen. Selbst wenn diese ideale Form nicht genau bekannt ist, erfüllt sie gewisse Bedingungen, wie z.B. Monotonie oder Stationarität. Dieses Kapitel beschreibt Methoden zur Feststellung und Quantifizierung dieser Abweichungen.

#### **3.1 Differenzenbildung**

Betrachtet wird hier eine Zeitreihe von Messungen einer Größe, welche linear von der Zeit abhängt. Sind die Elemente der Zeitreihe in äquidistanten Zeitpunkten abgetastet, müßten die Differenzen zwei nacheinander folgender Werte gleich einer Konstanten sein. Aufgrund des Rauschens beobachtet man in der Praxis Abweichungen von dieser Konstanten.

##### **3.1.1 Zeitliche Differenzen**

Für eine Funktion  $f(t)$  und ein Abtastintervall  $dt$  heißt die Größe:

$$\delta f(t + dt) = f(t + dt) - f(t) \quad (3.1.1)$$

Differenz erster Ordnung der Funktion. Es ist eine Definitionssache, ob diese Differenz der Epoche  $t+dt$  oder der Epoche  $t$  zugeordnet wird. In der Regel weisen die Zeitreihen außer einem linearen Trend auch einen quadratischen Trend oder einen Trend höherer Ordnung auf. Das ist beispielsweise bei dem ionosphärischen Laufzeitfehler oder den Doppelten Differenzen der Fall. Um bei solchen Zeitreihen das Rauschen sichtbar zu machen, sind weitere Differenzierungen nötig. So definiert man die Differenz zweiter Ordnung der Funktion  $f(t)$ :

$$\begin{aligned} \delta^2 f(t + 2dt) &= \delta f(t + 2dt) - \delta f(t + dt) \\ &= f(t + 2dt) - 2f(t + dt) + f(t). \end{aligned} \quad (3.1.2)$$

Weiterhin gilt für die Differenz  $n$ -ter Ordnung (Smirnow, 1969):

$$\delta^n f(t + ndt) = f(t + ndt) - \frac{n}{1} f(t + (n-1)dt) + \frac{n(n-1)}{2!} f(t + (n-2)dt) - \dots + (-1)^k \frac{n(n-1)\dots(n-k+1)}{k!} f(t + (n-k)dt) + \dots + (-1)^n f(t). \quad (3.1.3)$$

Die Ordnung der Differenzierung, die zu einer Konstanten führt, hängt von der Form der Funktion ab. Für ein Polynom  $n$ -ten Grades ist das die Differenz  $n$ -ter Ordnung.

Die Abbildung 3.1 stellt diskrete Werte einer Phasenmessung dar, deren zeitlicher Verlauf sich sehr gut durch ein Polynom approximieren läßt. Da die Kurve eine sehr große Steigung hat, sind kleine, zufällige Abweichungen von der theoretischen Form nicht erkennbar. Die Differenz erster Ordnung ist proportional zu der ersten Ableitung der Meßreihe und macht deswegen diese Abweichungen sichtbar (s. Abb. 3.2a). Die Tatsache, daß die Differenz erster Ordnung einen linearen Trend aufweist, deutet darauf hin, daß das approximierende Polynom größeren Grades als eins ist. Die Differenz zweiter Ordnung (Abb. 3.2b) schwankt jedoch um eine Konstante. Dies bedeutet, daß das approximierende Polynom zweiten Grades ist.

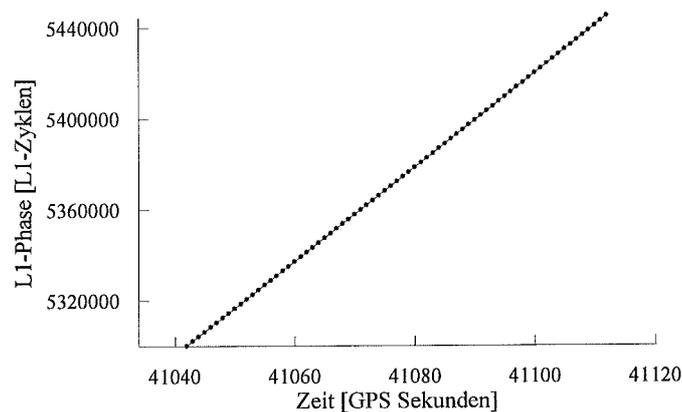


Abbildung 3.1: Abtastwerte einer L1-Phasenmessung.

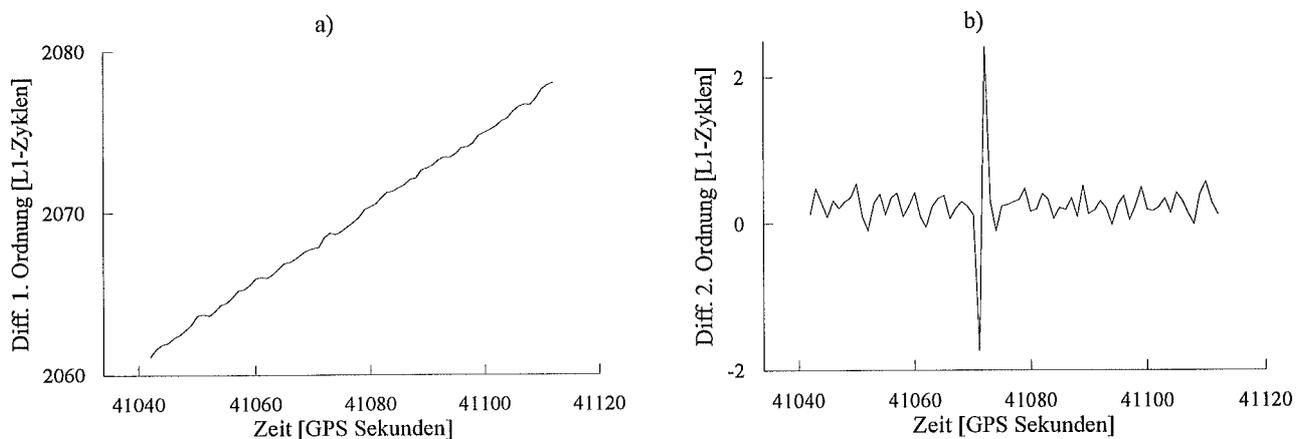


Abbildung 3.2: a) Differenz erster und b) zweiter Ordnung der Zeitreihe der Abb. 3.1.

Die Schwankungen der Differenz zweiter Ordnung um ihren Mittelwert veranschaulichen sehr gut die Meßfehler aufgrund des Meßrauschens und anderer Effekte. Eine Möglichkeit, die Genauigkeit der Messung quantitativ zu beschreiben, bietet die Standardabweichung der Differenzen. Die

Standardabweichung hat den Hauptvorteil, daß sie von dem Mittelwert der Daten nicht beeinflusst wird. Die Daten in der Abb. 3.2b haben einen Mittelwert von 0.239 und eine Standardabweichung von  $\pm 0.379$ .

Von großem Interesse sind die Ausreißer in der Abbildung 3.2b. Diese Spitzenwerte haben nichts mit der Meßgenauigkeit zu tun. Sie werden dadurch verursacht, daß zwei Messungen nicht äquidistant sind. Genau betrachtet handelt es sich hier um eine Uhrensynchronisation (s. Kap. 2.4.2.2). Die Abweichung der Empfängeruhr von der GPS-Zeit hat die Grenze von +1 msec erreicht, so daß die erste Messung nach der Synchronisation um ca. 1 msec früher als  $dt$  stattgefunden hat. Findet im allgemeinen die  $(k+1)$ -te Messung in kürzerem Zeitabstand als  $dt$  nach der  $k$ -ten Messung statt, ist  $\delta f(t+(k+1)dt)$  viel kleiner als  $\delta f(t+kd t)$ , so daß  $\delta^2 f(t+(k+1)dt)$  einen kleinen Wert annimmt. Wenn die nächste Messung zu dem geplanten Zeitpunkt stattfindet, also etwas später als  $dt$ , ist die zweite Differenz  $\delta^2 f(t+(k+2)dt)$  besonders groß. Wenn die  $(k+1)$ -te Messung später als  $dt$  nach der  $k$ -ten Messung stattfindet, nimmt die Differenz zweiter Ordnung zuerst einen großen und dann einen kleinen Wert an.

Die Differenz  $n$ -ter Ordnung  $\delta^n$  ist somit von der Aufzeichnungsrate abhängig und deswegen nicht für die Quantifizierung des Meßfehlers geeignet. Man kann aber diese Abhängigkeit vom Abtastintervall ausnutzen, um die Stabilität der Meßrate zu untersuchen. Das findet bei der Uhrensynchronisation eines GPS-Empfängers praktische Anwendung. Wenn nur die nominalen Abtastzeitpunkte bekannt sind, läßt sich der Moment der Synchronisation durch Differenzenbildung bestimmen. Selbstverständliche Voraussetzung ist, daß das Meßrauschen kleiner als der hervorgerufene Ausreißer sein muß.

### 3.1.2 Normierte zeitliche Differenzen

Um die zeitlichen Differenzen einer Meßreihe unabhängig von der Stabilität der Meßrate zu bilden, normiert man die Differenz erster Ordnung, indem man sie durch den zeitlichen Abstand der zwei Messungen dividiert. Die normierte Differenz erster Ordnung lautet somit:

$$\delta_n f(t_{k+1}) = \frac{f(t_{k+1}) - f(t_k)}{t_{k+1} - t_k}. \quad (3.1.4)$$

Für die Bildung der Differenzen höherer Ordnung ist keine weitere Berücksichtigung der Zeitabstände der Messungen nötig. Die normierte Differenz zweiter Ordnung lautet:

$$\delta_n^2 f(t_{k+2}) = \delta f(t_{k+2}) - \delta f(t_{k+1}) = \frac{f(t_{k+2}) - f(t_{k+1})}{t_{k+2} - t_{k+1}} - \frac{f(t_{k+1}) - f(t_k)}{t_{k+1} - t_k}. \quad (3.1.5)$$

Die Abbildung 3.3 stellt die Differenzen zweiter Ordnung für die Daten der Abb. 3.1 dar. Ausreißer wie in der Abb. 3.2b sind nicht mehr vorhanden, es gibt aber sonst keine weitere Unterschiede zwischen den Ergebnissen der beiden Methoden. Dies beweist, daß die Aufzeichnung der Daten in relativ konstanten Zeitabständen stattgefunden hat. Die Standardabweichung der Daten in der Abb. 3.3 ist  $\pm 0.148$ . Sie beschreibt viel besser die Meßgenauigkeit als diejenige Standardabweichung, die sich auf die Differenz (3.1.2) bezieht ( $\pm 0.379$ ). Wenn die Aufzeichnungsrate nicht konstant bleibt, muß man für die Schätzung der Meßgenauigkeit die Differenzen erster Ordnung durch den Zeitabstand dividieren.

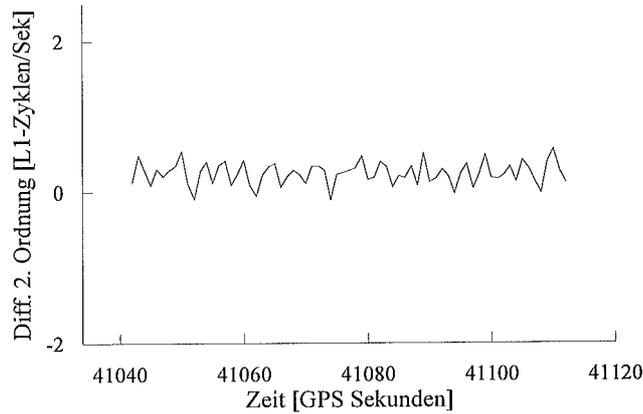


Abbildung 3.3: Normierte Differenz zweiter Ordnung der Zeitreihe der Abb. 3.1.

Die Standardabweichung der zeitlichen Differenzen beschreibt qualitativ die Messung und ist für den Vergleich zweier Meßreihen geeignet. Für eine absolute Schätzung der Meßgenauigkeit muß man für eine Differenz 2. Ordnung schreiben:

$$\sigma_{\text{MESSUNG}} \approx \frac{\sigma_{\delta_n^2}}{2}. \quad (3.1.6)$$

Der Nenner ergibt sich aus der Anwendung des Fehlerfortpflanzungsgesetzes (s. Gl. (5.1.2)):

$$\sigma_{\delta_n^2}^2 = \left( \frac{\partial \delta_n^2}{\partial f(t_k)} \right) \sigma_{f(t_k)}^2 + 2 \left( \frac{\partial \delta_n^2}{\partial f(t_{k-1})} \right) \sigma_{f(t_{k-1})}^2 + \left( \frac{\partial \delta_n^2}{\partial f(t_{k-2})} \right) \sigma_{f(t_{k-2})}^2 \quad (3.1.7)$$

mit der Vereinfachung von äquidistanten Abtastpunkten. Weiterhin wurde eine (schwache) Stationarität der Meßreihe angenommen, so daß die Messungen  $f(t_k)$ ,  $f(t_{k-1})$  und  $f(t_{k-2})$  gleiche Varianz haben. Korrelationen zwischen den nacheinander folgenden Meßwerten wurden nicht berücksichtigt, da sie bei einem kleinen Meßintervall durch die Differenzbildung eliminiert werden. Es ist noch zu erwähnen, daß die Differenzenbildung eine „aufrauhende“ Auswirkung hat (Bronstein und Semendjajew, 1979). Aus diesem Grund führt die Gleichung (3.1.6) zu größeren Werten als die tatsächliche Standardabweichung der Messung. Um diese Überschätzung zu untersuchen, wurde die Standardabweichung eines Zufallsvektors mit Hilfe von (3.1.6) berechnet, was einen Wert von  $\pm 0.688$  ergab. Die Standardabweichung des Vektors war  $\pm 0.564$ . Dies entspricht einem Vergrößerungsverhältnis von 1.22. Für verschiedene Zufallsvektoren schwankte dieser Faktor zwischen 1.19 und 1.25. Es ist von Interesse, das Verhalten dieses Faktors weiter zu untersuchen.

Wie im weiteren Verlauf des Kapitels erläutert wird, ist die Genauigkeitsschätzung unter Anwendung der Gl. (3.1.6) nicht universal anwendbar.

Im Gegensatz zu der Standardabweichung haben die Daten in den Abb. 3.2b und 3.3 den gleichen Mittelwert (0.239). Dies ist aber im allgemeinen nicht der Fall. Betrachtet man das Polynom:

$$f(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 \quad (3.1.8)$$

erhält man aus (3.1.2):

$$\delta^2 f(t + 2dt) = 2a_2 dt^2 \quad (3.1.9)$$

und aus (3.1.5) unter der Annahme von äquidistanten Abtastzeitpunkten:

$$\delta_n^2 f(t + 2dt) = 2a_2 dt . \quad (3.1.10)$$

In beiden Fällen handelt es sich um eine Konstante, aber nicht um die gleiche. Für die Daten der Abb. 3.1 sind diese zwei Mittelwerte gleich, weil die Aufzeichnungsrate 1 Sekunde beträgt.

Bei der Schätzung der Meßgenauigkeit von Felddaten mit Hilfe der Standardabweichung der zeitlichen Differenzen spielt das Meßintervall eine besondere Rolle. Jede Meßreihe weicht von ihrer idealen Form aufgrund verschiedener Effekte ab. Das Resultat der zeitlichen Differenzen hängt unmittelbar von den Perioden dieser Effekte ab. Es ist offensichtlich, daß Störungen mit wesentlich längeren Perioden als die Abtastrate herausfallen. Wenn aber die Abtastrate nicht genügend hoch ist, ist die bisherige Interpretation der Differenzenreihe nicht mehr gültig. Das veranschaulicht die Abbildung 3.4a. Sie zeigt die Differenzen (3.1.5) einer L1-Phasenmessung für zwei Fälle: Wenn man jede Meßepoche benutzt und wenn man nur jede zehnte benutzt. Die beiden Zeitreihen zeigen ein ganz unterschiedliches Verhalten. Die zweite Kurve weist einen deutlichen Trend auf, was darauf hinweist, daß die L1-Phase sich nicht durch ein Polynom zweiten Grades approximieren läßt, wie es innerhalb eines kurzen Intervalls bei einer ungestörten Phasenmessung der Fall ist. Dieser Effekt kann durch SA verursacht werden. Die Abbildung 3.4b zeigt wieder die Differenzen (3.1.5) aber für die Code Doppelten-Differenzen. Hier fallen die meisten Effekte heraus, so daß die entsprechende Meßreihe einem Polynom zweiten Grades sehr ähnelt. Aus diesem Grund gibt es keinen großen Unterschied zwischen den Differenzen für die beiden Abtastraten von 1 und 10 Sekunden.

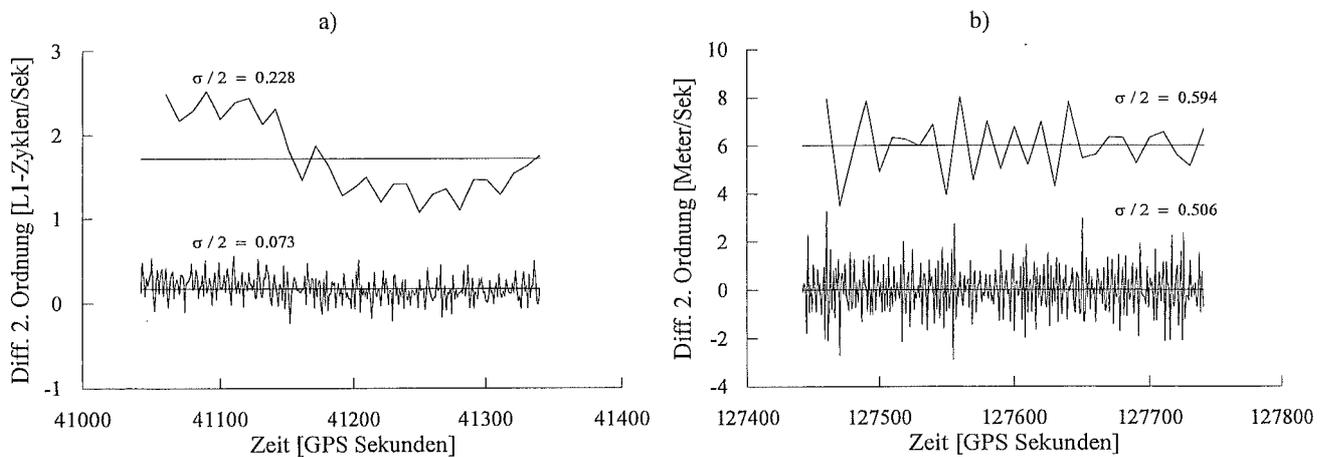


Abbildung 3.4: Differenz zweiter Ordnung und entsprechender Mittelwert für zwei verschiedene Abtastraten a) einer L1-Phasenmessung und b) von Code Doppelten-Differenzen (die Kurven für die beiden niedrigen Abtastraten sind a) um 2 Zyklen und b) um 6 Meter verschoben).

Welche Abtastrate am besten für die Schätzung der Meßgenauigkeit geeignet ist, hängt davon ab, was genau man untersuchen will. Am Beispiel der Abb. 3.4a beschreiben die 10 Sekunden-Daten die absolute Genauigkeit der Phasenmessung, die primär von SA beeinflusst wird, besser, wohingegen bei den 1 Sekunden-Daten das Empfängerrauschen viel besser zu erkennen ist. Im allgemeinen muß man die Perioden aller störenden Effekte kennen, um die geeignete Abtastrate zu wählen und die Ergebnisse der Differenzenbildung interpretieren zu können.

### **3.2 Polynom Anpassung**

Eine andere Möglichkeit, die Meßgenauigkeit zu untersuchen, bietet die Kurvenanpassung. Ist die theoretische Form einer Zeitreihe bekannt, kann man mit dieser Information eine an die Meßdaten bestangepaßte Kurve berechnen. Die Abweichungen der Meßwerte von dieser bestanpassenden Kurve beschreiben die Meßgenauigkeit.

In der Praxis kann oft die theoretische Form der Kurve sehr komplex sein. Das ist zum Beispiel der Fall bei dem zeitlichen Verlauf der Entfernung zwischen Satelliten und Empfänger. Die analytische Formel dieser Zeitfunktion enthält mehrere Parameter und viele trigonometrische Terme. Bei der Anpassung einer solchen Kurve an die Meßdaten mit der Methode der kleinsten Quadraten treten Schwierigkeiten bei der Konvergenz und der Auswahl der Anfangswerte der Parameter auf. Betrachtet man aber nur einen Teil des ganzen Satellitendurchganges, läßt sich der entsprechende Kurventeil durch ein Polynom niedrigen Grades gut approximieren. Das gilt im allgemeinen für viele Zeitreihen, wie z.B. bei dem ionosphärischen Laufzeitfehler und den Code- oder Phasen-Doppelten Differenzen. Polynome hohen Grades passen sich besser an die Meßdaten an, sie werden aber im Rahmen dieser Arbeit aus zwei Gründen nicht benutzt: Erstens haben solche Polynome die Tendenz zu schwingen (Meissl, 1982). Zweitens wären Schwankungen wegen Termen höheren als zweiten Grades in den Doppelten Differenzen innerhalb einer kurzen Meßdauer physikalisch nicht zu interpretieren. Bei der Anpassung von Polynomen mit der Methode der kleinsten Quadrate treten in der Praxis die o.g. Schwierigkeiten nicht auf. Das Gauss-Markoff Model lautet (Koch, 1980):

$$E(\mathbf{l}) = \mathbf{Ax} \quad \text{und} \quad D(\mathbf{l}) = \sigma^2 \mathbf{P}^{-1} \quad (3.2.1)$$

wobei  $\mathbf{l}$  der Beobachtungsvektor,  $\mathbf{A}$  die Koeffizientenmatrix,  $\mathbf{x}$  der Unbekanntenvektor,  $D(\mathbf{l})$  die Kovarianzmatrix von  $\mathbf{l}$ ,  $\sigma^2$  die Varianz der Gewichtseinheit und  $\mathbf{P}$  die Gewichtsmatrix sind. In der Ausgleichsrechnung schreibt man:

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{l} + \mathbf{v} \quad (3.2.2)$$

mit  $\mathbf{v}$  dem Vektor der Verbesserungen. Die Schätzung der Unbekannten ist:

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}^T \mathbf{PA})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{Pl} \quad (3.2.3)$$

Die Kovarianzmatrix der Unbekannten lautet:

$$D(\hat{\mathbf{x}}) = \sigma^2 (\mathbf{A}^T \mathbf{PA})^{-1} \quad (3.2.4)$$

Die geschätzten Verbesserungen (Residuen)  $\hat{\mathbf{v}}$  sind:

$$\hat{\mathbf{v}} = \mathbf{Ax} - \mathbf{l} \quad (3.2.5)$$

Die geschätzte (a-posteriori) Varianz der Gewichtseinheit lautet:

$$\hat{\sigma} = \sqrt{\frac{\hat{\mathbf{v}}^T \mathbf{P} \hat{\mathbf{v}}}{n - u}} \quad (3.2.6)$$

mit  $n$  der Anzahl der Beobachtungen und  $u$  der Anzahl der Unbekannten. Die Differenz  $n-u$  nennt man Redundanz des Systems. Speziell bei einer Polynom Anpassung ist die mathematische Beziehung zwischen Beobachtungen und Unbekannten linear, was die Ausgleichungsaufgabe vereinfacht.

Die Abbildung 3.5 zeigt die Code Doppelten Differenzen von zwei verschiedenen Empfängern (TRIMBLE SSE und NovAtel L1 GPSCard) und die bestangepaßten Polynome zweiten Grades. In beiden Fällen sind die Abweichungen von den Polynomen deutlich zu erkennen. In der Abb. 3.5a handelt es sich mehr um zufällige Fehler mit stochastischem Charakter. In der Abb. 3.5b beobachtet man aber farbiges Rauschen. Es ist selbstverständlich, daß bei der Kurvenanpassung ein konstanter Fehler (bias) sich nicht bemerkbar macht.

Ein Maßstab für die Stärke des Rauschens der Beobachtung ist die Güte der Polynom Anpassung, die in der Ausgleichungsrechnung durch die a-posteriori Varianz der Gewichtseinheit (3.2.6) beschrieben wird. Physikalisch betrachtet läßt sich aber die Meßgenauigkeit viel besser durch die Standardabweichung der Residuen:

$$\sigma_{\text{MESSUNG}} \approx \sigma_{\text{RESIDUEN}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (v_i - \bar{v})^2}{n}} \quad (3.2.7)$$

quantifizieren, wobei  $\bar{v}$  der Mittelwert der Residuen ist. In einer Ausgleichung nach der Methode der kleinsten Quadrate muß  $\bar{v}$  gleich Null sein.

Aus der Abb. 3.5b kann man erkennen, daß die Form des approximierenden Polynoms - und folglich auch die Residuen - von der Anzahl der Meßdaten abhängt. Benutzt man eine kleine Datenmenge, kann es dazu kommen, daß das Polynom den Trend einer periodischen Störung verfolgt. Die Abbildung 3.6 zeigt die bestangepaßten Polynome zweiten Grades für zwei Fälle: a) Wenn man alle Epochen einer Messung (300) benutzt und b) wenn nur ein Teil davon (47) benutzt wird. Im ersten Fall beträgt der Koeffizient  $a_2$  (s. Gl. (3.1.8))  $4.37 \cdot 10^{-5}$  und im zweiten  $-7.88 \cdot 10^{-4}$ .

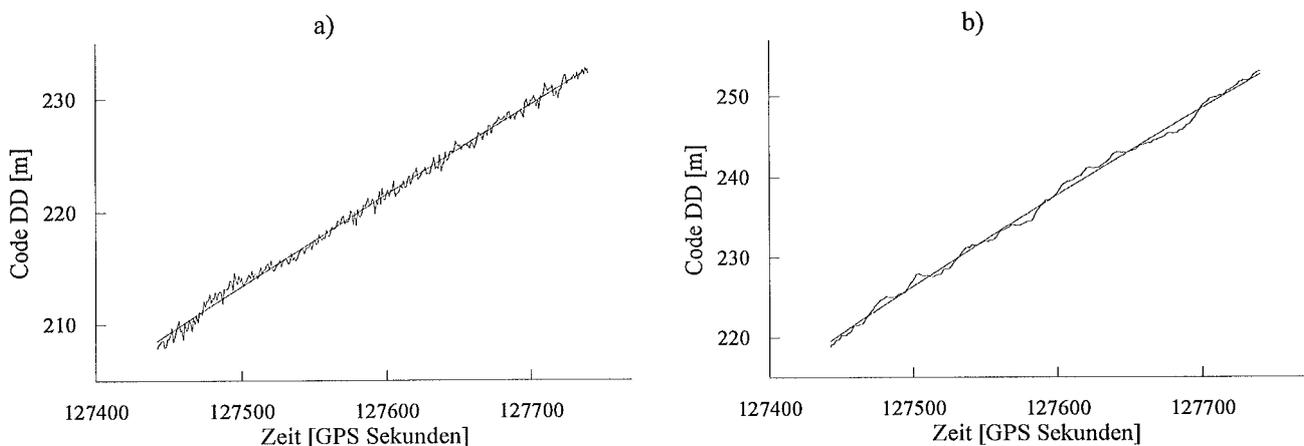


Abbildung 3.5: Code Doppelte Differenzen von TRIMBLE (a) und NovAtel (b) und bestangepaßte Polynome.

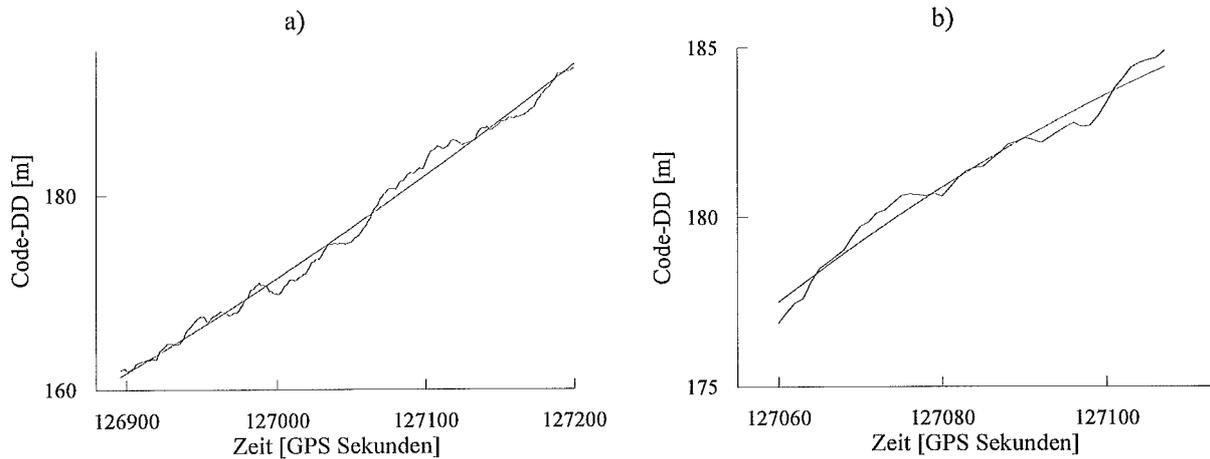


Abbildung 3.6: Bestangepaßte Polynome zu verschiedenen Datenmengen einer Meßreihe von Code Doppelten Differenzen.

Die 47 Epochen werden im ersten Fall durch ein Polynom mit positiver Krümmung und im zweiten Fall durch ein Polynom mit negativer Krümmung approximiert. Je längere Datensätze man benutzt, um so größer ist die Standardabweichung (3.2.7) und beschreibt besser die absolute Genauigkeit. Im Prinzip handelt es sich um das gleiche Problem wie bei der Differenzenbildung: Die optimale Länge des Datensatzes hängt davon ab, was man untersuchen will.

### **3.3 Vergleich zwischen Differenzenbildung und Polynomannpassung**

Sowohl die Differenzenbildung als auch die Polynomannpassung erlauben die Veranschaulichung und Quantifizierung von Fehlereinflüssen. Jede Methode hat jedoch Vorteile und Nachteile, welche in diesem Kapitel dargestellt werden. Darüber hinaus wird hier untersucht, welche Methode besser die Meßgenauigkeit beschreibt.

#### **Realisierung der Methoden**

Die Differenzenbildung hat den Vorteil, daß die theoretische Form der Meßreihe nicht bekannt sein muß. Das ist von besonderer Bedeutung, wenn die gemessene Größe eine komplexe Funktion der Zeit ist. Weiterhin werden für die Berechnung einer Differenz  $n$ -ter Ordnung nur die letzten  $n+1$  Messungen benötigt, so daß die Differenzenbildung rechnerisch nicht aufwendig ist.

Im Gegensatz dazu ist für eine Polynomannpassung die gemeinsame Auswertung aller Messungen notwendig, was den Rechenaufwand erhöht. Im Fall einer Meßreihe, die sich über einen langen Zeitraum nicht durch ein Polynom approximieren läßt, ist weiterhin die Polynomannpassung auf kurze Datensätze beschränkt.

#### **Schätzung der Meßgenauigkeit**

In der bisherigen Analyse wurde angedeutet, daß die Genauigkeitsschätzung mittels Differenzenbildung oder Polynomannpassung primär von zwei Faktoren beeinflusst wird: der Meßrate und den Perioden der Störeffekte. Im allgemeinen eignet sich die Polynomannpassung zur Feststellung von langperiodischen Fehlerkomponenten. Die Differenzenbildung dagegen ist mehr für die Quantifizie-

zung von kurzperiodischen Einflüssen geeignet. Die Anwendung beider Methoden setzt aber eine (schwache) Stationarität der Meßreihen voraus. Sprünge in den Meßwerten würden zu falscher Schätzung der Meßgenauigkeit führen.

Der Vergleich zwischen Zeitreihen unterschiedlicher Herkunft muß mit großer Sorgfalt durchgeführt werden. Die Abbildungen 3.7 und 3.8 zeigen die normierten Differenzen zweiter Ordnung und die Residuen der Anpassung für die Code DD der Abbildung 3.5. Die Differenzen in 3.7a sind viel größer als die in 3.7b, das heißt aber nicht, daß die zweite Messung viel genauer ist. Sie weist zwar eine kurzzeitige Stabilität auf, unterliegt aber starken langperiodischen Schwankungen (Abb. 3.8b). Der Vergleich verschiedener Meßreihen ist viel einfacher, wenn sie dieselben Eigenschaften besitzen. Das ist zum Beispiel der Fall, wenn man die Beobachtungen eines Empfängers vergleicht (s. Kap. 5.2).

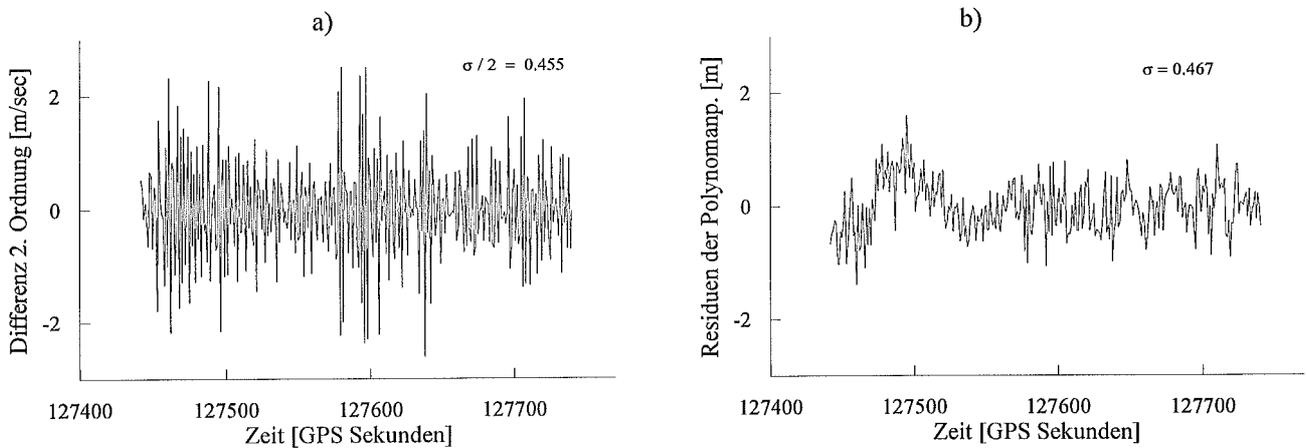


Abbildung 3.7: a) Differenzen 2. Ordnung der TRIMBLE Code-DD der Abb. 3.5a und b) Residuen des bestangepaßten Polynoms.

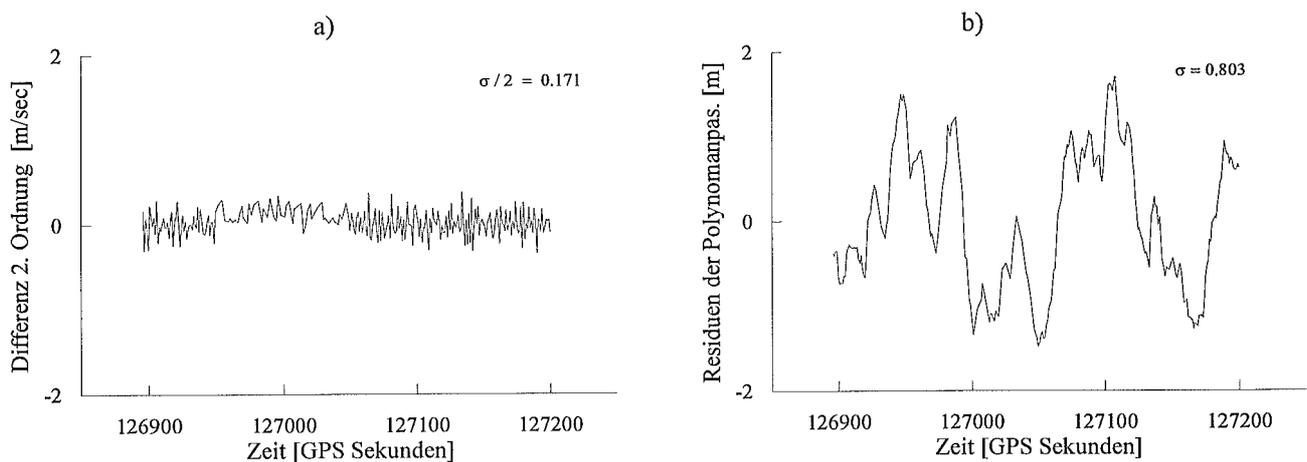


Abbildung 3.8: a) Differenzen 2. Ordnung der NovAtel Code-DD der Abb. 3.5b und b) Residuen des bestangepaßten Polynoms.

Die „aufrauende“ Auswirkung der Differenzenbildung ist deutlich in Abb. 3.7a,b zu sehen. Physikalisch betrachtet, beschreibt die Standardabweichung der Residuen (3.2.7) sehr gut das Rauschen der Messung. Im allgemeinen führt die Genauigkeitsschätzung mittels Polynom-

anpassung zu besseren Ergebnissen, ist aber wegen der o.g. Schwierigkeiten für den praktischen Einsatz nicht besonders geeignet. Es gibt aber noch weitere Nachteile bei ihrer Anwendung. Die Ergebnisse hängen von der Größe des Datensatzes ab (s. Abb. 3.6). Bei kleinen Meßreihen sollte die Methode nicht angewandt werden. Das ist beispielsweise der Fall bei Rapid-Static Messungen. Darüber hinaus wird im Fall eines Ausreißers in den Daten die angepaßte Kurve von den restlichen Messungen abweichen, was zu einer großen Standardabweichung führen würde.

### **3.4 Untersuchung der Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen**

Im allgemeinen haben Zweifrequenz-Messungen eine Vielzahl von Vorteilen. Sie erleichtern die Ambiguitätenauflösung, erlauben die Berechnung des ionosphärischen Laufzeitfehlers und ermöglichen (anhand des ionosphärischen Residuums) die Erkennung von Cycle-Slips auch in Echtzeit. Im Rahmen dieser Arbeit werden mit Hinblick auf die Anwendung des TFC (s. Gl. (5.4.1)) diejenige Effekte untersucht, welche die Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen beeinflussen.

Wie es im Kapitel 2.3.1 erläutert wurde, werden die L1- und L2-Signale im Satelliten von demselben Oszillator erzeugt und sind deswegen kohärent. Ohne Berücksichtigung jeglichen Einflusses und unter Vernachlässigung der Phasenambiguitäten gilt:

$$\frac{\lambda_{L1}}{\lambda_{L2}} \varphi_{L1} - \varphi_{L2} = 0 \quad (3.4.1)$$

mit der Notation des zweiten Kapitels. Diese Differenz ist nahezu äquivalent mit dem sogenannten ionosphärischen Residuum (Hofmann-Wellenhof et al., 1994):

$$\varphi_{L1} - \frac{f_{L1}}{f_{L2}} \varphi_{L2} \quad (3.4.2)$$

Zu kleinen Unterschieden zwischen den beiden Größen kommt es aufgrund des Meßrauschens und der Effekte, welche die Beziehung zwischen den Messungen auf den beiden Frequenzen beeinflussen. Aus den Darstellungen des Kapitels 2 lassen sich die wichtigsten davon folgendermaßen zusammenfassen:

- ionosphärische Refraktion
- Mehrwegeausbreitung
- Variationen des Antennenphasenzentrums
- instrumentelle Verzögerungsdifferenzen
- Störsignalinterferenzen
- Tracking-Verfahren (Meßrauschen).

Alle diese Effekte führen dazu, daß die Differenz in (3.4.1) von Null abweicht. Um diese Abweichungen zu untersuchen, ist eine Modifikation der Gleichung (3.4.1) notwendig, damit die unbekannt Ambiguitäten herausfallen. Dies erfolgt mit Hilfe des  $\delta$ -Operators (s. (3.1.1)):

$$\frac{\lambda_{L1}}{\lambda_{L2}} \delta\varphi_{L1} - \delta\varphi_{L2} \quad (3.4.3)$$

Die Benutzung von normierten Differenzen ist nicht erforderlich, da die Differenz (3.4.1) sich sehr langsam mit der Zeit verändert und kleine Schwankungen in der Aufzeichnungsrate praktisch keinen Einfluß haben. Darüber hinaus finden - zumindest theoretisch - die beiden Messungen zum selben Zeitpunkt statt und der Empfänger gibt für beide eine gemeinsame Zeit aus. Da die Phasen im Gegensatz zu den Codefolgen nicht eindeutig in Zeit definiert sind, kann nur die Veränderung der Größe (3.4.1) seit dem Anfang der Beobachtung untersucht werden. Eine Schätzung der Beziehung zwischen der L1- und L2-Phase zur ersten Meßepoche ist nicht möglich.

Der wichtigste von den o.g. frequenzabhängigen Einflüssen ist der ionosphärische Effekt erster Ordnung. Betrachtet man den Fall, daß außer den Ambiguitäten sich nur dieser Effekt auswirkt, folgt aus (3.4.3):

$$\frac{\lambda_{L1}}{\lambda_{L2}} \delta\varphi_{L1} - \delta\varphi_{L2} = \frac{40.3}{c} \frac{f_{L1}^2 - f_{L2}^2}{f_{L1} f_{L2}} \delta TEC. \quad (3.4.4)$$

Aus dieser Gleichung läßt sich auch die Veränderung des Elektronengehaltes berechnen:

$$\delta TEC = 2.3248 \cdot 10^{16} \left( \frac{\lambda_{L1}}{\lambda_{L2}} \delta\varphi_{L1} - \delta\varphi_{L2} \right). \quad (3.4.5)$$

In (Wanninger, 1994) ist eine andere Formel zu finden, welche aber zu gleichen Ergebnissen führt.

Das TFC wird auf die Doppelten Differenzen der Phasenmessungen angewandt, so daß die Gl. (3.4.3) folgendermaßen umgeschrieben werden muß:

$$\frac{\lambda_{L1}}{\lambda_{L2}} \delta \nabla \Delta \varphi_{L1} - \delta \nabla \Delta \varphi_{L2} \quad (3.4.6)$$

mit  $\nabla \Delta$  als der klassischen Notation der Doppelten Differenzen (Wells et al., 1986).

Wenn in Gleichung (3.1.1)  $dt$  gleich der Meßrate ist, beschreiben die Formeln (3.4.3-4) die Veränderung der L1/L2-Beziehung zwischen zwei Meßepochen und sind für die Erkennung von kurzzeitigen Einflüssen, wie z. B. von Szintillationen, geeignet. Langperiodische Störungen fallen wegen der Differenzbildung heraus. Um sie zu veranschaulichen, muß man  $dt$  gleich der Zeit seit der ersten Epoche setzen. So ergeben die Formeln (3.4.1) und (3.4.3):

$$\frac{\lambda_{L1}}{\lambda_{L2}} [\varphi_{L1}(t_k) - \varphi_{L1}(t_0)] - [\varphi_{L2}(t_k) - \varphi_{L2}(t_0)] \quad (3.4.7)$$

$$\frac{\lambda_{L1}}{\lambda_{L2}} [\nabla \Delta \varphi_{L1}(t_k) - \nabla \Delta \varphi_{L1}(t_0)] - [\nabla \Delta \varphi_{L2}(t_k) - \nabla \Delta \varphi_{L2}(t_0)]. \quad (3.4.8)$$

## 4 Numerische Untersuchungen

In diesem Kapitel werden am Beispiel von Meßdaten die Einflüsse der im Kapitel 3 dargestellten genauigkeitsbeeinflussenden Faktoren untersucht. Diese Untersuchungen werden mit Hinblick auf die Größe der hervorgerufenen Fehler durchgeführt.

### 4.1 Ionosphärischer Einfluß

Die Veränderung des ionosphärischen Fehlers läßt sich sehr präzise aus Zweifrequenz-Phasenmessungen berechnen (s. Gl. (3.4.5)). Die Abbildung 4.1 zeigt die Veränderung der Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen berechnet mit Hilfe der Formel (3.4.7). Bei Betrachtung der Formeln (3.4.4) und (2.1.12) könnte man folgern, daß der ionosphärische Effekt aufgrund der Symmetrie der Elevation auch eine entsprechende Symmetrie aufweist. Dies ist aber nicht der Fall, da der vertikale Elektronengehalt nicht konstant ist. In den mittleren Breiten - hier wurden die Daten gesammelt - wächst der VTEC nach dem Sonnenaufgang, erreicht sein Maximum gegen Mittag und nimmt dann wieder ab. Beispiele hierzu sind in (Wanninger, 1994) zu finden. Aus diesem Grund verändert sich die Differenz zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen stärker um die Mittagszeit. Bei dem Satelliten PRN 26 ist diese Asymmetrie auch zu beobachten, sie ist jedoch kleiner. Dies liegt daran, daß der vertikale Elektronengehalt langsamer sinkt als zunimmt.

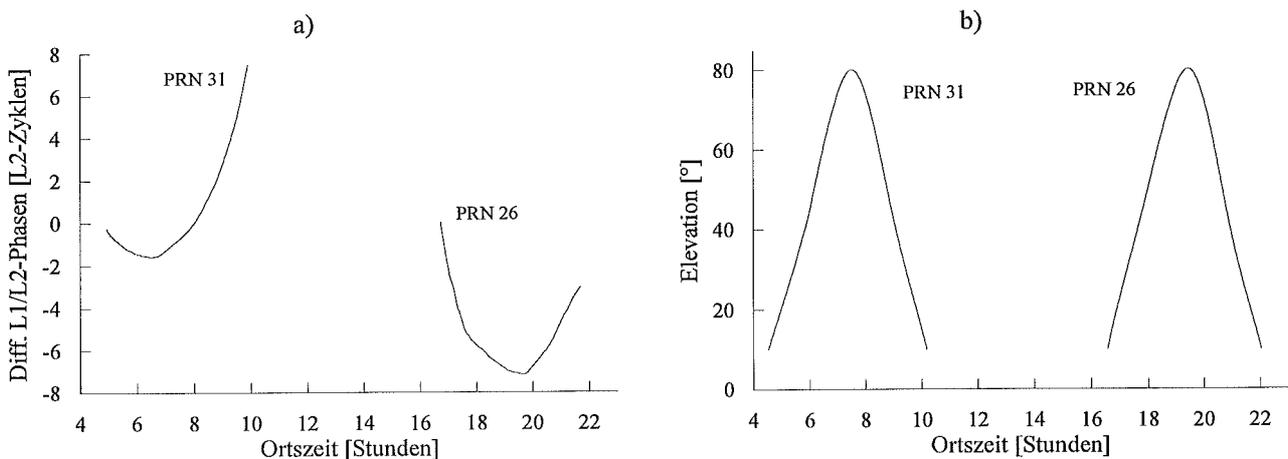


Abbildung 4.1: a) Veränderung der Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen für zwei ganze Satellitendurchgänge und b) entsprechender Elevationswinkel.

### Szintillationen

Die Abbildung 4.1 zeigt die Veränderung des ionosphärischen Effekts innerhalb mehrerer Stunden. Kurzperiodische Effekte mit kleinen Amplituden sind nicht zu erkennen. Für ihre Erkennung ist die Benutzung der Formel (3.4.3) notwendig. Die Abbildung 4.2 stellt die so berechnete Differenz zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen für Beobachtungen an der IGS Station „Fortaleza“ ( $\phi = -3.75$ ,  $\lambda = -38.58$ ) in Brasilien dar. Die Beobachtungsdauer beträgt 24 Stunden und die Aufzeichnungsrate 30 Sekunden. In der Abb. 4.2a ist der Einfluß auf die Messungen zum Satelliten PRN 28 zu sehen. Die Störungen sind sehr stark zwischen 21 und 22 Uhr Ortszeit und dauern bis Mitternacht, was dem typischen Verhalten von äquatorialen Szintillationen entspricht (Wanninger,

1994). Die Abbildung 4.2b stellt die Werte der Differenz (3.4.3), die größer als 0.15 L2-Zyklen sind, dar. Die Werte beziehen sich auf alle beobachteten Satelliten. Aus dieser Abbildung ist ersichtlich, daß die Szintillationen sich auf die Zeit zwischen ca. 18 und 1 Uhr Ortszeit beschränken. Die Werte um die Mittagszeit weisen ein systematisches Verhalten auf und sind nicht auf Szintillationen zurückzuführen. Die Beobachtungen wurden am 26.11.1993 durchgeführt. Zu dieser Zeit herrschte eine mittlere Sonnenflecktenaktivität. Während eines Sonnenflecktenmaximums sind die hervorgerufenen Einflüsse wesentlich stärker.

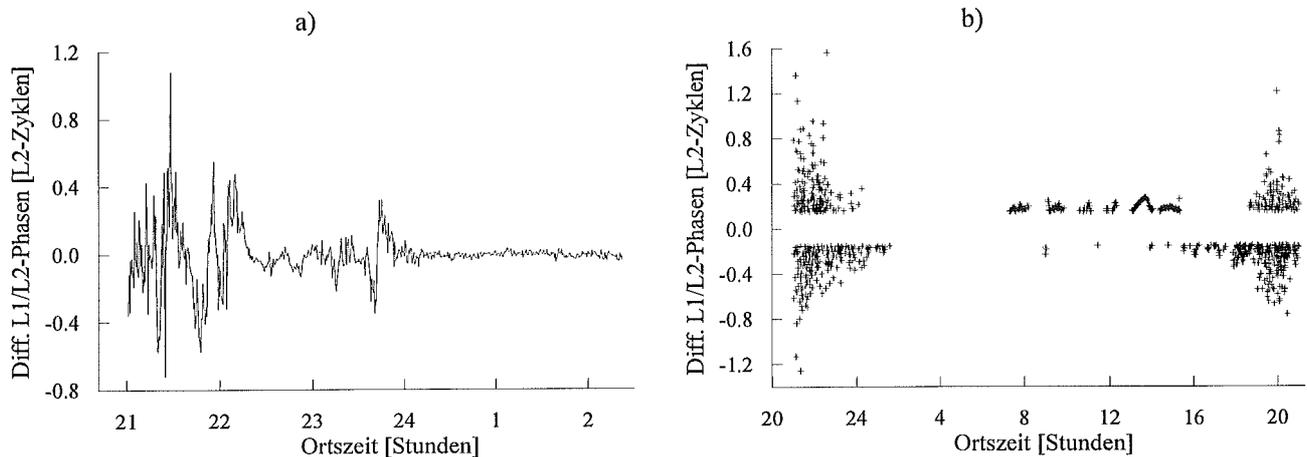


Abbildung 4.2: Einfluß von äquatorialen Szintillationen auf die Phasenmessungen an der IGS Station „Fortaleza“: a) Satellit PRN 28 und b) alle Satelliten.

## **4.2 Einflüsse des Empfangssystems**

In diesem Abschnitt wird der Einfluß der im Kapitel 2.4 dargestellten Effekte anhand von Felddaten und Testmessungen gezeigt.

### **4.2.1 Variationen des Antennenphasenzentrums**

Wie im Kapitel 2.4.1 erläutert wurde, ist die Lage des momentanen elektrischen Phasenzentrums der Antenne von ihrer Orientierung abhängig. Weiterhin stimmen die L1- und L2-Phasenzentren nicht überein, so daß Orientierungsänderungen, die bei kinematischen Anwendungen vorkommen, zu einer Verzerrung der Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen führen können. Dieser Effekt wird hier am Beispiel von kinematischen Beobachtungen demonstriert. Um die Abhängigkeit der Einflüsse von den Eigenschaften des Empfangssystems aufzuzeigen, werden hier parallele Messungen mit Empfängern unterschiedlicher Hersteller untersucht.

Die Daten der Abbildungen 4.3a bis 4.4a wurden am 22.5.1995 kinematisch gesammelt. Die Antennen der beiden Empfänger (TRIMBLE 4000SSE und Leica SR 399) waren auf dem Dach eines Kleinbusses montiert. Die Abbildung 4.3a zeigt die geodätische Breite berechnet aus einer Phasenlösung. Jede Änderung der Steigung dieser Kurve entspricht einer Richtungsänderung. Bis zur Epoche 142400 hat das Fahrzeug gestanden. Die Abbildung 4.3b stellt die Differenz zwischen den L1- und L2-Phasenbeobachtungen, berechnet mit der Formel (3.4.3), dar. Die Aufzeichnungsrate war eine Sekunde. Aus einem Vergleich der beiden Abbildungen läßt sich feststellen, daß jede

Richtungsänderung die Beziehung zwischen den beiden Phasenmessungen erheblich beeinflusst. Darüber hinaus ist es bemerkenswert, daß die beiden Empfänger unterschiedlich beeinflusst werden. Die maximale Verzerrung beträgt bei dem TRIMBLE Empfänger  $\pm 0.02$  und bei dem Leica Empfänger  $\pm 0.04$  L2-Zyklen. Betrachtet man den Effekt auf die Doppelten Differenzen, bemerkt man einen interessanteren Unterschied. Da der Einfluß auf alle Satelliten ungefähr gleich ist, fällt der hervorgerufene Fehler bei der Bildung von DD zum größten Teil heraus und ist gering, wenn man die Differenz zwischen zwei Epochen betrachtet. Die Abb. 4.4a stellt die Differenzen zwischen aktueller und erster Epoche dar, berechnet mit (3.4.8) für die einen Kilometer entfernten Referenzstationen. Hier ist der Einfluß größer für den TRIMBLE Empfänger. Daraus läßt sich ableiten, daß bei dem Leica Empfänger die Messungen zu den verschiedenen Satelliten nahezu einheitlich beeinflusst werden.

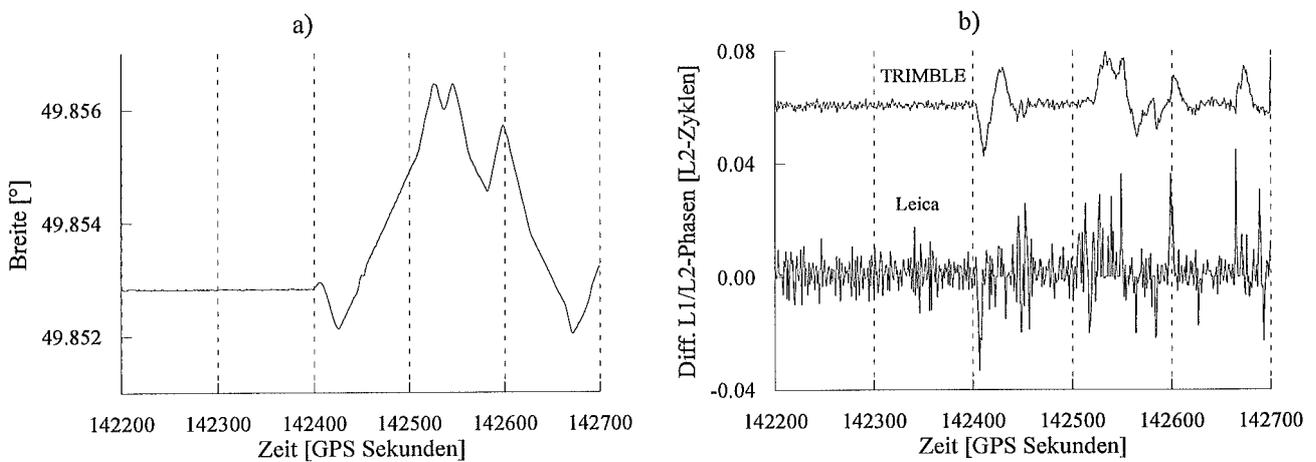


Abbildung 4.3: Kinematische Messungen mit zwei unterschiedlichen Empfängern: a) Breite des Fahrzeuges und b) Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen (die TRIMBLE Daten sind um 0.06 Zyklen verschoben).

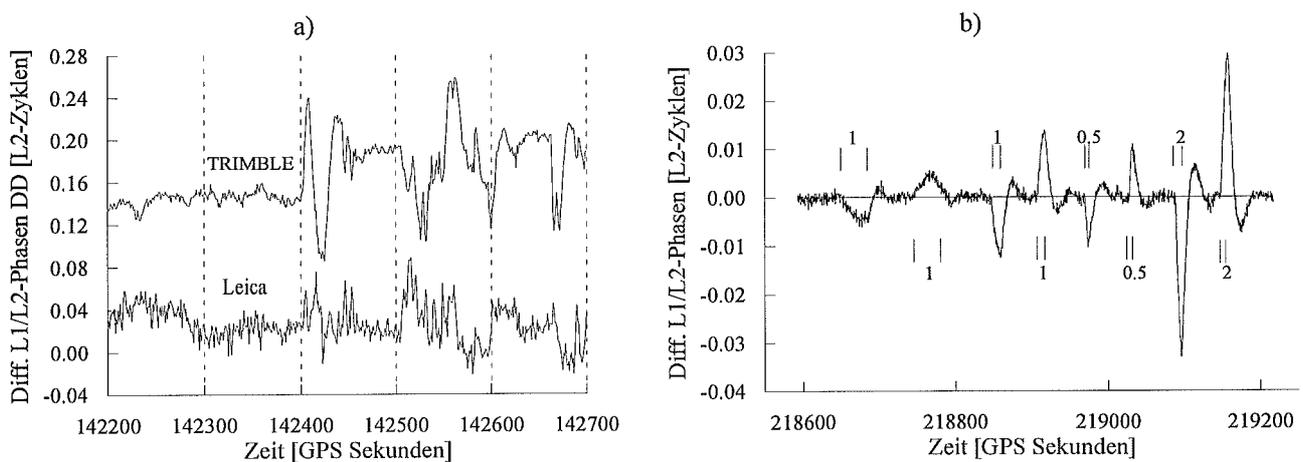


Abbildung 4.4: a) Differenzen zwischen den L1- und L2-Phasen DD (die TRIMBLE Daten sind um 0.11 Zyklen verschoben) und b) Differenz zwischen den L1- und L2-Phasen für eine rotierende Antenne. Die Striche markieren Anfang und Ende der Umdrehung und die Zahlen geben die Anzahl der ganzen Umdrehungen an.

Ausführliche Untersuchungen haben ergeben, daß eine Richtungsänderung immer Verzerrungen wie die in der Abb. 4.3a verursacht und daß ein Beschleunigen oder Abbremsen bei konstantem Steuerkurs keinen bemerkbaren Einfluß hat. Dies deutet darauf hin, daß der Effekt an der Orientierungsänderung der Antenne liegen sollte (Gianniou und Groten, 1996a). Um andere mögliche Erklärungen auszuschließen, ist folgendes Experiment durchgeführt worden: Eine geodätische Antenne von TRIMBLE ist auf einem speziell gefertigten Stativ montiert worden. Auf diesem Stativ konnte die Antenne um ihre Symmetrieachse rotieren, ohne daß ihre horizontale oder vertikale Position sich ändert. Um Einflüsse von Beschleunigungen auf den Quarzoszillator des Empfängers (vgl. Kap. 2.3.3) zu vermeiden, blieb der TRIMBLE 4000SSi Empfänger während des Experimentes unbewegt. Die Abbildung 4.4b zeigt die Differenz (3.4.3) in Zusammenhang mit der Anzahl und der Dauer der Umdrehungen. Die Aufzeichnungsrate betrug 0,5 Sekunden. Bei den letzten beiden schnelleren Umdrehungen wurde der Empfang der L2-Signale einiger niedrigen Satelliten unterbrochen. Für die Interpretation der Ergebnisse sind folgende Punkte von Interesse:

- Alle negativen Scheitelwerte entsprechen Drehungen im Uhrzeigersinn und umgekehrt.
- Die Differenz zwischen L1 und L2 nimmt ständig während einer Rotation zu, auch nach einer oder mehreren ganzen Umdrehungen. Dies ist auch bei einem anderen Experiment mit fünf ganzen Umdrehungen innerhalb von 75 Sekunden bestätigt worden.
- Bei einigen Umdrehungen (erkennbar bei der dritten und letzten Umdrehung) nimmt die Differenz erst ab, nachdem die Rotation beendet wurde.
- Die entsprechenden Diagramme für viele Satelliten sind, abgesehen von der Form der Verzerrung, praktisch identisch.

Anhand der zweiten Feststellung läßt sich ein Effekt, der von der Orientierung der Antenne periodisch abhängt, als mögliche Erklärung ausschließen. Die Arbeit von Wu et al. (1993) scheint die beste Erklärung hierfür zu geben (s. auch Kap. 2.4.1). Eine sichere Aussage verlangt jedoch eine ausführliche Kenntnis des Arbeitsprinzips der Antenne.

## **4.2.2 Oszillator und Uhr**

### Zeitsynchronisation

Die Zeitsynchronisation macht sich bemerkbar, wenn man den Uhrfehler des Empfängers nicht berücksichtigt. In diesem Fall erscheint ein Datensprung von ca.  $3 \cdot 10^5$  m bei der Code-Pseudoentfernung und ein Phasensprung von wenigen Zyklen. Ein entsprechendes Beispiel wurde im Kapitel 3.1.1 angegeben. Die Berücksichtigung des Uhrfehlers und die Bildung von Doppelten Differenzen erlauben eine nahezu vollständige Eliminierung dieser Sprünge.

### Nominalfrequenz des Empfängeroszillators

Da die Quarzoszillatoren eine beträchtliche Drift haben, beträgt die Differenz zwischen momentaner und nominaler Frequenz (s. Gl. (2.4.7)) oft einige Tausend Hz. Dies beeinflußt unmittelbar die Dopplermessung, wie man in der Abbildung 4.5a erkennen kann. Sie zeigt die L1-Dopplermessung zum Satelliten PRN 28 ausgegeben von zwei unterschiedlichen Empfängern (Ashtech 3DF und TRIMBLE SSE), die nebeneinander beobachtet haben. Es läßt sich herausstellen, daß die Dopplermessung unter Berücksichtigung der momentanen Frequenzabweichung zu benutzen ist. Ein anderer interessanter Aspekt ist der Einfluß der Frequenzabweichung des Oszillators auf die Differenzen zweiter Ordnung der Phasenmessung. Die Abbildung 4.5b stellt diese Differenzen für

den Satelliten PRN 28 dar. Die große Frequenzdrift des Ashtech Empfängers am Anfang des Datensatzes führt dazu, daß die Differenz zweiter Ordnung eine große Steigung hat. Die Phasenmessung kann also nicht durch ein Polynom zweiten Grades approximiert werden, wie es innerhalb eines kurzen Zeitraums meistens der Fall ist. Die Erklärung dafür ist, daß die Frequenzdrift zu einer Phasenmessung führt (vgl. (2.3.16) und (2.4.6)), welche nicht die tatsächliche Veränderung der Entfernung Satellit-Empfänger beschreibt, sondern eine viel komplexere.

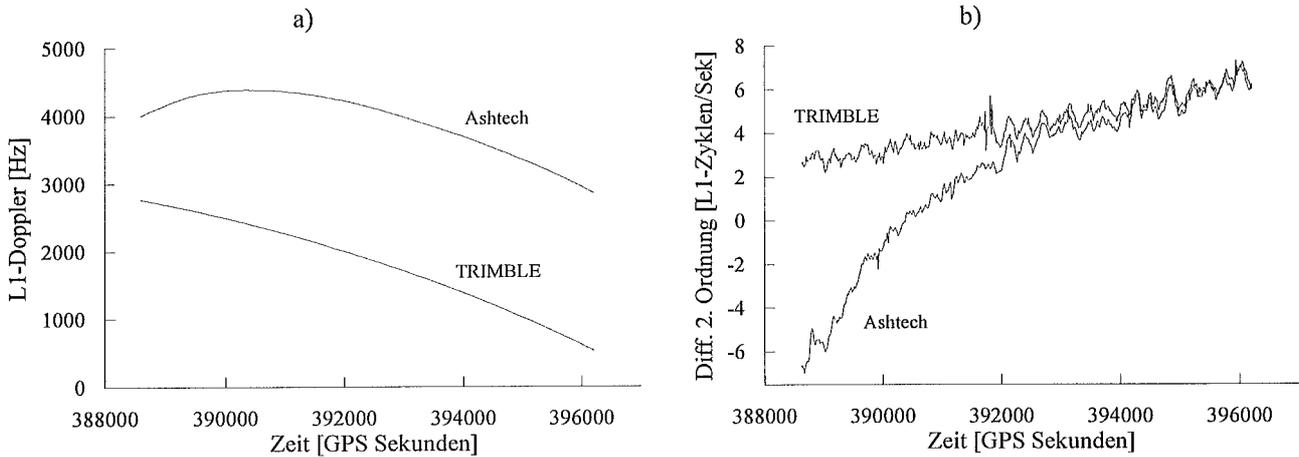


Abbildung 4.5: a) L1-Dopplermessung zweier unterschiedlicher Empfänger und b) normierte Differenz zweiter Ordnung der L1-Phasenmessung.

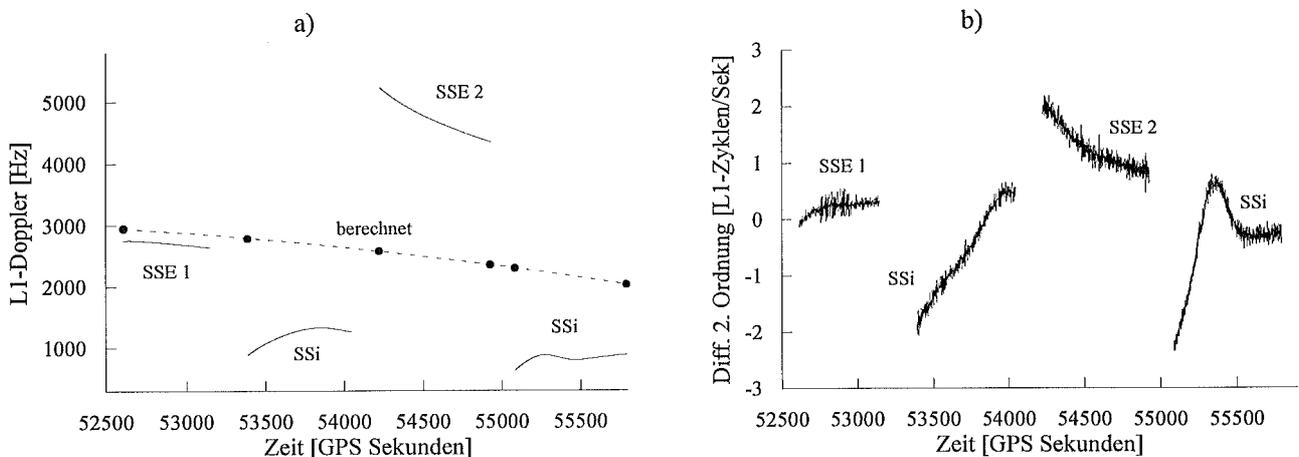


Abbildung 4.6: a) Berechnete L1-Dopplerverschiebung und entsprechende L1-Dopplermessung dreier Empfänger und b) normierte Differenz zweiter Ordnung der L1-Phasenmessung.

Der Einfluß der Frequenzdrift auf die Differenzen zweiter Ordnung ist besser in der Abbildung 4.6 zu sehen. Sie gibt die L1-Dopplermessung dreier TRIMBLE Empfänger (zwei SSE und ein SSi) an, welche nacheinander an dieselbe Antenne angeschlossen wurden. Diese Empfänger geben auch ihre momentane Frequenzabweichung aus, die in der Abb. 4.6a mit schwarzen Punkten dargestellt ist. Die berechnete Dopplerverschiebung ist durch Anpassung eines Polynoms an diese diskreten Werte entstanden. Anhand der Abbildung 4.6b erkennt man, daß die Differenzen zweiter Ordnung der Phasenmessung um so weniger von einer Konstanten abweichen, je kleiner und stabiler die Frequenzabweichung ist.

Aus Abbildung 4.5b ist ersichtlich, daß die zeitlichen Variationen der Differenzen für die beiden Empfänger gleich sind. Da es sich bei den beiden Kurven um denselben Satelliten handelt, lassen sich die Schwankungen auf den Einfluß von SA zurückzuführen. Bei den meisten bis jetzt angegebenen Abbildungen von zeitlichen Differenzen ist dieser Effekt nicht bemerkbar, da die entsprechenden Aufzeichnungsraten zwischen 0.5 und 2 Sekunden liegen. In Abb. 4.5 beträgt die Aufzeichnungsrate 15 Sekunden, wodurch die langperiodischen Einflüsse veranschaulicht werden.

### Oszillatorinstabilitäten

Die Abbildung 4.7 zeigt, daß diese Effekte um so mehr eliminiert werden, je kleiner die Aufzeichnungsrate ist. Sie stellt die normierten Differenzen zweiter Ordnung der L1-Phasenmessungen zu zwei Satelliten dar. Die unterschiedlichen SA-Effekte sind kaum zu erkennen. Die verbleibenden hochfrequenten Einflüsse sind auf Oszillatorinstabilitäten zurückzuführen. Aus diesem Grund sind sie auch für die beiden Beobachtungen gleich. Der entsprechende Korrelationskoeffizient beträgt 0.862.

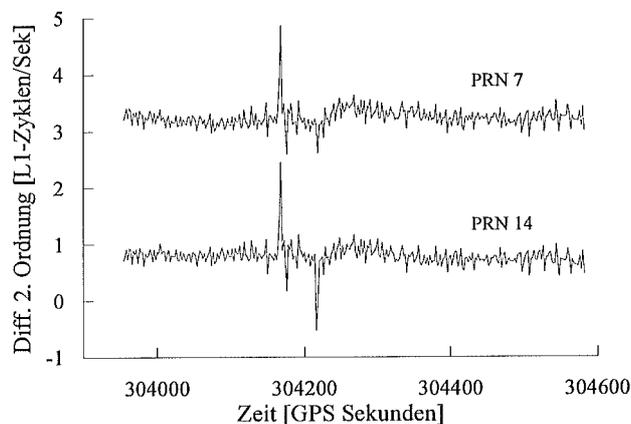


Abbildung 4.7: Normierte Differenz zweiter Ordnung der L1-Phasenmessung eines Empfängers zu zwei Satelliten (die Kurve für PRN 7 ist um 2.5 Zyklen verschoben).

### Empfindlichkeit auf Beschleunigung

Die Daten der Abbildung 4.8 wurden mit einer Aufzeichnungsrate von 0.5 Sekunden gesammelt. Der Korrelationskoeffizient beträgt hier 0.985.

Diese Daten stammen aus einer Testmessung zur Feststellung des Einflusses der Bewegung des Empfängers auf die Stabilität seines Oszillators (vgl. Kap. 2.3.3). Die Antenne verblieb während des ganzen Experimentes fest montiert. Der Empfänger (TRIMBLE SSi) wurde am Anfang der Messung nicht bewegt. Der Moment des ersten Ausreißers entspricht dem ersten freien Fall aus einer Höhe von ca. 2-3 Metern. Nach dem Fall blieb der Empfänger für eine Minute unbewegt und wurde dann wieder langsam an seine Anfangsposition gebracht. Der zweite Ausreißer entspricht dem zweiten freien Fall aus ungefähr der gleichen Höhe. Bei den zwei letzten Wiederholungen betrug die Höhe ca. 3-4 Meter. Die Auswertungen anderer Tests deuten darauf hin, daß der Oszillator eher gegenüber Beschleunigungen, die mit einer Höhenveränderung verbunden sind, empfindlich ist.

Die L1- und L2-Phasenmessungen werden gleichermaßen beeinflusst, so daß ihre Beziehung (s. Kap. 3.4) praktisch unverändert bleibt. Dies beweist auch die entsprechende Datenauswertung.

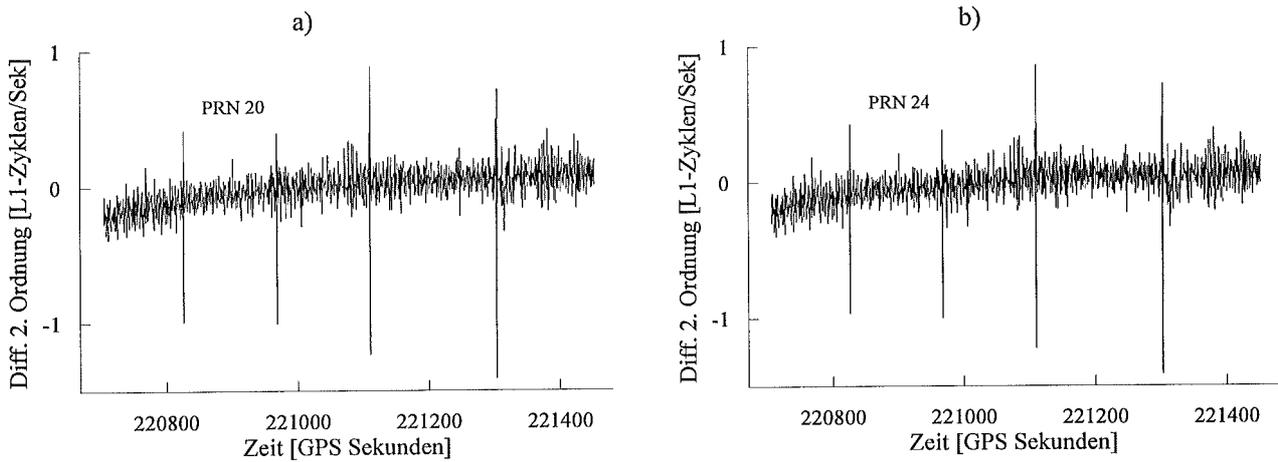


Abbildung 4.8: Einfluß der Bewegung des Empfängers (freier Fall) auf die Stabilität des Oszillators. Normierte Differenzen zweiter Ordnung der L1-Phasenmessung zu zwei Satelliten. Die vier Ausreißer entsprechen den vier Fallversuchen.

#### Empfindlichkeit auf Temperaturänderung

Die Empfindlichkeit des Oszillators auf Temperaturänderungen wurde anhand des folgenden Experimentes untersucht. Zwei TRIMBLE SSE Empfänger wurden lange Zeit in einem geschlossenen Raum aufbewahrt, in dem die Temperatur ungefähr  $10^{\circ}\text{C}$  betrug. Im Anschluß daran wurden sie mit Hilfe eines Signalverteilers an dieselbe Antenne angeschlossen. Dies sollte bewirken, daß alle äußeren Effekte für die beiden Empfänger gleich sind. Nach 15 Minuten wurde der eine Empfänger ins Freie gestellt, wo Temperaturen um die  $30^{\circ}\text{C}$  herrschten. Die Abbildung 4.9b zeigt den Einfluß dieser Temperaturänderung auf die Differenzen zweiter Ordnung der L1-Phasenmessung. Die Temperaturangaben beziehen sich auf die Lufttemperatur.

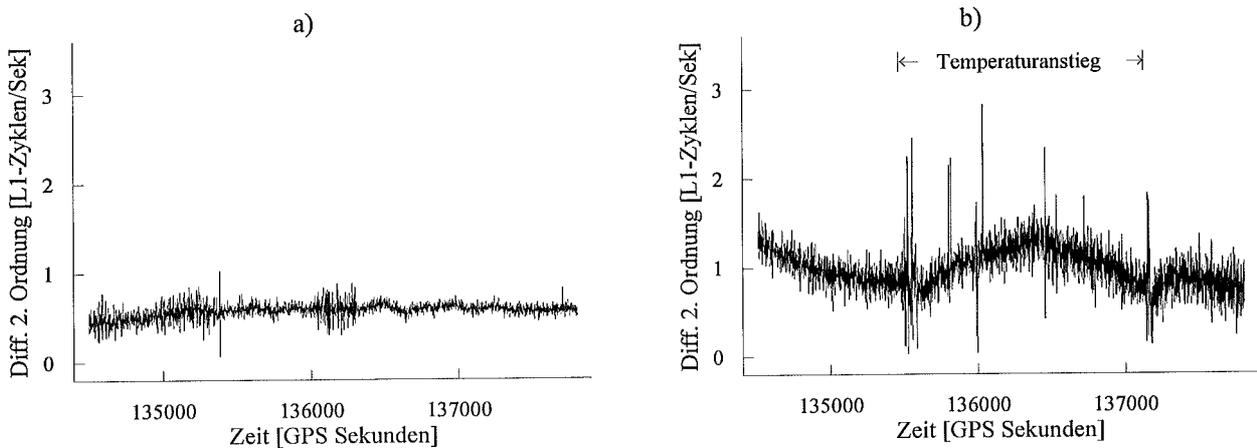


Abbildung 4.9: Einfluß der Temperaturänderung auf die Stabilität des Oszillators. Normierte Differenzen zweiter Ordnung der L1-Phasenmessung für zwei Empfänger. a) Konstante Temperatur und b) Temperaturanstieg von  $10^{\circ}\text{C}$  auf  $30^{\circ}\text{C}$ .

Seitens der Empfängerhersteller werden keine Angaben darüber gemacht, an welcher Stelle die vom Empfänger ausgegebene interne Temperatur gemessen wird. Zwei Effekte sind von Interesse: Die langsame Änderung der Frequenz und die kurzzeitigen Instabilitäten, welche sich als isolierte Ausreißer bemerkbar machen. Im allgemeinen ist der Rauschpegel bei dem Empfänger in Abb. 4.9b größer als bei dem in Abb. 4.9a, was aber nicht weiter untersucht wurde.

### 4.2.3 Instrumentelle Verzögerungsdifferenzen

Die instrumentellen Verzögerungsdifferenzen (s. Kap. 2.4.3) machen sich besonders bei Zweifrequenz-Codemessungen bemerkbar. Wegen der ionosphärischen Verzögerung sollte die L2-Codemessung größer als die Codemessung auf L1 sein; die entsprechende Differenz sollte also positiv sein. Die Abbildung 4.10 stellt diese Differenz für den Satelliten PRN 4 dar, berechnet aus Daten zweier unterschiedlicher Empfänger, eines TRIMBLE SSE und eines TurboRogue. Die Daten wurden am 27.10.1995 aufgezeichnet. Es kann keine Aussage darüber getroffen werden, welcher Empfänger den kleineren Offset hat, da die dargestellten Differenzen durch den gemeinsamen Effekt der Verzögerungsdifferenzen im Empfänger und im Satelliten entstehen. Es ist von Interesse, daß diese Offsets innerhalb des gesamten Satellitendurchgangs gleich groß bleiben.

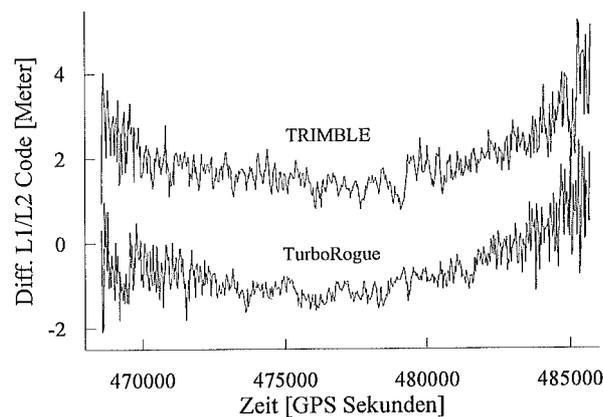


Abbildung 4.10: Differenz zwischen der Codemessung auf L1 und L2 für zwei unterschiedliche Empfänger.

## 4.3 Aussagekraft von SNR

Die Bedeutung des Signal-Rausch-Verhältnisses wurde im Kapitel 2.4 „Empfangssystem und Meßgenauigkeit“ erklärt, da das SNR u.a. vom Empfänger Aufbau abhängt. Viel interessanter sind aber die Variationen des SNR wegen Ausbreitungs- und Umgebungseffekten. Aus diesem Grund sind die entsprechenden numerische Untersuchungen nicht im Kapitel 4.2 enthalten, sondern werden in diesem separaten Kapitel beschrieben. Da SNR eng mit Einflüssen durch Interferenzen und Mehrwegeausbreitung verbunden ist, wird auf seine Bedeutung auch weiter in den Kapiteln 4.4 und 4.5 eingegangen.

### SNR und Elevation

Je kleiner der Elevationswinkel des Satelliten ist, um so länger ist der Weg, den seine Signale bis zur Erde zurücklegen. Dies hat eine Abschwächung der Signale zur Folge. Viel mehr dazu trägt aber

die Tatsache bei, daß der Weg durch die Atmosphäre entsprechend größer ist. Die Ausbreitung in einem Medium führt weiterhin dazu, daß das Signal mit einem größeren Rauschen belegt wird. Aus diesen Gründen sinkt bei abnehmender Elevation das Signal-Rausch-Verhältnis. Das ist deutlich in der Abbildung 4.11 zu sehen. Sie zeigt die Elevation des Satelliten PRN 6 und die L1- und L2-SNR Werte. Die Daten wurden am 11.8.1994 von einem TRIMBLE SSE Empfänger aufgezeichnet.

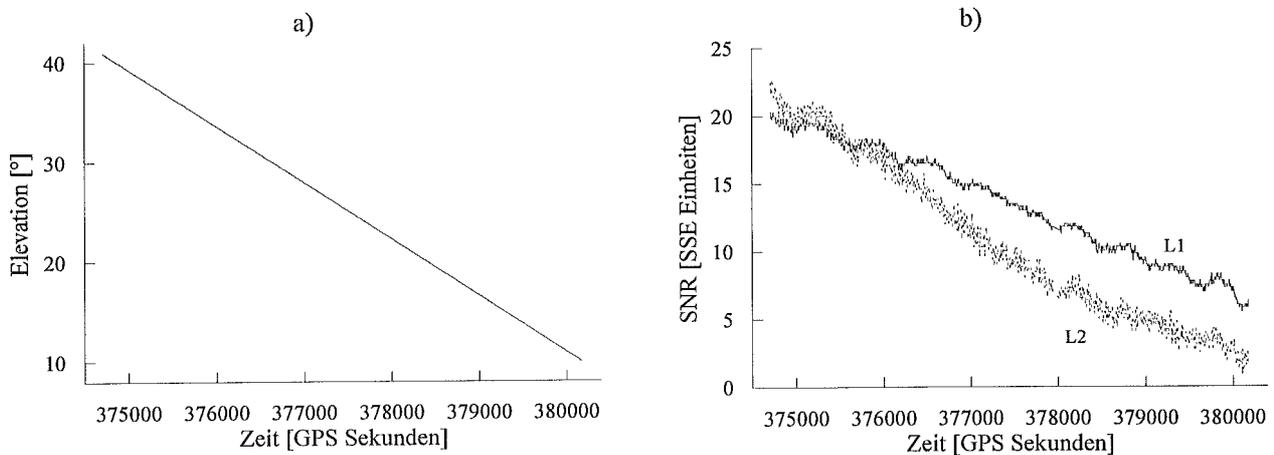


Abbildung 4.11: Abhängigkeit des Signal-Rausch-Verhältnisses von der Elevation des Satelliten.

### SNR und Meßgenauigkeit

Wie im Kapitel 2.4.5 dargestellt wurde, beschreibt das SNR die Meßgenauigkeit. Die Abbildung 4.12a stellt die normierte Differenz zweiter Ordnung der L1-Codemessung zum Satelliten PRN 6 der Daten der Abb. 4.11 dar. Die Aufzeichnungsrate betrug eine Sekunde, so daß diese Differenz gut die Meßauflösung beschreibt. Vergleicht man die Abb. 4.12a mit der Abb. 4.11b, ist der Zusammenhang zwischen SNR und Meßgenauigkeit leicht erkennbar. Dasselbe gilt auch für die Abb. 4.12b, welche die absoluten Werte der Differenz (3.4.3) angibt. Diese Kurve weist einen quadratischen Term auf, was sich anhand (3.4.4) leicht erklären läßt. Viel interessanter ist es aber, daß mit abnehmender Elevation das Phasenmeßrauschen steigt, was die Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen (s. auch Kap. 5.4.2) negativ beeinflusst.

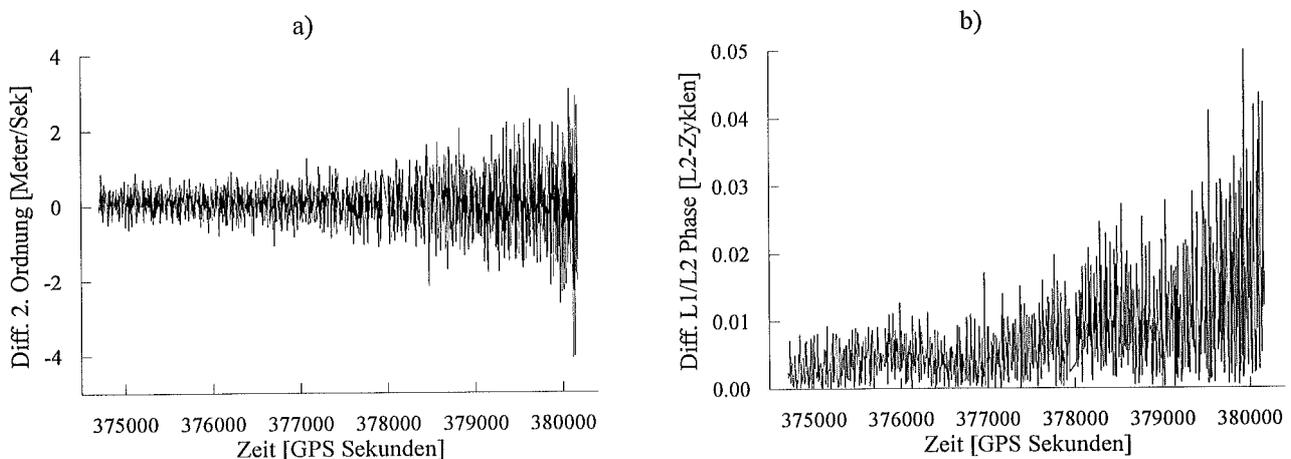


Abbildung 4.12: Einfluß der Elevation auf die Meßgenauigkeit: a) Normierte Differenz zweiter Ordnung der L1-Codemessung und b) Absolute Werte der Differenz zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen. (Die Elevation des Satelliten ist in Abb. 4.11a angegeben).

## SNR und Signalstörungen

Aus den Abbildungen 4.11 und 4.12 ist ersichtlich, daß sowohl die Elevation als auch das SNR die Meßgenauigkeit beschreiben. Die Bestimmung der Meßgenauigkeit mittels SNR hat gegenüber der Bestimmung mit Hilfe der Elevation einige Vorteile. Der wichtigste davon ist, daß sich in den SNR-Werten die aktuellen Effekte widerspiegeln. Die Abbildung 4.13 stellt einen solchen Fall, am Beispiel von statischen Messungen vom 16.2.1994 mit einem TRIMBLE SSE Empfänger, dar. Die Abb. 4.13a zeigt die Differenz (3.4.3) für den Satelliten PRN 21. Die beiden Störungen sind deutlich zu erkennen, man kann aber keine Aussage darüber treffen, ob beide Phasenmessungen gestört sind, oder nur eine davon. Betrachtet man jedoch die SNR-Werte in Abb. 4.13b, kann man mit großer Sicherheit sagen, daß von der Störung nur die L2-Phase betroffen ist.

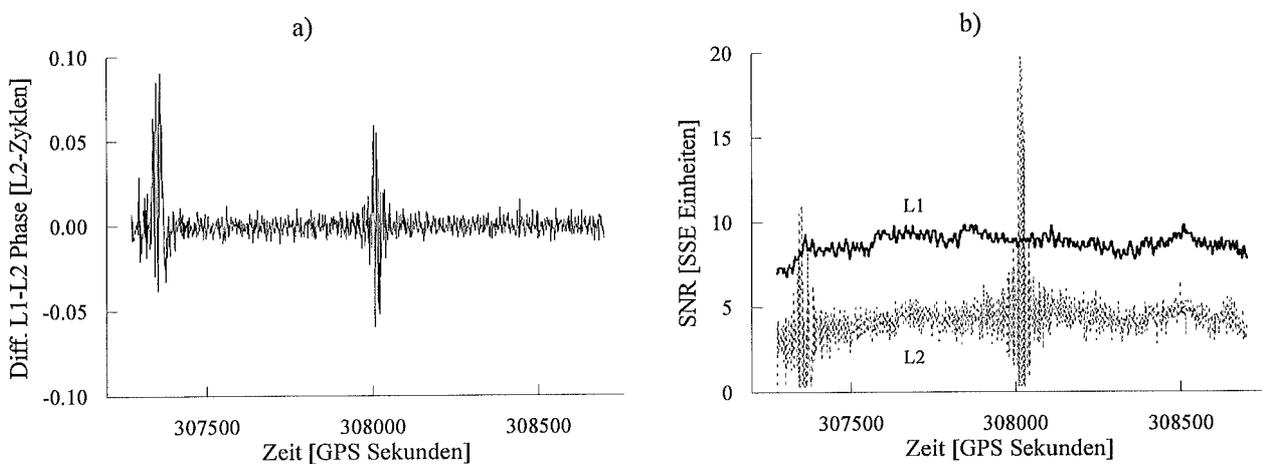


Abbildung 4.13: Aussagekraft von SNR am Beispiel einer Signalstörung. a) Differenz zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen und b) L1- und L2-SNR-Werte.

Die Ursache dieser Störungen, die nur den Satelliten PRN 21 betreffen, ist nicht bekannt. Sie wurden auch an einem zweiten SSE Empfänger, der 7 km entfernt war, mit einem zeitlichen Unterschied von ca. 20 Sekunden beobachtet. Dies deutet darauf hin, daß die Störungen weder im Empfänger noch im Satelliten verursacht wurden. Eine kleinräumige Inhomogenität in der Atmosphäre scheint die beste Erklärung hierfür zu sein.

Ein weiterer interessanter Punkt ist, daß das L2-SNR während der Störungen auch große Werte annimmt. Es handelt sich hierbei um das allgemeine Problem der Trennung des Rauschens von dem nützlichen Signal (s. Kap. 2.4.4). Für den Einsatz von SNR bei praktischen Anwendungen darf nicht nur der momentane SNR-Wert betrachtet werden. Man muß auch seinen zeitlichen Verlauf betrachten. Darauf wird auch im nächsten Kapitel hingewiesen. Für eine Kontrolle der Signalqualität anhand von SNR sind weiterhin Werte unter einer niedrigsten Grenze von großer Bedeutung. Am Beispiel der geodätischen TRIMBLE Empfänger weisen SNR-Werte kleiner als 1 auf unzuverlässige Messungen hin.

## 4.4 Störsignalinterferenzen

### Verschlechterung der Meßgenauigkeit

Wie im Kapitel 2.7 erläutert wurde, führen die Störsignalinterferenzen zu einer Reduzierung des SNR. Aufgrund der Schwierigkeiten bei der Trennung des Rauschens von dem nützlichen Signal (vgl. Kap 2.4.4) können die Störsignalinterferenzen auch zu großen SNR-Werten führen. Oft kommt es hierdurch zu Schwankungen des Signal-Rausch-Verhältnisses. Ein solches Beispiel ist in der Abbildung 4.14a dargestellt. Sie stellt das L1- und L2-SNR eines TRIMBLE SSE Empfängers dar, der in der Nähe eines leistungsfähigen Radars am Frankfurter Flughafen eingesetzt wurde. Der Empfänger war auf einem Fahrzeug montiert, das am Anfang der Messung hinter einem Gebäude gestanden hat, so daß es keine optische Verbindung zum Radar gab. In dieser Zeit blieben die SNR-Werte relativ stabil. Im Anschluß daran fuhr das Fahrzeug zu einer Stelle, an der die Antenne direkt dem Radar ausgesetzt war. Es ist erkennbar, daß während der Fahrt die Verfolgung der L2-Signale unterbrochen wurde. Die Auswirkung des Radars erkennt man außer an den starken SNR-Schwankungen auch noch an der Verminderung der beiden (mittleren) SNR-Werte. Einen Eindruck

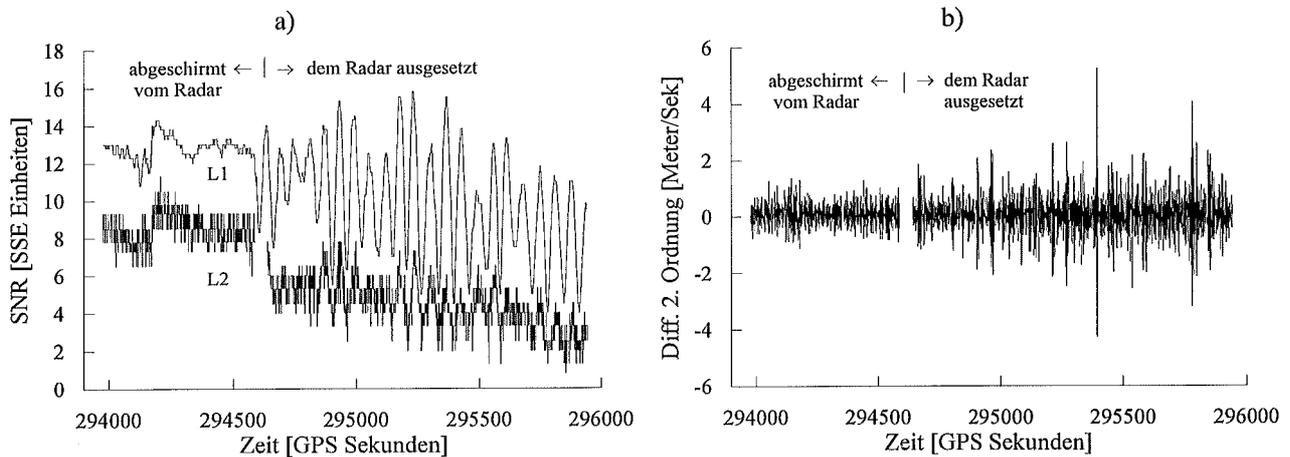


Abbildung 4.14: Einfluß eines Flughafenradars auf die Beobachtungen eines geodätischen Empfängers: a) SNR-Werte und b) Differenz zweiter Ordnung der L2-Codemesung.

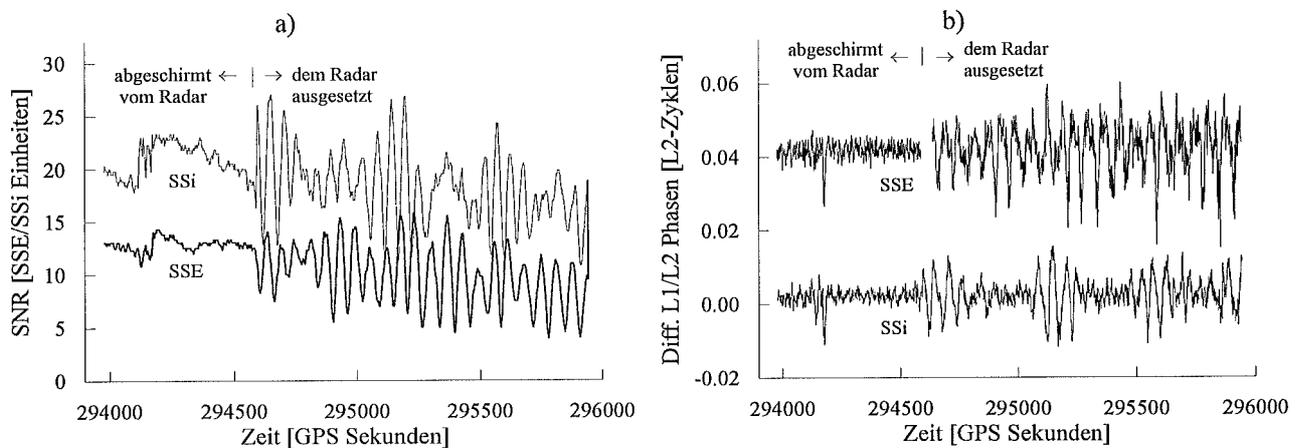


Abbildung 4.15: Widerstandsfähigkeit zweier Empfänger gegen Interferenzen: a) L1-SNR und b) Differenz zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen. (Die SSE-Kurve ist um 0.04 Zyklen verschoben).

der Verschlechterung der Meßgenauigkeit geben die Differenzen zweiter Ordnung der L2-Codemessung in der Abbildung 4.14b. Das Aufzeichnungsintervall betrug 1 Sekunde. Anhand der SNR-Zeitreihen ist keine Aussage darüber zu machen, welche Frequenz am stärksten von den Störungen betroffen ist. Die L2-Werte schwanken deutlich weniger, was aber teilweise daran liegt, daß sie wesentlich niedriger als die L1-Werte sind. Neben dieser Differenz muß man berücksichtigen, daß die L2-Werte sehr nahe an Null liegen.

Die richtige Interpretation des Signal-Rausch-Verhältnisses ist besser am Beispiel der Abbildung 4.15 zu zeigen. Sie vergleicht den SSE Empfänger mit einem TRIMBLE SSi Empfänger, der ebenfalls während der Testmessung benutzt wurde. Die L1-SNR Werte des zweiten Empfängers schwanken deutlich mehr. Dies weist aber nicht auf ein niedrigere Meßgenauigkeit hin, denn die SNR-Werte sind höher als die des SSE. Wie man in der Abbildung 4.15b erkennen kann, ist die Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen des SSi Empfängers weniger beeinflusst.

### C/A-Code-Ambiguitäten

Neben der Verschlechterung der Meßgenauigkeit erschweren die Störsignalinterferenzen die Demodulation der Codes von den Trägerfrequenzen. Im schlimmsten Fall ist der Empfänger nicht mehr in der Lage, die Signale zu tracken. Unbedingte Voraussetzung für den richtigen Betrieb eines Empfängers ist die Auflösung der C/A-Code-Ambiguitäten (s. Kap. 2.4.2.2). Die Abbildung 4.16 zeigt diesen Effekt am Beispiel eines TRIMBLE SSE Empfängers. Zum Vergleich wird auch die parallele Messung eines SSi Empfängers dargestellt, der die Ambiguitäten richtig aufgelöst hat. Die Daten stammen aus den oben beschriebenen Testmessungen am Frankfurter Flughafen und wurden vor den Daten der Abb. 4.15 an einer anderen Stelle aufgezeichnet, die optisch mit dem Radar verbunden war. Der SSi hat die C/A-Code-Ambiguitäten erfolgreich gelöst. Der SSE fixierte nach langer Zeit die Ambiguitäten falsch. Jede Unterteilung der Y-Achse entspricht ca. 299792 Metern, dies ist gleich dem Fehler einer C/A-Code-Periode (1 msec). Man kann erkennen, daß um die Epoche 293000 plötzlich ein Sprung von zwölf C/A-Code-Perioden stattfindet. Es ist zu bemerken, daß der Empfänger keinen Uhrfehler ausgegeben hat, was auf ein Problem hinweist. Bei Echtzeitanwendungen ist das Problem der C/A-Code-Ambiguitäten in die Integritätskontrollen (Integrity Monitoring) mit einzubeziehen.

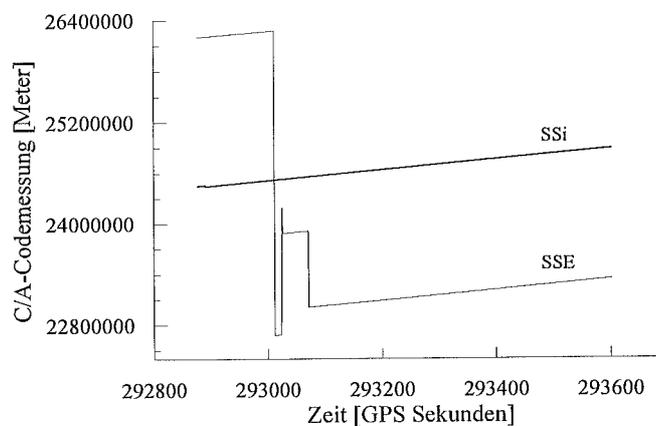


Abbildung 4.16: Einfluß eines Flughafenradars auf die Auflösung der C/A-Code-Ambiguitäten. Der Vergleich der beiden Empfänger demonstriert die unterschiedliche Widerstandsfähigkeit gegen Interferenzen.

## 4.5 Mehrwegeausbreitung

Aus (2.4.35) läßt sich ableiten, daß der durch Mehrwegeausbreitung hervorgerufene Phasenfehler frequenzabhängig ist. Er beeinflusst also die Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen. Da es sich um einen langperiodischen Effekt handelt, ist für seine Erkennung die Formel (3.4.7) zu benutzen. Die Abbildung 4.17a zeigt diese Differenz für zwei TRIMBLE SSE Empfänger, von denen der erste sehr nah an einem Glasgebäude gemessen hat. Der zweite war zwar wesentlich weiter entfernt, aber auch dort waren Reflexionen von dem Gebäude nicht auszuschließen. Bei dem ersten Empfänger sind beträchtliche Differenzen von bis zu 0.35 L2-Zyklen zu erkennen. Bei dem anderen sind die Schwankungen wesentlich kleiner und können auch von anderen reflektierenden Oberflächen verursacht worden sein. Darauf deuten die langperiodischen Variationen um die Epoche 287000 hin, die sehr deutlich in der Abbildung 4.17b zu sehen sind.

Da der Effekt auf beiden Stationen sehr unterschiedlich ist, fällt der hervorgerufene Fehler bei der Bildung von Doppelten Differenzen nicht heraus. Aus diesem Grund stellen solche extremen Fälle ein echtes Problem bei der Anwendung des TFC (s. Gl. (5.4.1)) dar.

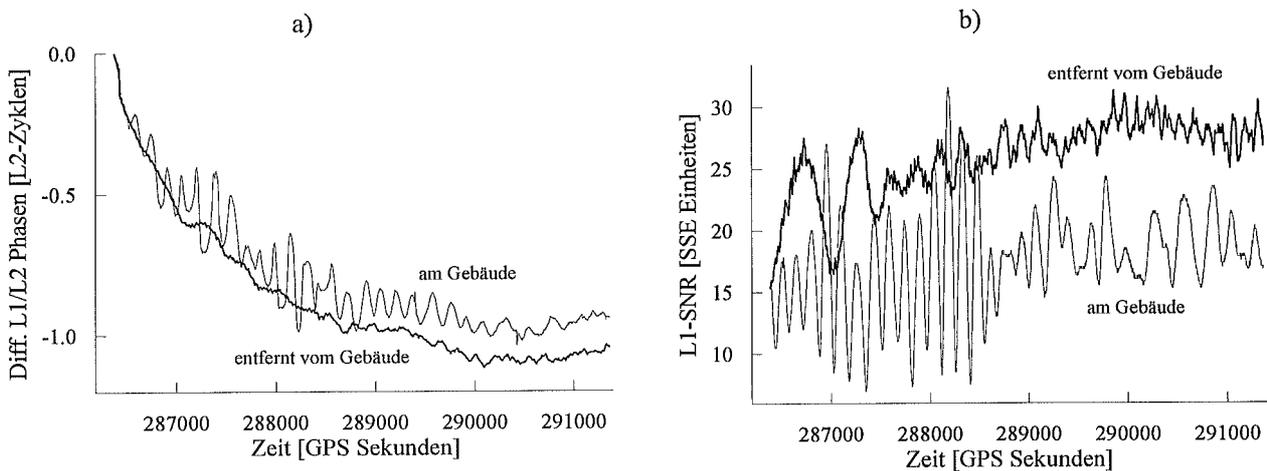


Abbildung 4.17: Einfluß von Mehrwegeausbreitung auf a) die Beziehung zwischen L1- und L2-Phasenmessungen und b) das Signal-Rausch-Verhältnis.

## 5 Ansätze zur Berücksichtigung und Eliminierung von Fehlereinflüssen bei der Auswertung von Code- und Phasen-Doppelten Differenzen

In der Datenanalyse im Kapitel 4 wurde gezeigt, daß die Qualität der Messung zum großen Teil von dem Typ des benutzten Empfängers abhängt. Darüber hinaus spielen dabei die Elevation des Satelliten und die Ausbreitungs- und Umgebungseffekte eine wichtige Rolle. Im folgenden werden die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Ansätze beschrieben, welche diese genauigkeitsbeeinflussenden Faktoren bei der Auswertung von Code- und Phasen-Doppelten Differenzen berücksichtigen.

### 5.1 Das mathematische Modell - Einheitliche Gewichtung

Die Auswertung der Code- und Phasen-Doppelten Differenzen beruht auf dem Gauß-Markoff-Modell nach der Methode der kleinsten Quadrate. Dieses Modell wurde im Kapitel 3.2 beschrieben. Speziell für die Auswertung der Phasenmessungen ist in einem vorangehenden Schritt die Lösung der Ambiguitäten notwendig (s. Kap. 5.4).

Bei den Doppelten Differenzen fallen die meisten Fehlereinflüsse heraus, so daß die Beobachtungsgleichung eine einfache Form hat. Bei einer Genauigkeitsanforderung von wenigen Zentimetern kann der ionosphärische Effekt für Basislinien mit einer Länge von bis zu 10 km vernachlässigt werden. Dies gilt jedoch nicht - insbesondere bei Fluganwendungen - für den troposphärischen Einfluß, wie im Kapitel 2.2 erläutert wurde. Darüber hinaus muß man berücksichtigen, daß die beiden Empfänger unterschiedliche Abweichungen  $dt_{1,2}$  von der Referenzepoche  $t_R$  aufweisen. Mit der Notation des zweiten Kapitels lautet so die Beobachtungsgleichung für die Phasen-DD zwischen den Satelliten  $i$  und  $j$  und den Empfängern 1 und 2:

$$\begin{aligned} \nabla\Delta\varphi_{12}^i(t_R) &= \varphi_1^i(t_1) - \varphi_2^i(t_2) - \varphi_1^j(t_1) + \varphi_2^j(t_2) = \\ &= -\frac{f_0}{c} \left\{ \rho_1^i(t_1) - \rho_2^i(t_2) - \rho_1^j(t_1) + \rho_2^j(t_2) \right. \\ &\quad \left. - [\dot{\rho}_1^i(t_1) - \dot{\rho}_1^j(t_1)]\delta t_1(t_1) + [\dot{\rho}_2^i(t_2) - \dot{\rho}_2^j(t_2)]\delta t_2(t_2) \right\} \\ &\quad + \nabla\Delta N_{12}^i + \frac{f_0}{c} \nabla\Delta dR_{12}^i{}_{TROP} + \varepsilon(t_R) \end{aligned} \quad (5.1.1)$$

wobei  $\varepsilon$  die zufälligen Fehler sind,  $\nabla\Delta$  immer doppel-differenzierte Größen bezeichnet und  $f_0$  die nominale (L1- oder L2-) Frequenz ist.

Die Beobachtungsgleichung der Code-DD ergibt sich aus (5.1.1), wobei die Ambiguitäten und die Multiplikationen mit der Wellenlänge entfallen.

Bei kinematischen Anwendungen erfolgt die Berechnung der Koordinaten epochenweise, während man bei statischen Messungen eine rekursive Ausgleichung durchführt. Die entsprechenden Formeln für zeitlich unkorrelierte Beobachtungen sind in (Koch, 1980) zu finden. Eine Untersuchung der vorhandenen physikalischen Korrelationen findet man in (El-Rabbany, 1994).

## Gewichtung

Im Rahmen dieser Arbeit ist die Gewichtung der Doppelten Differenzen von besonderem Interesse. Das Fehlerfortpflanzungsgesetz für eine Funktion  $y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$  lautet (Wolf, 1968):

$$\begin{aligned} \sigma_y^2 = & \left( \frac{\partial y}{\partial x_1} \right)^2 \sigma_{x_1}^2 + \left( \frac{\partial y}{\partial x_2} \right)^2 \sigma_{x_2}^2 + \dots + \left( \frac{\partial y}{\partial x_n} \right)^2 \sigma_{x_n}^2 + \\ & + 2 \frac{\partial y}{\partial x_1} \frac{\partial y}{\partial x_2} \sigma_{x_1 x_2}^2 + \dots + 2 \frac{\partial y}{\partial x_1} \frac{\partial y}{\partial x_n} \sigma_{x_1 x_n}^2 + \dots + 2 \frac{\partial y}{\partial x_{n-1}} \frac{\partial y}{\partial x_n} \sigma_{x_{n-1} x_n}^2 . \end{aligned} \quad (5.1.2)$$

Für ein lineares System  $\mathbf{l} = \mathbf{A}\mathbf{x}$  gilt:

$$D(\mathbf{l}) = \mathbf{A}D(\mathbf{x})\mathbf{A}^T . \quad (5.1.3)$$

Für ein nicht lineares System  $\mathbf{y} = f(\mathbf{x})$  gilt:

$$D(\mathbf{y}) \approx \frac{\partial \mathbf{y}}{\partial \mathbf{x}} D(\mathbf{x}) \left( \frac{\partial \mathbf{y}}{\partial \mathbf{x}} \right)^T . \quad (5.1.4)$$

In der Regel betrachtet man die  $n+1$  (Code- oder Phasen-) Beobachtungen als gegenseitig unabhängig (Hofmann-Wellenhof et al., 1994). Ihre Kovarianzmatrix lautet somit:

$$D(\mathbf{l}) = \sigma^2 \mathbf{I} \quad (5.1.5)$$

mit  $\mathbf{I}$  der  $(n+1) \times (n+1)$  Einheitsmatrix. Nach zweifacher Anwendung von (5.1.3) folgt für die Gewichtsmatrix  $\mathbf{P}$  der  $n$  Doppelten Differenzen  $\nabla \Delta \mathbf{l}$ :

$$\mathbf{P} = \left( D(\nabla \Delta \mathbf{l}) \right)^{-1} = \frac{1}{2\sigma^2} \frac{1}{n+1} \begin{bmatrix} n & -1 & -1 & \dots \\ -1 & n & -1 & \dots \\ -1 & & \ddots & \\ \vdots & \dots & & n \end{bmatrix} . \quad (5.1.6)$$

Die Doppelten Differenzen sind also korreliert. In (Remondi, 1984) und (Bock et al., 1985) wird die Gram-Schmidt Orthogonalisierung zur Erzeugung von unkorrelierten Phasenkombinationen vorgeschlagen.

## **5.2 Unterschiedliche Gewichtung der Beobachtungen**

Betrachtet man die Abbildung 4.12, erkennt man, daß die Meßgenauigkeit unmittelbar von der Elevation des Satelliten abhängt. Die Beobachtungsdaten einer Epoche enthalten Messungen zu hohen und niedrigen Satelliten. An einer gemeinsamen Ausgleichung sind somit Beobachtungen unterschiedlicher Genauigkeit beteiligt. Dies veranschaulicht die Abbildung 5.1, welche die Zenitdistanz und die mit Hilfe der Gl. (3.1.6) geschätzte Code-Meßgenauigkeit für sieben Satelliten einer Messung darstellt.

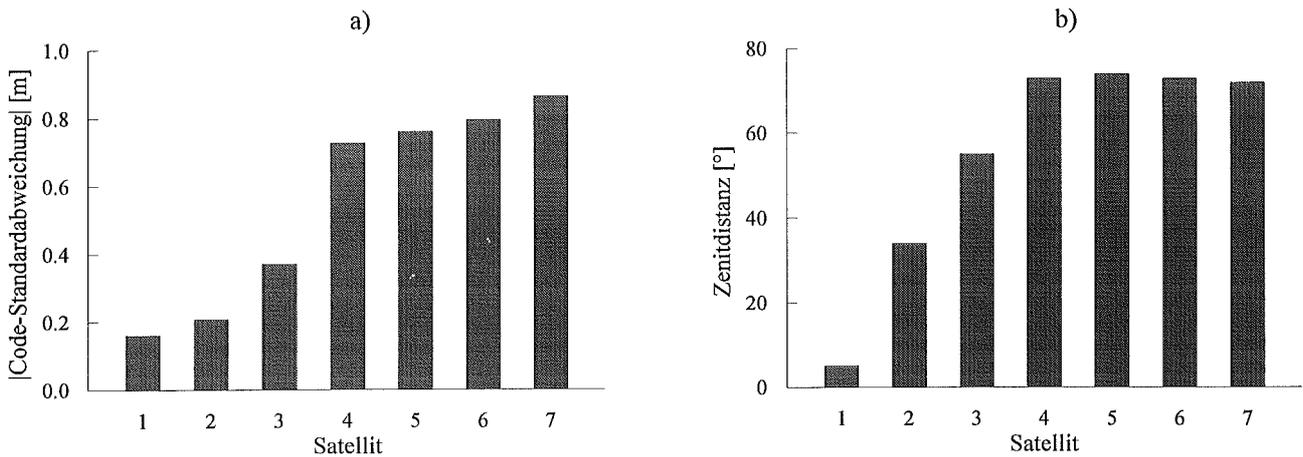


Abbildung 5.1: a) Geschätzte Genauigkeit der L1-Codemessung und b) entsprechende Zenittdistanz der sieben Satelliten einer Messung.

Bei Betrachtung der Abb. 5.1a erkennt man, daß die einheitliche Gewichtung aufgrund der Gl. (5.1.5-6) unrealistisch ist. Wenn die Standardabweichung  $\sigma_j^i$  jeder (undifferenzierten) Code- oder Phasenmessung der Station  $j$  zum Satelliten  $i$  bekannt ist, lautet die Kovarianzmatrix der Beobachtungen am Beispiel einer differentiellen Messung mit vier Satelliten:

$$D(\mathbf{l}) = \begin{bmatrix} \sigma_1^{1^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_1^{2^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_1^{3^2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_1^{4^2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_2^{1^2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_2^{2^2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_2^{3^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_2^{4^2} \end{bmatrix}. \quad (5.2.1)$$

Nach zweifacher Anwendung des Fehlerfortpflanzungsgesetzes ergibt sich für die DD mit dem Satelliten 1 als Referenzsatelliten:

$$D(\nabla\Delta\mathbf{l}) = \begin{bmatrix} \sigma_1^{1^2} + \sigma_2^{1^2} + \sigma_1^{2^2} + \sigma_2^{2^2} & \sigma_1^{1^2} + \sigma_2^{1^2} & \sigma_1^{1^2} + \sigma_2^{1^2} \\ \sigma_1^{1^2} + \sigma_2^{1^2} & \sigma_1^{1^2} + \sigma_2^{1^2} + \sigma_1^{3^2} + \sigma_2^{3^2} & \sigma_1^{1^2} + \sigma_2^{1^2} \\ \sigma_1^{1^2} + \sigma_2^{1^2} & \sigma_1^{1^2} + \sigma_2^{1^2} & \sigma_1^{1^2} + \sigma_2^{1^2} + \sigma_1^{4^2} + \sigma_2^{4^2} \end{bmatrix}. \quad (5.2.2)$$

Methoden zur Bestimmung der einzelnen Varianzen folgen im nächsten Kapitel.

### 5.2.1 Unterschiedliche Gewichtung der Code-Doppelten Differenzen

Prinzipiell wäre es möglich, die Standardabweichung der Aufzeichnungsdaten mit Hilfe von Differenzenbildung oder Polynomannpassung zu berechnen und dann mit Hilfe der Gl. (5.2.2) die Gewichtsmatrix der DD zu bilden. Wie es im folgenden Kapitel dargestellt wird, ist dies für die

Phasenmessungen in der Praxis nicht realisierbar. Bei den Codebeobachtungen gibt es auch Begrenzungen, die dadurch verursacht werden, daß die einzelnen Messungen untereinander korreliert sind. Die Gleichungen (5.2.1-2) beruhen auf gegenseitig unabhängigen Beobachtungen. Man darf sie also nur dann anwenden, wenn die Standardabweichungen der (undifferenzierten) Messungen sich nur auf diejenigen Fehlereinflüsse beziehen, die bei den DD nicht herausfallen.

Gewichtung mittels Differenzenbildung

Wenn die Aufzeichnungsrate sehr hoch ist, fallen bei der Bildung von Differenzen zweiter Ordnung der Codebeobachtungen eines Empfängers alle von den Satelliten und der Signalausbreitung resultierenden Einflüsse heraus. Es verbleiben jedoch in diesen Differenzen Fehler, die aus dem Empfangssystem stammen. Das ist beispielsweise in der Abbildung 4.8 zu sehen. In der Praxis kommen solche Beschleunigungen zwar selten vor, es gibt aber andere Aspekte, die zu Restfehlern in den zeitlichen Differenzen führen. Der wichtigste davon ist die Aufzeichnungsrate. Selbst wenn sie eine oder zwei Sekunden beträgt, verbleiben in den Differenzen zweiter Ordnung systematische Fehler.

Aus diesem Grund ist es sinnvoll, direkt die Genauigkeit der Code-Doppelten Differenzen zu bestimmen. Wird die Genauigkeit nur von zufälligen Fehlern beeinflusst, wie es i.d.R. bei den TRIMBLE Code-DD der Fall ist (s. Abb. 3.5a), stellt die Formel (3.1.6) eine gute Schätzung der Genauigkeit der DD dar. Es muß dabei betont werden, daß die Schätzung der unbekannt Parameter nur durch die relative Genauigkeit zwischen den Beobachtungen beeinflusst wird. Ein konstanter Faktor, wie 0.5 in (3.1.6), fällt in (3.2.3) heraus; er beeinflusst nur die a-posteriori Varianz der Gewichtseinheit.

Nach der Berechnung der Diagonalelemente der Kovarianzmatrix muß noch die Kovarianz der DD geschätzt werden. Wie aus (5.2.2) hervorgeht, ist sie gleich der Varianz der Einfachen Differenz zum Referenzsatelliten. In dieser Einfachen Differenz sind aber noch systematische Fehler enthalten, die in den DD herausfallen. Aus diesem Grund führt die Anwendung der Formel (3.1.6) auf die ED zu einem großen Wert für ihre Varianz. Am Beispiel der Daten der Abb. 5.1 lautet die Kovarianzmatrix der Code-DD:

$$D(\nabla \Delta \mathbf{I}_{Code}) = \begin{bmatrix} 0.08 & & & \dots & & & 0.07 \\ & 0.21 & & & & \dots & \vdots \\ & & 0.80 & & & & \\ & & & 0.82 & & & \\ \vdots & \dots & & & 0.85 & & \\ 0.07 & \dots & & & & & 0.92 \end{bmatrix} \begin{matrix} 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \end{matrix} \quad (5.2.3)$$

wobei die Zahlen außerhalb der Klammer den Satellitennummern der Abb. 5.1 entsprechen. Referenzsatellit ist die Nr. 1. Die Kovarianz ist kleiner als jede Varianz der DD, was in Übereinstimmung mit (5.2.2) ist. Als Referenzsatellit wurde der Satellit mit der höchsten Elevation gewählt (hier: Nr. 1). Unter Berücksichtigung der Abhängigkeit der Meßgenauigkeit von der Elevation (Abb. 5.1) bedeutet dies, daß die Einfache Differenz zum Referenzsatelliten die kleinste Varianz hat. Aus diesem Grund dürfte die Kovarianz nicht größer als die Hälfte des kleinsten diagonalen Elementes sein. In (5.2.3) ist das aber nicht der Fall, was die Erwartung einer zu hoch geschätzten Kovarianz bestätigt. Für die praktische Anwendung, wenn der Referenzsatellit derjenige mit der höchsten Elevation ist, kann die Kovarianz gleich der kleinsten Varianz oder der

Hälfte davon gesetzt werden. Numerische Untersuchungen haben ergeben, daß die Parameterschätzung nicht besonders empfindlich in bezug auf diese Kovarianz ist. Dieser Aspekt fordert aber noch weitere Untersuchungen. Die unterschiedliche Gewichtung jeder Beobachtung führt auf jeden Fall zu besseren Ergebnissen als die einheitliche Gewichtung.

#### Gewichtung mittels Polynom Anpassung

Wenn die Genauigkeit der Code-DD hauptsächlich durch langperiodische Effekte beeinflusst wird, führt die Benutzung der Formel (3.1.6) zu einer zu niedrig geschätzten Standardabweichung, wie die Abbildungen 3.5b und 3.8 zeigen. Im allgemeinen kann es zu einer solchen Frequenzverteilung des Rauschens dadurch kommen, wenn das kurzperiodische Meßrauschen im Empfänger ausgefiltert wird. In solchen Fällen ist die Schätzung der Genauigkeit mittels Polynom Anpassung von Vorteil. Dabei sollte die Beobachtungsdauer einige Minuten betragen. Andernfalls kann das bestangepaßte Polynom von dem Verlauf der geometrischen (theoretisch berechenbaren) DD abweichen, was zum Beispiel zu einer falschen Krümmung des Polynoms führen kann (vgl. Abb. 3.6). Bei Rapid-Static Messungen kann ein Polynom höheren als zweiten Grades aus physikalischen Gründen nicht benutzt werden. Die optimale Form der anzupassenden Kurve bei einer längeren Beobachtungsdauer wurde im Rahmen dieser Arbeit nicht untersucht.

Bei der Gewichtung mittels Polynom Anpassung macht sich das Problem der Berechnung der Kovarianz besonders bemerkbar. Die Einfache Differenz zum Referenzsatelliten beinhaltet systematische Fehler, was zu großen Residuen bei der Kurvenanpassung führt. Die Kovarianz ist also nicht durch eine Polynom Anpassung zu berechnen, sie kann aber gleich der kleinsten Varianz oder der Hälfte davon gesetzt werden, wie bei der Gewichtung mittels Differenzenbildung dargestellt wurde.

#### Gewichtung mittels SNR

Die beiden oben dargestellten Ansätze sind nur bei einer off-line Auswertung anwendbar, da für die Berechnung der Gewichtsmatrix die Daten aller Meßepochen benötigt werden. Darüber hinaus beruhen sie darauf, daß die Doppelten Differenzen sich durch ein Polynom zweiten Grades approximieren lassen. Aus diesem Grund können sie nicht bei kinematischen Messungen benutzt werden. Im folgenden wird ein Ansatz dargestellt, welcher von diesen beiden Beschränkungen nicht betroffen ist. Weiterhin wird hier die Gewichtsmatrix mit Hilfe des Fehlerfortpflanzungsgesetzes aufgestellt, so daß bei der Berechnung der Kovarianz der DD keine Schwierigkeiten auftreten.

Im Kapitel 2.4.5 wurde der Zusammenhang zwischen Meßgenauigkeit und SNR beschrieben und im Kapitel 4.3 wurde er an numerischen Beispielen gezeigt. Der hier dargestellte Ansatz benutzt diesen Zusammenhang, um die Varianz jeder Codemessung zu schätzen. Die Gewichtsmatrix der DD wird entsprechend (5.2.1-2) gebildet. Die mittels SNR berechneten Varianzen dürfen sich also nur auf diejenige Effekte beziehen, die in den DD verbleiben. Das entspricht zum größten Teil der Wahrheit: Die Abweichung und Drift der Satelliten- und Empfängeruhr haben keinen Einfluß auf das Signal-Rausch-Verhältnis. Das gleiche darf man auch für den  $\delta$ -Anteil der SA annehmen, obwohl dieser Destabilisierungsmechanismus nicht exakt bekannt ist. Streng betrachtet gibt es Effekte, die das SNR beeinflussen und bei der Bildung der DD herausfallen. Dazu gehört die atmosphärische Refraktion, die wegen der Signaldämpfung den SNR-Wert senkt. Bei kurzen Basislinien betrifft das aber beide Stationen gleichermaßen, so daß kein Restfehler bei der Gewichtung der DD entsteht.

Die einzigen Einschränkungen bei der Anwendung dieses Ansatzes stellen Einflüsse dar, die starke Schwankungen des SNR verursachen. Wie im vierten Kapitel gezeigt wurde, kann es wegen Mehrwegeausbreitung, Störsignalinterferenzen und ionosphärischen Szintillationen dazu kommen. Kleine zeitliche Variationen des SNR stellen kein Problem dar. In extremen Fällen, wie in den Abbildungen 4.13-15, muß man auf die Gewichtung mit Hilfe des SNR verzichten. Zur Erkennung dieser Schwankungen in einem Echtzeitsystem kann die Überwachung der SNR-Werte beitragen, besonders bei kurzperiodischen Variationen. Eine solche Überwachung hat den weiteren Vorteil, daß stark verrauschte Beobachtungen (sehr kleines SNR) erkannt werden können und nicht mit in die Auswertung einbezogen werden.

Für die Berechnung der Meßgenauigkeit werden aus mehreren Gründen nicht direkt die Gleichungen (2.4.26-27) benutzt. Erstens sind nicht alle verwendeten Parameter bekannt. Weiterhin sind sie nicht konstant, wie zum Beispiel die Bandbreite, die im kinematischen Meßmodus oft erhöht wird (Sideris et al., 1992). Der wichtigste Grund aber ist, daß in bestimmten Fällen der SNR-Wert in einer schwer zu bestimmen Einheit ausgegeben wird (Trimble, 1992). Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine empirische Formel aufgestellt, welche die Genauigkeit der L1-Codemessung als Funktion des L1-SNR (TRIMBLE 4000SSE Einheiten) beschreibt. Aus einer Testmessung mit vielen Satelliten und der Elevationsmaske  $0^\circ$  wurden mit Hilfe von Differenzenbildung die Varianzen der einzelnen DD bestimmt. Aus diesen Werten wurden die Standardabweichungen der Codebeobachtungen ermittelt. Dafür wurden zwei Annahmen getroffen: Erstens, daß die Genauigkeit der Messung zu einem Satelliten auf beiden Stationen gleich ist, also:

$$\sigma_1^i = \sigma_2^i \quad (5.2.4)$$

Diese Annahme kann getroffen werden, da die beiden Stationen sehr nah beieinander lagen und es keine Umgebungsunterschiede zwischen ihnen gab. Die beiden Empfänger zeichneten für denselben Satelliten nahezu gleiche SNR-Werte auf. Die zweite Annahme ist, daß die Standardabweichungen der Einfachen Differenz zum Referenzsatelliten (höchste Elevation) und der zum zweithöchsten gleich sind. Das ist eine gute Approximation, da der Elevationsunterschied zwischen den beiden Satelliten nur sieben Grad betrug. Für hohe Satelliten entspricht das einem geringen Unterschied in der Meßgenauigkeit. Die Abbildung 5.2 zeigt die geschätzte Genauigkeit für jeden Satelliten, den dazu gehörende SNR-Werte (horizontale Achse) und die berechnete empirische Funktion.

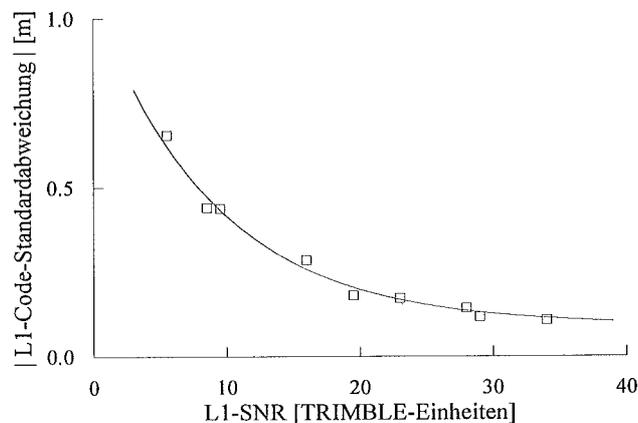


Abbildung 5.2: Geschätzte Standardabweichung von neun Codemessungen (Quadrate) und berechnete empirische Formel (durchgezogene Linie).

Die empirische Funktion lautet:

$$\sigma_{CODE} = 0.09 + 0.975e^{-0.11SNR} \quad (5.2.5)$$

Diese Formel ist mit Daten eines TRIMBLE 4000SSE Empfängers berechnet worden, sie kann aber auch für Messungen mit SSI Empfängern benutzen werden. Obwohl dieser Empfänger ein anderes Tracking-Verfahren besitzt, weist er einen ähnlichen Zusammenhang zwischen SNR und Meßgenauigkeit auf. Für anderen Empfängertypen sind neue Formel zu berechnen.

Eine empirische Formel für die L2-Daten läßt sich auf dieselbe Art und Weise aufstellen.

Die Anwendung dieses Ansatzes auf die Daten der Abbildung 5.1 ergibt eine ähnliche Gewichtsmatrix wie diejenige der Gl. (5.2.3). Ein direkter Vergleich ist jedoch nicht möglich, da bei der Gewichtung mittels Differenzenbildung die Gewichtsmatrix für alle Epochen gleich ist. Von Interesse ist der Zusammenhang zwischen der Kovarianz und der kleinsten Varianz. Für eine zufällige Epoche sind die entsprechenden Werte  $0.048 \text{ m}^2$  und  $0.113 \text{ m}^2$ . Die Kovarianz ist also um mehr als die Hälfte kleiner als die kleinste Varianz. Das ist in der Regel der Fall, wenn als Referenzsatellit der höchste ausgewählt wird, da die Einfache Differenz zum zweithöchsten Satellit nur geringfügig schlechter ist als die zum Referenzsatelliten. Die Gewichtung mittels SNR ist im Gegensatz zu den ersten beiden Ansätzen nicht von der Schwierigkeit der Schätzung der Kovarianz betroffen.

### 5.2.2 Unterschiedliche Gewichtung der Phasen-Doppelten Differenzen

Genau wie die Codemessungen sind auch die Phasenmessungen zu den verschiedenen Satelliten von unterschiedlicher Genauigkeit. Den theoretischen Beweis dafür liefern die Formeln (2.4.26-27). Die Abbildung 5.3 zeigt die mit Hilfe von (3.1.6) geschätzten Standardabweichungen der Code- und Phasen-Doppelten Differenzen für die Daten der Abb. 5.1. Man erkennt die Proportionalität zwischen den Code- und Phasenmeßgenauigkeiten.

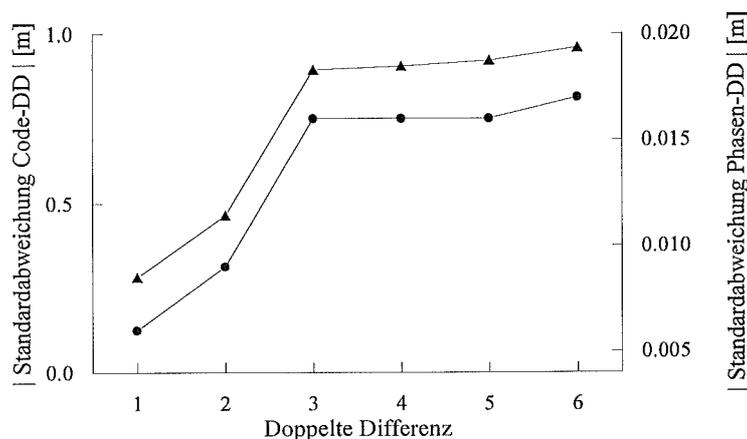


Abbildung 5.3: Vergleich der Standardabweichung der Code-DD (Dreiecke) und der Phasen-DD (Kreise) einer Messung.

### Differenzenbildung - Polynomanpassung

Die Gewichtung mittels Differenzenbildung oder Polynomanpassung erfolgt wie bei den Codemessungen. Der einzige Unterschied ist, daß die Kovarianz der Phasendaten nur geschätzt werden kann. Mit (5.2.3) lies sich zeigen, daß die Differenzenbildung zu einer hohen Kovarianz führt. Bei den Phasemessungen tritt dieses Problem aus zwei Gründen noch stärker auf. Erstens machen sich wegen des niedrigen Meßrauschens mehr Fehlereinflüsse bemerkbar. Weiterhin sind die Phasen - im Gegensatz zu den Codes - gegenüber Instabilitäten des Empfängeroszillators besonders empfindlich. Entsprechend (5.2.3) erhält man für die kleinste Varianz der Phasen-DD  $0.00014 \text{ m}^2$  und für die Kovarianz  $0.0359 \text{ m}^2$ . Diese Kovarianz darf nicht benutzt werden, denn sie ist unrealistisch. Weiterhin kann dies zu einer negativ-definiten Kovarianzmatrix führen.

### Gewichtung mittels SNR

Da der Rauschpegel der Phasemessung sehr niedrig ist, verursacht die einheitliche Gewichtung keinen großen Genauigkeitsverlust. Nur bei hochpräzisen Anwendungen erscheint die unterschiedliche Gewichtung der Beobachtungen sinnvoll. Die Gewichtung mit Hilfe des SNR setzt aber kein „pre-processing“ voraus und erfordert keinen zusätzlichen rechnerischen Aufwand, so daß sie auch bei Echtzeitanwendungen stets benutzt werden kann. Die Abbildung 5.4 gibt die berechnete empirische Formel an, welche die L1-Phasenmeßgenauigkeit als Funktion des L1-SNR beschreibt. Die Berechnung erfolgte in derselben Art und Weise, wie es bei den Codes im vorherigen Kapitel erläutert wurde.

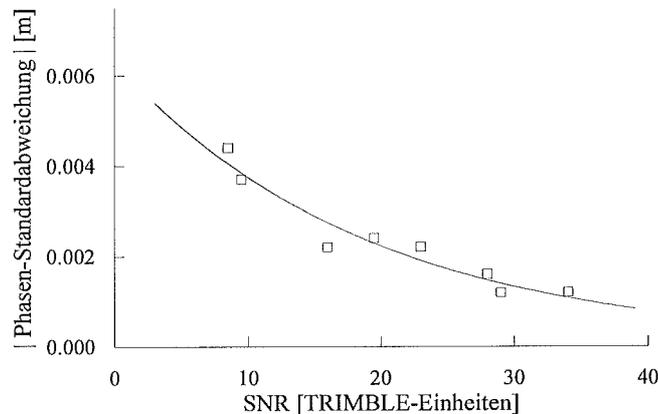


Abbildung 5.4: Geschätzte Standardabweichung von neun Phasemessungen (Quadrate) und berechnete empirische Formel (durchgezogene Linie).

Die analytische Formel der empirischen Funktion lautet:

$$\sigma_{PHASE} = 0.0063e^{-0.052SNR} \quad (5.2.6)$$

### 5.2.3 Vergleich der drei Gewichtungsmethoden

Von den drei vorgestellten Gewichtungsmethoden bietet die Gewichtung mittels SNR die meisten Vorteile. Sie ist rechnerisch nicht aufwendig, sie ist geeignet für Echtzeitanwendungen, erlaubt die

Entdeckung von unzuverlässigen, schwachen Signalen und sie beruht auf dem Fehlerfortpflanzungsgesetz. Weiterhin berechnet sie das Gewicht jeder Beobachtung epochenweise unabhängig, was - insbesondere bei kurzzeitigen Störungen - vorteilhaft ist. Es gibt jedoch Fälle, wo sie nicht benutzt werden kann. Dies kommt z.B. vor, wenn nur die RINEX-Daten verfügbar sind. In diesem Datenformat sind zwar SNR-Stellen vorgesehen, die Werte müssen aber von 0-9 skaliert werden, was zu einem großen Informationsverlust führt.

In solchen Fällen kann eine der beiden anderen Gewichtungsmethoden benutzt werden. Welche von beiden am besten geeignet ist, hängt von der Aufzeichnungsrate und den Charakteristiken der DD ab. Wenn die Aufzeichnungsrate hoch ist ( $< 2$  Sek) kann man mittels Differenzenbildung gewichten, andernfalls sollte man - insbesondere bei Phasenmessungen - die Polynomannpassung anwenden. Bei DD, die nur von zufälligen Fehlern beeinflusst sind (Abb. 3.5a), liefern die beiden Gewichtungsmethoden ähnliche Ergebnisse. Im Gegensatz dazu darf man DD, wie die in der Abb. 3.5b, nur mittels Polynomannpassung gewichten. Beide Methoden sind aber nur bei statischen Messungen anwendbar.

## **5.2.4 Vergleich der unterschiedlichen Gewichtung mit anderen Methoden**

### Berechnung der Meßgenauigkeit

Die Veränderung der Meßgenauigkeit wird in der Regel bei der Auswertung nicht berücksichtigt. Aus diesem Grund gibt es nicht viele Methoden zur Berechnung der Meßgenauigkeit. Einige Empfänger geben zusammen mit den Messungen die entsprechenden Standardabweichungen aus. Die Abbildung 5.5 zeigt die SNR-Werte und die Standardabweichung der Codemessung, wie sie eine NovAtel L1 GPSCard ausgibt. Man erkennt deutlich, daß die beiden Größen umgekehrt proportional sind, was sich anhand (2.4.26-27) erklären läßt.

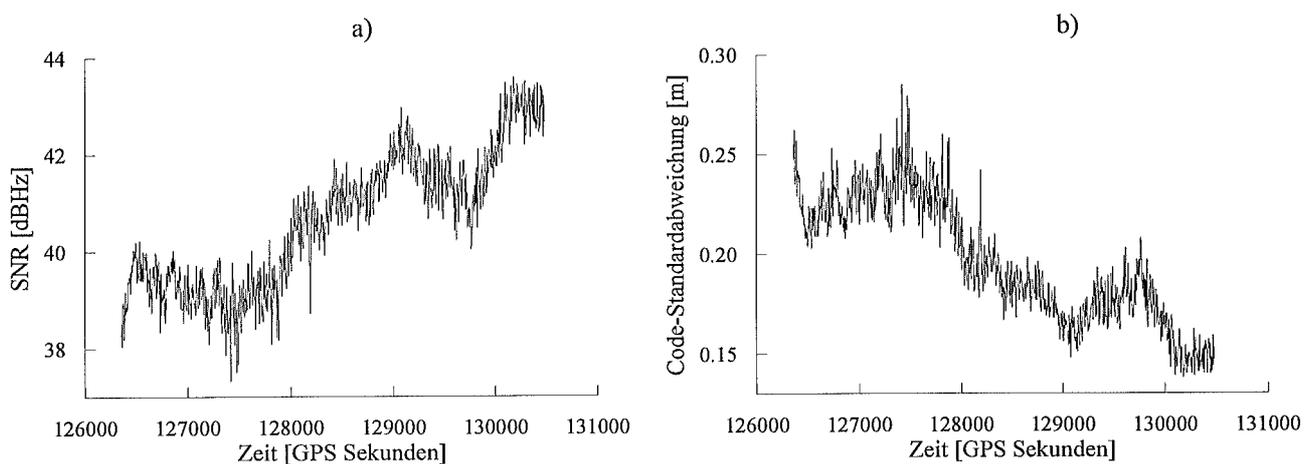


Abbildung 5.5: a) SNR-Werte und b) Standardabweichung der Codemessung einer NovAtel L1 GPSCard.

Eine Methode zur Bestimmung der Meßgenauigkeit wurde von Evans et al. (1985) vorgeschlagen. Sie beruht auf einem „zero-baseline“ Aufbau in Verbindung mit einem externen Frequenzstandard. Die Standardabweichung wird dabei aus der Differenz der Beobachtungen der beiden Empfänger bestimmt. Eine einfachere Lösung findet man in (Lachapelle, 1991), sie beschränkt sich jedoch nur

auf die Codemessungen. Hier wird von der Code-DD die Phasen-DD subtrahiert. Diese Methode nutzt die Tatsache aus, daß der Rauschanteil der Phasen-DD in dieser Differenz gering ist, so daß die berechnete Varianz dieser Differenz der Varianz der Code-DD entspricht. Dividiert man sie durch vier, erhält man die Varianz der Codemessung. Im Vergleich zur Genauigkeitsschätzung mittels Differenzenbildung oder Polynomannpassung hat dieser Ansatz den Vorteil, daß man durch die Phasendaten Informationen über die zeitliche Änderung der DD erhält. So kann er auch bei kinematischen Messungen benutzt werden. Ein Nachteil der Methode ist, daß die Phasengenauigkeit nicht geschätzt werden kann.

### Berücksichtigung der Meßgenauigkeit bei der Auswertung

Wie im Kapitel 6 gezeigt wird, erlaubt die Gewichtung der Codes mittels SNR die Verbesserung der Positionierungsgenauigkeit. Eine andere Möglichkeit, die Genauigkeit der Code-Koordinaten bei kinematischen Messungen zu verbessern, bieten die sogenannten „phase-smoothed“ Pseudostrecken (Lachapelle et al., 1986). Diese Methode hat folgende Nachteile: Wenn die Codedaten stark verrauscht sind, führt die Filterung zu Koordinaten mit systematischen Fehlern. Das Problem kann man umgehen, indem man die Initialisierungszeit (ca. 100 sec) wesentlich verlängert, was aber bei vielen Anwendungen nicht erwünscht ist. Ein weiterer Nachteil ist die Abhängigkeit dieser Methode von der Phasenmessung; sie ist nur bei geodätischen Empfängern einzusetzen. Weiterhin muß nach jedem Cycle-Slip der Glättungsprozeß erneut gestartet werden. Die Gewichtung mittels SNR benötigt im Gegensatz dazu keine Initialisierungszeit und ist von den Phasenmessungen unabhängig. Natürlich ist die erzielte Wirkung viel geringer, da die unterschiedliche Gewichtung keinen Glättungsalgorithmus darstellt.

Der Zusammenhang zwischen Elevation und Meßgenauigkeit ist in einigen Abhandlungen untersucht worden. In (Euler und Goad, 1991) findet man eine exponentielle Formel, welche diesen Zusammenhang beschreibt. Ähnliche Formeln werden auch in (Jin, 1995) benutzt, um die Genauigkeit von differentiellen Korrekturen zu beschreiben. Im Vergleich zu der Genauigkeitsschätzung mittels SNR haben diese Formeln den Nachteil, daß sie auf einem festen Zusammenhang zwischen Elevation und Genauigkeit beruhen. Dieser Zusammenhang wird aber von einigen Parametern beeinflusst. Das beste Beispiel dafür sind die Störsignalinterferenzen, die in der Regel das Signal-Rausch-Verhältnis verringern (Ward, 1994). Weiterhin ist die Beziehung Meßgenauigkeit-Elevation vom atmosphärischen Einfluß abhängig und folglich auch von der Jahreszeit und der geographischen Breite eines Beobachtungsortes. Beschränkungen bei der Gewichtung mittels SNR stellen starke Mehrwegeausbreitungseffekte dar, wie die der Abbildung 4.17. In der Regel sind aber die aus Multipath resultierenden SNR-Schwankungen klein, so daß die Beziehungen zwischen den SNR-Werten der einzelnen Beobachtungen gleich bleiben. Diese Schlußfolgerung bezieht sich jedoch auf die TRIMBLE SSE und SSi Empfänger und darf nicht verallgemeinert werden. Von Interesse ist auch die Unterscheidung zwischen diffuser (diffuse) und spiegelnder (specular) Mehrwegeausbreitung (Auber et al., 1995).

### **5.3 Einfluß der niedrigen Satelliten auf die Codelösung**

Es ist bekannt, daß die Meßgenauigkeit bei abnehmendem Elevationswinkel schlechter wird. Aus diesem Grund werden in der Regel Satelliten unter  $15^\circ$  oder  $20^\circ$  für geodätische Anwendungen nicht benutzt. Die Darstellung der genauigkeitsbeeinflussenden Faktoren im Kapitel 2 hat gezeigt, daß die Qualität der Messungen unmittelbar von dem Empfängerdesign abhängt. Insbesondere das Antennensystem kann die Meßgenauigkeit zu niedrigen Satelliten stark beeinflussen. Aus diesem

Grund hängt die optimale Elevationsmaske vom Empfängertyp ab. Moderne geodätische Empfänger können gute Messungen erzielen, auch wenn das empfangene Signal schwach ist, wie es bei den niedrigen Satelliten der Fall ist. Dieses Kapitel befaßt sich mit dem Einfluß der niedrigen Satelliten auf die Genauigkeit der Positionierung mit Code-Doppelten Differenzen. Die Untersuchung der entsprechenden Situation für die Phasen-DD war nicht Gegenstand dieser Arbeit.

### **5.3.1 Einheitlich gewichtete Beobachtungen**

Bei der einheitlichen Gewichtung der Code-DD ergibt sich die Varianz der Koordinaten aus (3.2.4). Theoretisch betrachtet kann man mit Hilfe dieser Gleichung die Elevationsgrenze berechnen, die eine gewisse Genauigkeit gewährleistet. Bei der praktischen Anwendung ist dies aber aus zwei Gründen nicht realisierbar. Der erste ist, daß die Standardabweichung eine Funktion der Elevation ist. Der zweite Grund hat mit der Modellierung der Beobachtungen zu tun, einem Problem, welches sich in der Koeffizientenmatrix  $A$  widerspiegelt. Bei der Positionierung mit Doppelten Differenzen geht man davon aus, daß die Fehlereinflüsse herausfallen. Zu Abweichungen davon kommt es besonders bei niedrigen Satelliten, bei denen Effekte wie Mehrwegeausbreitung dominieren. Weiterhin verbleiben - selbst bei Benutzung von Korrekturmodellen - atmosphärische Restfehler, welche sich bei den niedrigen Satelliten am stärksten bemerkbar machen.

Aus diesen beiden Gründen kann der Einfluß der niedrigen Satelliten auf die Genauigkeit der Koordinaten nicht aus (3.2.4) berechnet werden. Aus dieser Formel folgt, daß jeder zusätzliche Satellit - unabhängig von seiner Elevation - die Lösung verbessert. Dies begründet sich darin, daß die niedrigen Satelliten zu einer Verbesserung der Geometrie beitragen. Einen sicheren Weg, den Einfluß der niedrigen Satelliten zu untersuchen, bietet die Analyse von Felddaten. Entsprechende Beispiele sind im Kapitel 6.3 zu finden.

### **5.3.2 Unterschiedlich gewichtete Beobachtungen**

Wenn die Code-DD unterschiedlich gewichtet werden, ergibt sich im Prinzip die Kovarianzmatrix der Koordinaten wiederum aus (3.2.4), wobei aber die diagonalen Elemente der Gewichtsmatrix nicht gleich sind. Die Genauigkeit kann jetzt besser geschätzt werden, da die Gewichtsmatrix mehr der Realität entspricht. Die mittels Polynomannpassung, Differenzenbildung oder SNR berechneten Varianzen beschreiben gut das Genauigkeitsverhältnis zwischen den einzelnen Beobachtungen, was für die Berechnung der Unbekannten ausreichend ist. Eine Abweichung dieser Werte von den richtigen Werten (ein konstanter Skalierungsfaktor) beeinflußt die Schätzung der Koordinaten nicht. Sie hat aber Einfluß auf die Schätzung ihrer Kovarianzmatrix. Die unterschiedliche Gewichtung beseitigt also nicht vollständig die Ungenauigkeit in (3.2.4) aufgrund der schlechten Schätzung der Kovarianz der Messungen. Das Problem der Modellierung der Beobachtungen bleibt bestehen, genau wie bei der einheitlichen Gewichtung. Da einige der verbleibenden Restfehler proportional zu der Basislinienlänge sind (s. z.B. Kap. 2.1.3 und 2.2), muß man bei den Untersuchungen diese Parameter berücksichtigen.

Aus diesen Gründen ist der Einfluß der niedrigen Satelliten wieder mit Hilfe einer Datenanalyse zu untersuchen. Man darf jedoch erwarten, daß die niedrigen Satelliten zu noch besseren Ergebnissen führen, wenn die Beobachtungen unterschiedlich gewichtet werden. Die Verringerung der Elevationsmaske verbessert die Geometrie während der Beobachtung, so daß die äußere Genauigkeit größer wird. Die unterschiedliche Gewichtung gewährleistet zudem, daß die niedrigen

Satelliten kein Rauschen in die Lösung einführen. Numerische Untersuchungen sind im Kapitel 6.3 zu finden.

## **5.4 Ambiguitätenauflösung**

Im Rahmen dieser Arbeit wurden Methoden entwickelt, welche die Effektivität und Zuverlässigkeit von existierenden Rapid-Static- und OTF-Algorithmen steigern. Diese Algorithmen sind entsprechend in (Mathes und Gianniou, 1994) und (Mathes, 1993) beschrieben und beruhen - was die Ambiguitätenauflösung angeht - auf dem im folgenden beschriebenen Prinzip.

### **Berechnung von realwertigen Ambiguitäten**

Als erster Schritt ist die Berechnung von realwertigen Ambiguitäten (float ambiguities) notwendig. Eine Möglichkeit sie zu berechnen, bietet die sequentielle Ausgleichung der Phasenmessungen (Sauer mann, 1993). Bei dieser Methode ist aber eine beträchtliche Anzahl von Epochen notwendig, bis die Ausgleichung eine stabile Lösung ergibt. Aus diesem Grund eignet sich dieser Ansatz nicht für „stop-and-go“ und kinematische Anwendungen. Das Problem kann man umgehen, indem man die realwertigen Ambiguitäten mit Hilfe einer Code-DD Lösung berechnet. Bei der Implementierung der o.g. Algorithmen in den Softwarepaketen XRapS und KinSoft werden zu diesem Zweck die C/A-Codemessungen benutzt. Die Benutzung der L2-Codebeobachtungen wurde aus zwei Gründen nicht ausgewählt. Nach der Verschlüsselung des P-Codes haben die L2-Codedaten an Genauigkeit verloren. Darüber hinaus liefern die modernen geodätischen Empfänger C/A-Codemessungen, welche nicht besonders ungenauer als die L2-Codemessungen sind. Das Potential der L2-Codelösung sollte jedoch weiter untersucht werden.

### **Bestimmung des Suchbereichs**

Nach der Berechnung der realwertigen Ambiguitäten muß der Suchbereich, in dem nach den richtigen ganzzahligen Werten gesucht wird, festgelegt werden. Offensichtlich hängt die Größe des Suchbereichs unmittelbar von der Genauigkeit der Codelösung ab. Ein wichtiger Punkt dabei ist, daß jede Phasen-DD einen anderen Einfluß auf die Positionsbestimmung hat. Das bedeutet weiterhin, daß der Suchbereich für jede realwertige Ambiguität eine eigene Empfindlichkeit gegenüber der Genauigkeit der Code-Koordinaten aufweist. Aus diesem Grund ist es sinnvoll, den Suchbereich individuell für jede Ambiguität zu bestimmen. Typische Werte für den kleinsten und größten Suchbereich sind  $\pm 3$  bzw.  $\pm 14$  L1-Zyklen. Numerische Beispiele sind in (Mathes und Gianniou, 1994) zu finden.

### **Reduzierung der Ambiguitätenkandidaten - TFC**

Um die richtigen Ambiguitäten zu finden, müssen alle möglichen Kombinationen zwischen den ganzzahligen Ambiguitätenkandidaten innerhalb der Suchbereiche getestet werden. Die Anzahl der Kombinationen kann solche Werte nehmen, daß die Rechenzeit erheblich steigt. Am Beispiel einer Messung mit sechs DD und einen Mittelwert von  $\pm 6$  L1-Zyklen für den Suchbereich beträgt die Anzahl der Kombinationen knapp drei Millionen ( $12^6$ ). Die Verwendung von Zweifrequenz-Daten bietet eine Möglichkeit, diese Kombinationen zu reduzieren. Abgesehen von der Bildung von Phasenkombinationen, kann dies mit Hilfe des folgenden Kriteriums (Euler, 1990; Euler et al., 1990) erfolgen, was im Rahmen dieser Arbeit als TFC (Two-Frequency Criterion) bezeichnet wird:

$$N_1 \text{ wird getestet wenn: Es gibt } N_2: \frac{\lambda_1}{\lambda_2} N_1 - N_2 \approx 0 \quad (5.4.1)$$

mit  $N_{1,2}$  den ganzzahligen Ambiguitätenkandidaten auf L1 und L2. Bei der Anwendung dieses Kriteriums muß man berücksichtigen, daß die Aufzeichnung der Daten für beide Frequenzen nicht gleichzeitig beginnt. Das Symbol „ $\approx$ “ ist für die vorliegende Arbeit von größter Bedeutung und wird ausführlich im Kapitel 5.4.2 erklärt.

### Auswahl der richtigen Kombination

Die Anwendung des TFC führt zu einer drastischen Reduzierung der zu testenden Ambiguitätenkandidaten. Nur die verbleibenden Kombinationen werden getestet, um diejenige mit dem geringsten Einfluß auf die Residuenquadratsumme zu finden. Diese Kombination wird als richtige Lösung akzeptiert, wenn sie zusätzlich zu kleinen mittleren Fehlern der Koordinaten führt (Mathes, 1993). Die Berechnung der Residuenquadratsumme wird mit Hilfe einer Cholesky-Faktorisierung erheblich beschleunigt (Euler und Landau, 1992).

### **5.4.1 Die Bedeutung der Code-DD Lösung**

Der Suchbereich und folglich die Anzahl der zu testenden Kombinationen hängen unmittelbar mit der Genauigkeit der Code-DD Koordinaten zusammen. Dieser Zusammenhang hängt aber von den verfügbaren Daten (Ein- oder Zweifrequenz) und der Art der Messung (statisch oder kinematisch) ab, wie es im weiteren erläutert wird.

### Ambiguitätenauflösung mit Zweifrequenz-Daten

Bei der Benutzung von Zweifrequenz-Daten wird durch die Anwendung des TFC die Anzahl der Ambiguitätenkandidaten dermaßen reduziert, daß die Anzahl der zu testenden Kombinationen nicht in dem Maße von der Größe des Suchbereichs abhängt, wie es bei Einfrequenz-Daten der Fall ist. Die Tabelle 5.1 zeigt dies am Beispiel einer Messung mit sechs Doppelten Differenzen. Es muß erwähnt werden, daß für diese Berechnungen das TFC in seiner konventionellen Form benutzt wurde. In seiner erweiterten Form, die im Kapitel 5.4.2 erklärt wird, führt dieses Kriterium zu einer größeren Reduzierung der Kombinationen.

Konfidenzintervall [ $\pm$ m]	1.25	1.00	0.75	0.50	0.30
Einfrequenz-Daten	24,773,760	6,877,962	1,053,000	95,256	4,320
Zweifrequenz-Daten	7,875	2,700	1,140	576	144

Tabelle 5.1: Einfluß der Konfidenzintervalle der Code-DD Koordinaten auf die Anzahl der zu testenden Kombinationen am Beispiel einer Messung mit sechs DD.

Bei statischen Messungen können die Daten aller Meßepochen benutzt werden, um die Code-DD Lösung zu berechnen. Bei den modernen Empfängern werden innerhalb weniger Minuten Genauigkeiten unter 1 Meter erreicht, so daß die Ambiguitätenfixierung relativ einfach durchgeführt werden kann. Kritischer ist die Situation bei kinematischen Messungen, wo nur die Code-

beobachtungen einer Epoche zur Positionsberechnung benutzt werden können. Insbesondere bei Echtzeitanwendungen spielt die Anzahl der Kombinationen eine wichtige Rolle (Leinen et al., 1995). Hierzu kann die Benutzung von niedrigen Satelliten in Verbindung mit unterschiedlich gewichteten Beobachtungen beitragen.

### Ambiguitätenauflösung mit Einfrequenz-Daten

Bei kinematischen Messungen mit Einfrequenz-Empfängern ist die Anzahl der Kombinationen so groß, daß selbst ein sehr leistungsfähiger Rechner eine sehr lange Zeit für die Berechnungen benötigen würde. Bei statischen Messungen kann die sequentielle Ausgleichung mehrerer Epochen die Genauigkeit der Koordinaten steigern, so daß eine reine L1-Auswertung realistisch wird. Es ist jedoch sinnvoll, daß man nicht alle Ambiguitäten gleichzeitig löst, weil dann die Anzahl der Kombinationen sehr groß wird. In (Hatch, 1991) wird die Aufteilung der Satelliten in zwei Gruppen vorgeschlagen. Da nur drei DD voneinander unabhängig sind, enthält die erste Gruppe vier Satelliten. Die Beobachtungen der zweiten Gruppe werden als Restriktionen benutzt. Für fünf DD und Konfidenzintervalle von 0,5 m bekommt man eine vierstellige Anzahl von möglichen Kombinationen. Unter diesen beiden Voraussetzungen sind bei numerischen Untersuchungen die Ambiguitäten meistens erfolgreich gelöst. Eine Verallgemeinerung dieser Ergebnisse sowie die Festlegung der optimalen Anzahl der DD verlangen jedoch eine weitere Untersuchung.

Offensichtlich spielt die Genauigkeit der Codelösung bei Einfrequenz-Messungen eine kritische Rolle. Die Analyse von zahlreichen Felddaten hat ergeben, daß bei Beobachtungszeiten von wenigen Minuten eine (äußere) Koordinatengenauigkeit besser als 0,5 m erreicht werden kann, insbesondere für die am besten bestimmten Koordinaten (horizontale Lage). Dabei kann die unterschiedliche Gewichtung der Beobachtungen in Verbindung mit der Benutzung von niedrigen Satelliten sehr effektiv sein. Entsprechende Beispiele findet man im Kapitel 6.3. Für die Ambiguitätensuche sollen natürlich höchstens sechs Satelliten benutzt werden, damit die Anzahl der Kombinationen nicht sehr groß ist. Schließlich muß man betonen, daß nicht nur die Anzahl der zu testenden Kombinationen wichtig ist, sondern vielmehr der Abstand zwischen den ganzzahligen Kandidaten jeder Ambiguität. Bei Einfrequenz-Daten sind alle ganzzahlige Werte innerhalb des Suchbereichs Ambiguitätenkandidaten; sie unterscheiden sich also nur um einen Zyklus. Bei der Anwendung des TFC liegen die L1-Kandidaten weiter voneinander weg, so daß die einzelnen Ambiguitätenkombinationen unterschiedlichen Einfluß auf die Residuenquadratsumme haben, was die Selektion der richtigen Kombination erleichtert.

### **5.4.2 Erweiterung des TFC**

Wie am Anfang des Kapitels 5.4 erwähnt wurde, ist der wichtigste Aspekt bei der Anwendung des TFC das Symbol „ $\approx$ “ in (5.4.1). Es repräsentiert die Toleranz, die man bei der Anwendung des Kriteriums auf Felddaten einführen muß. Aus (3.4.4) folgt, daß die Differenz  $(\lambda_1/\lambda_2)\varphi_1 - \varphi_2$  proportional zum TEC ist. Die Differenz aber  $(\lambda_1/\lambda_2) N_1 - N_2$ , d.h. doppel-differenzierte Phasen, ist proportional zu dem in den DD verbleibenden Teil vom TEC. Bei kurzen Basislinien und kurzen Beobachtungszeiten ist dieser TEC-Anteil gering. Der quadratische Term in den Daten der Abbildung 4.12b fällt somit in den Doppelten Differenzen heraus. Das Rauschen wird jedoch in den DD verstärkt. Die Formel (3.4.4) berücksichtigt nur den ionosphärischen Effekt. Andere Effekte, welche die Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasen beeinflussen, sind im Kapitel 3.4 aufgezählt. Die Berücksichtigung der Tatsache, daß das Rauschen mit abnehmender Elevation wächst, führte zu einer wesentlichen Erweiterung des TFC.

Aus den Abbildungen 4.11a und 4.12b erkennt man, daß das Meßrauschen am meisten zunimmt, wenn die Elevation unter  $20^\circ$  fällt. Bei einer Phasenauswertung benutzt man in der Regel Satelliten unterhalb von  $20^\circ$  oder  $15^\circ$  nicht. Eine genauere Betrachtung der o. g. Abbildungen ergibt aber, daß selbst bei Elevationen zwischen  $30^\circ$  und  $15^\circ$  das Rauschen beträchtlich größer ist als bei höheren Elevationswinkeln. Aus diesem Grund wird bei der erweiterten Form des TFC eine elevationsabhängige Toleranz benutzt. Wenn man die Skalierung der vertikalen Achse der Abb. 4.12 betrachtet, erkennt man, daß die Rauschpegel für Elevationen von  $40^\circ$  und  $15^\circ$  sich um weniger als 2% eines L2-Zyklus unterscheiden. Dieser Unterschied erscheint gering, man muß jedoch zwei Aspekte berücksichtigen: Erstens wird in den DD das Rauschen verstärkt. Zweitens ist die Effektivität des TFC sehr empfindlich gegenüber der benutzten Toleranz. Dies wird in der Abbildung 5.6 gezeigt, welche die Anzahl der zu testenden Kombinationen für verschiedene Werte der TFC-Toleranz am Beispiel einer Messung mit sechs Doppelten Differenzen angibt. Man erkennt, daß die Verminderung der Toleranz um 0.02 Zyklen (von 0.11 auf 0.09) eine Reduzierung der Kombinationen um 90% bedeutet.

Eine weitere Verbesserung des TFC konnte dadurch erzielt werden, daß die Toleranz an die Datenqualität des benutzten Empfängertyps angepaßt wurde (Gianniou und Groten, 1996a). Selbst zwischen zwei Empfängern hoher Qualität können beträchtliche Unterschiede auftreten. Das läßt sich in der Abb. 4.4a (statischer Teil der Messung) leicht erkennen.

Die einheitlich benutzte TFC-Toleranz von 0.10 Zyklen (Sauer mann, 1993) kann am Beispiel der TRIMBLE 4000 Empfänger auf 0.08 Zyklen reduziert werden. Dieser Wert kann weiterhin bei hohen Satelliten auf 0.06 gesetzt werden. Diese Werte wurden nach ausführlicher Datenanalyse berechnet und erlauben die erhebliche Reduktion der zu testenden Kombinationen, ohne daß die Gefahr besteht, die richtigen Ambiguitäten auszuschließen. Eine Untersuchung zum Vergleich zwischen konventioneller und erweiterter Form des TFC ergab dementsprechend 2160 und 240 Kombinationen zwischen den Kandidaten der sechs DD.

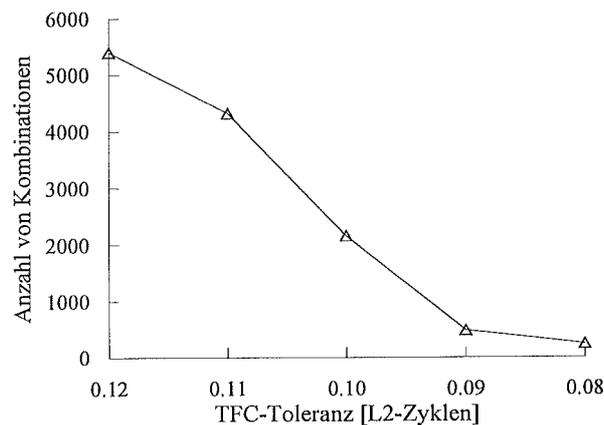


Abbildung 5.6: Einfluß der TFC-Toleranz auf die Anzahl der zu testenden Kombinationen am Beispiel einer Messung mit sechs DD.

Zusammenfassend kann man sagen, daß die Erweiterung des TFC die Anzahl der Kombinationen erheblich reduziert, was die Ambiguitätenfixierung entsprechend beschleunigt. Dies ist insbesondere bei Echtzeitanwendungen von Bedeutung, wo bei einer Aufzeichnungsrate von 1 Sekunde die Positionsberechnung innerhalb 0.1 - 0.2 sec durchgeführt werden muß (Mathes und Gianniou, 1996).

## 6 Numerische Untersuchungen

Die Effektivität der im fünften Kapitel dargestellten Ansätze wurde durch eine Untersuchung zahlreicher Felddaten bestätigt. Hiervon werden einige repräsentative Beispiele angegeben.

### 6.1 Unterschiedliche Gewichtung der Code-DD

Die Effektivität der unterschiedlichen Gewichtung der Code-DD wird hier am Beispiel von zwei kinematischen Messungen aufgezeigt. Die einzelnen Varianzen der Beobachtungen wurden mit Hilfe des SNR berechnet. Ähnliche Ergebnisse bekommt man bei der Gewichtung mittels Differenzenbildung oder Polynomannpassung, da die DD der Empfänger (TRIMBLE 4000) hauptsächlich von zufälligen Fehlern beeinflusst sind. Für die Berechnung der Koordinatenfehler wurde als Referenz die Lösung des OTF-Algorithmus benutzt.

Die Abbildung 6.1a gibt den Fehler in der Z-Koordinate für einheitlich und unterschiedlich gewichtete Code-DD an. Die Daten sind aus einer Flugmessung mit einem Dornier DO 228 Flugzeug. Die verwendeten Empfänger waren TRIMBLE 4000SSE mit geodätischen Antennen mit Grundplatten. Die Elevationsmaske betrug  $10^\circ$  und die Aufzeichnungsrate 0.5 sec. Es gab drei bis vier Satelliten mit Elevationen zwischen  $10^\circ$  und  $17^\circ$ . Man erkennt leicht die Verbesserung der Lösung durch die unterschiedliche Gewichtung der DD. Die Abbildung 6.1b zeigt die Differenz zwischen dem größten (positiven) und dem kleinsten (negativen) Fehler für alle drei Koordinaten über die ganze Meßdauer. Sie gibt auch die Standardabweichungen der Koordinatenfehler an. Es ist zu bemerken, daß die größte Verbesserung bei der am schlechtesten bestimmten Z-Koordinate erzielt wird. Es ist ein allgemeines Merkmal der unterschiedlichen Gewichtung, daß sie bei hohem Meßrauschen am effektivsten ist. Bei sehr präzisen Messungen, d.h. einer Standardabweichung der Fehler kleiner als  $\pm 0.4$  m, kann manchmal die Situation auftreten, daß die unterschiedliche Gewichtung zu einer geringfügig größeren Varianz der Fehler führt als die einheitliche. Dies ist aber kein Nachteil, da diese Verschlechterung sehr klein ist (unter 5%), wobei die in der Regel erreichte Verbesserung wesentlich größer ist (bei der Z-Koordinate des Beispiels beträgt sie 30%).

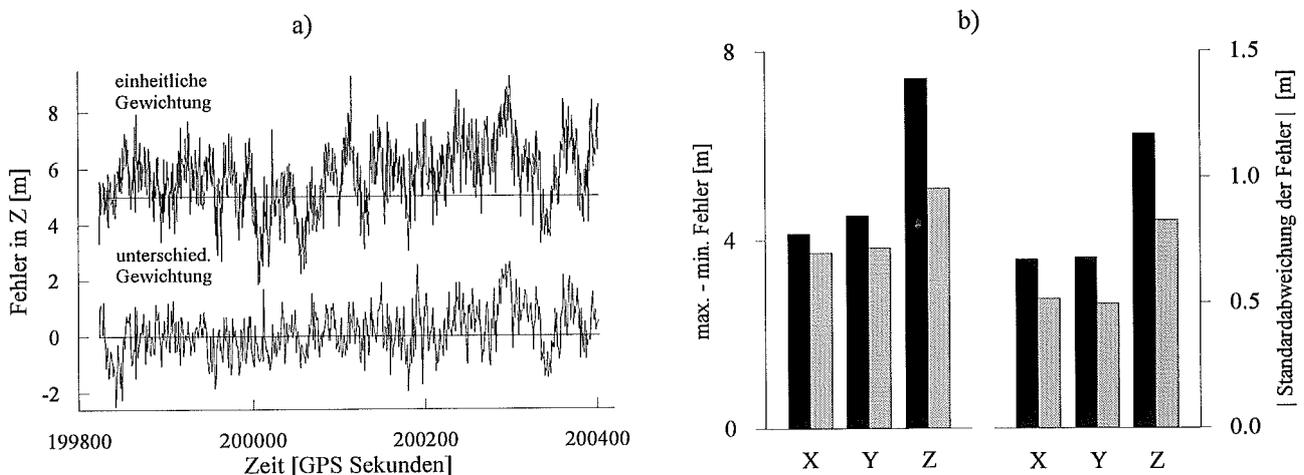


Abbildung 6.1: Einheitsliche (Kurve verschoben um 5 m) gegenüber unterschiedlicher Gewichtung der Code-DD: a) Fehler in der Z-Koordinate, b) Differenz zwischen maximalem und minimalem Fehler und Standardabweichung der Fehler. (Die dunklen Balken entsprechen der einheitlichen und die hellen der unterschiedlichen Gewichtung).

Die Abbildung 6.2a gibt den Fehler in der X-Koordinate für die beiden Gewichtungsmethoden an. Die Daten stammen aus einer kinematischen Messung mit einem Kleinbus, die am 25. Oktober 1995 stattgefunden hat. An diesem Tag war AS ausgeschaltet und die beiden TRIMBLE SSI Empfänger haben die L2-Messungen mit Hilfe des P-Codes erzeugt. Ein dritter SSI Empfänger, der 7 km entfernt war, hat im E-Modus gemessen, d.h. die Verfügbarkeit des P-Codes wurde ignoriert. Dies erlaubte die Untersuchung der Effektivität der Gewichtung mittels SNR in Abhängigkeit von dem verwendeten Tracking-Verfahren. Die Elevationsmaske betrug  $5^\circ$  und unter  $20^\circ$  befanden sich zwei Satelliten. Die Verbesserung der Lösung durch die unterschiedliche Gewichtung ist leicht erkennbar. Von Interesse ist der Ausreißer nach der Epoche 311700 bei der einheitlichen Gewichtung. Er ist durch einen Satelliten verursacht, der zu dieser Epoche zum ersten Mal beobachtet wurde. Oft sind diese ersten Messungen sehr ungenau, so daß nur eine Messung die Position beträchtlich verschlechtern kann. Solche Messungen sind in der Regel mit einem sehr kleinen SNR-Wert verbunden, so daß bei der Gewichtung mittels SNR die Lösung nicht beeinflußt wird.

Der linke Teil der Abbildung 6.2b gibt die Differenz zwischen dem größten und dem kleinsten Koordinatenfehler für alle drei Koordinaten an. Der rechte Teil der Abbildung bezieht sich auf die Lösung mit der 7 km entfernten Referenzstation. Offensichtlich sind in diesem Fall die Koordinaten deutlich ungenauer, was nicht allein auf die große Entfernung zurückgeführt werden kann. Es gibt noch zwei Gründe, welche diesen Unterschied verursacht haben können: Erstens ist die Umgebung der entfernten Referenzstation von Störsignalinterferenzen betroffen. Zweitens hat der Empfänger ein anderes Tracking-Verfahren benutzt. Es ist aber von Interesse, daß die Gewichtung mittels SNR in beiden Fällen wirkungsvoll ist.

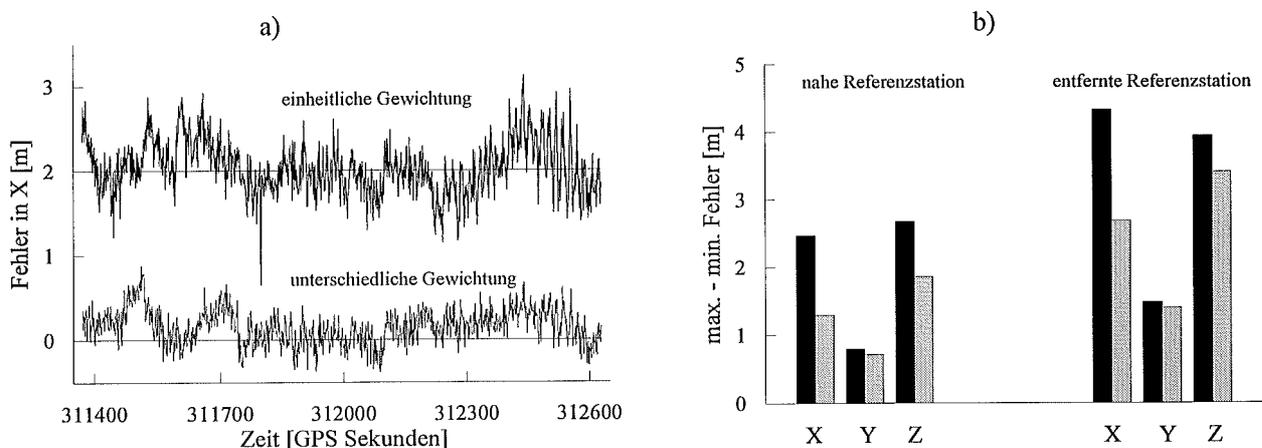


Abbildung 6.2: Einheitliche (Kurve verschoben um 2 m) gegenüber unterschiedlicher Gewichtung der Code-DD: a) Fehler in der X-Koordinate, b) Standardabweichung der Fehler. (Die dunklen Balken entsprechen der einheitlichen und die hellen der unterschiedlichen Gewichtung).

## 6.2 Unterschiedliche Gewichtung der Phasen-DD

Bei kinematischen Messungen ist die Überprüfung der Genauigkeit der Phasenlösung schwierig, da es nur sehr wenige Systeme mit einer genaueren Positionsbestimmung gibt, die als Soll-Lösung benutzt werden kann. Aus diesem Grund wird hier die Effizienz der unterschiedlichen Gewichtung der Phasen-DD anhand von statischen Messungen auf bekannten Basislinien gezeigt.

Da die Phasenmessungen einen sehr kleinen Rauschpegel aufweisen, hat die Gewichtsmatrix keinen großen Einfluß auf die Ergebnisse. In der Regel unterscheiden sich die Koordinaten von einheitlich und unterschiedlich gewichteten Phasen-DD nur um wenige Millimeter. In extremen Fällen kann aber dieser Unterschied bis zu 1 Zentimeter betragen. Einen solchen Fall zeigt die Abbildung 6.3, welche den Fehler in der X-Koordinate für die beiden Gewichtungsmethoden darstellt. Die Differenz zwischen dem größten und dem kleinsten Fehler beträgt dementsprechend 24 mm und 15 mm, was einer Verbesserung von 37% entspricht. Es ist von Interesse, daß nur Satelliten über  $15^\circ$  benutzt wurden und daß die Messung in einer störungsfreien Umgebung stattgefunden hat. Dies beweist die Effizienz der Methode auch wenn es keine großen Unterschiede zwischen den Rauschpegeln der einzelnen DD gibt.

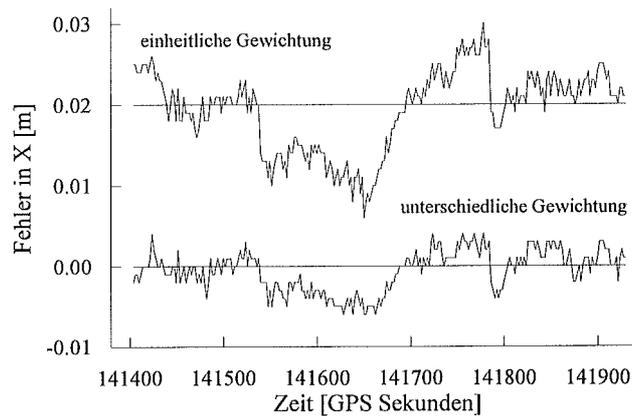


Abbildung 6.3: Einheitliche (Kurve verschoben um 0.02 m) gegenüber unterschiedlicher Gewichtung der Phasen-DD. (Fehler in der X-Koordinate).

Nach einer genaueren Betrachtung der Abb. 6.3 erkennt man, daß in beiden Fällen die Koordinaten um den richtigen Wert schwanken. Wird ein Punkt über einen längeren Zeitraum besetzt, fallen die langperiodischen Fehler in der Position heraus. Am Beispiel der Daten der Abb. 6.3 wäre aber die dafür benötigte Zeit bei der einheitlichen Gewichtung länger als 5 Minuten, was sich der heutigen Tendenz zur Reduzierung der Beobachtungszeit (stop and go, Echtzeit GPS-Vermessung) nicht anpaßt. Bei der unterschiedlichen Gewichtung sind die lokalen Abweichungen (local biases) kleiner, so daß die Positionsbestimmung weniger empfindlich gegenüber der Meßdauer ist. Bei kurzen

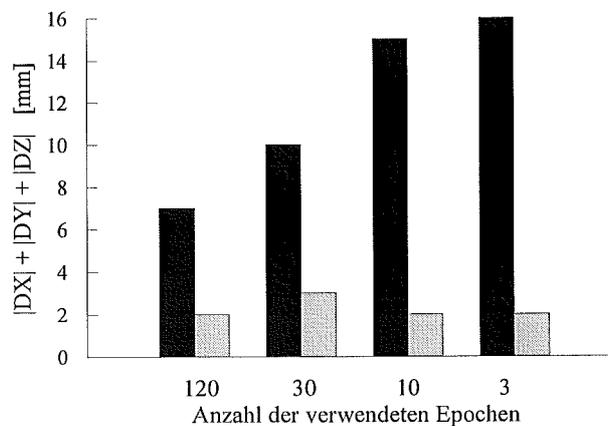


Abbildung 6.4: Vergleich der einheitlichen (dunkle Balken) und unterschiedlichen Gewichtung (helle Balken) der Phasen-DD in Abhängigkeit von der Anzahl der verwendeten Meßepochen.

Punktbesetzungen oder kinematischen Anwendungen kann also die unterschiedliche Gewichtung der Phasen DD sehr effektiv sein. Das zeigt auch die Abbildung 6.4, welche die Summe der absoluten Werte der Koordinatenfehler ( $|DX| + |DY| + |DZ|$ ) in Abhängigkeit von der Anzahl der verwendeten Meßepochen angibt. Es muß jedoch betont werden, daß diese Abbildung eine extreme Situation darstellt. Die erzielte Verbesserung ist in der Regel geringer.

### 6.3 Einfluß der niedrigen Satelliten

Im folgenden wird mit Hilfe von Testmessungen der Einfluß der niedrigen Satelliten, d.h. mit einer Elevation kleiner als  $20^\circ$  oder  $15^\circ$ , auf die Positionierung mit Code-DD dargestellt. Im Rahmen dieser Arbeit wurden auch Untersuchungen für die Phasen-DD durchgeführt, wobei die Ergebnisse der Auswertungen mit Elevationsmasken von  $0^\circ$ ,  $10^\circ$ , und  $20^\circ$  untereinander verglichen wurden. Die niedrigen Satelliten wirken sich aber nicht immer positiv auf die Positionsgenauigkeit aus.

#### Statische Messungen

Die Daten der Abbildung 6.5 stammen von einem Vergleichstest zwischen NovAtel L1 GPSCards und TRIMBLE SSE Empfängern. In der Umgebung der Messungen gab es keine reflektierenden Oberflächen und es wurden keine Choke Rings oder Grundplatten benutzt. Die beiden Basislinienlängen betragen ca. 1.3 km und die vier Empfänger waren so aufgebaut, daß alle Einflüsse auf die Referenz- oder Mobilstationen möglichst gleich waren. Dies erlaubt den direkten Vergleich der Ergebnisse. Über  $20^\circ$  waren sechs Satelliten sichtbar und unter dieser Elevation vier Satelliten mit Anfangselevationen von  $18^\circ$ ,  $13^\circ$ ,  $8^\circ$  und  $3^\circ$ . Anhand der Abbildung erkennt man, daß bei beiden Empfängern die niedrigen Satelliten einen positiven Einfluß auf die Positionsbestimmung haben. Von Interesse sind auch die unterschiedlichen Rausch-Charakteristika der beiden Empfängertypen. Neben den unterschiedlichen Amplituden ist auch der Unterschied bei den Frequenzverteilungen erkennbar, was sich aus der Abbildung 3.5 und der Darstellung im Kapitel 3 erklären läßt.

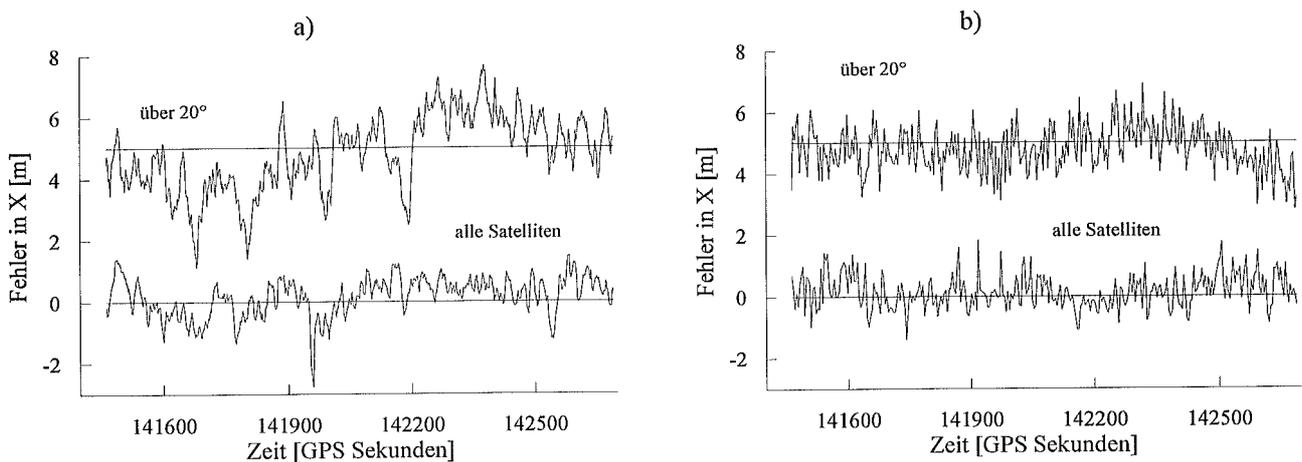


Abbildung 6.5: Koordinatenfehler für eine Auswertung mit und ohne niedrige Satelliten für zwei Empfängertypen a) NovAtel L1 GPSCard und b) TRIMBLE SSE. (Die oberen Kurven sind um 5 m verschoben).

Die Abbildung 6.6 zeigt die Standardabweichungen der Fehler in allen drei Koordinaten. Man erkennt, daß die größte Verbesserung bei den am schlechtesten bestimmten Koordinaten erreicht

wird. Dies lässt sich durch die Veränderung in der Satellitengeometrie erklären. Die gleiche Ursache hat auch der geringe Zuwachs der Varianz des Fehlers in der Y-Koordinate bei den TRIMBLE Daten. Die Situation tritt manchmal auf, stellt aber kein echtes Problem dar, da nur die am besten bestimmte Koordinate betroffen ist und die entsprechende Verschlechterung gering bleibt. Der gesamte Positionsfehler ( $|DX| + |DY| + |DZ|$ ) wird verringert, insbesondere wenn die Positionierung nur mit hohen Satelliten nicht sehr genau ist (rechter Teil der Abbildung).

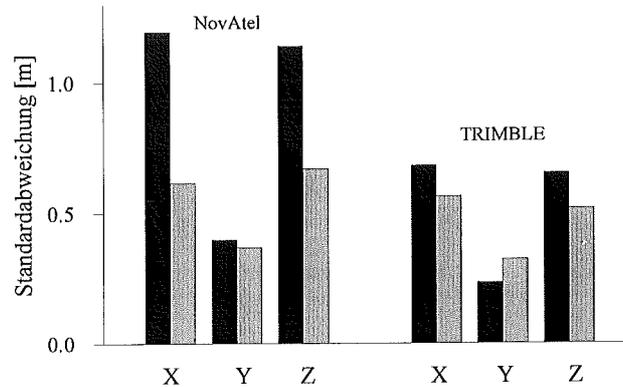


Abbildung 6.6: Standardabweichung der Koordinatenfehler der Daten der Abb. 6.5. Die dunklen Balken entsprechen der Auswertung mit einer Elevationsmaske von  $20^\circ$  und die hellen Balken der Auswertung mit einer Elevationsmaske von  $0^\circ$ .

### Kinematische Messungen

Man darf erwarten, daß der Einfluß der niedrigen Satelliten auf die Positionierung mit Code-DD nicht davon abhängt, ob der Empfänger statisch oder kinematisch beobachtet. Für den kinematischen Fall gibt es aber zwei Aspekte, die Unterschiede verursachen können: Erstens sind Mehrwegeausbreitungseffekte durch Reflexionen an Oberflächen des Trägers (Auto, Flugzeug, Schiff) nur schwer zu vermeiden. Weiterhin entstehen in einer dynamischen Umgebung Fehler bei der Signalverfolgung (Braasch, 1994). Aus diesen Gründen wurde der Einfluß der niedrigen Satelliten auch im kinematischen Modus untersucht.

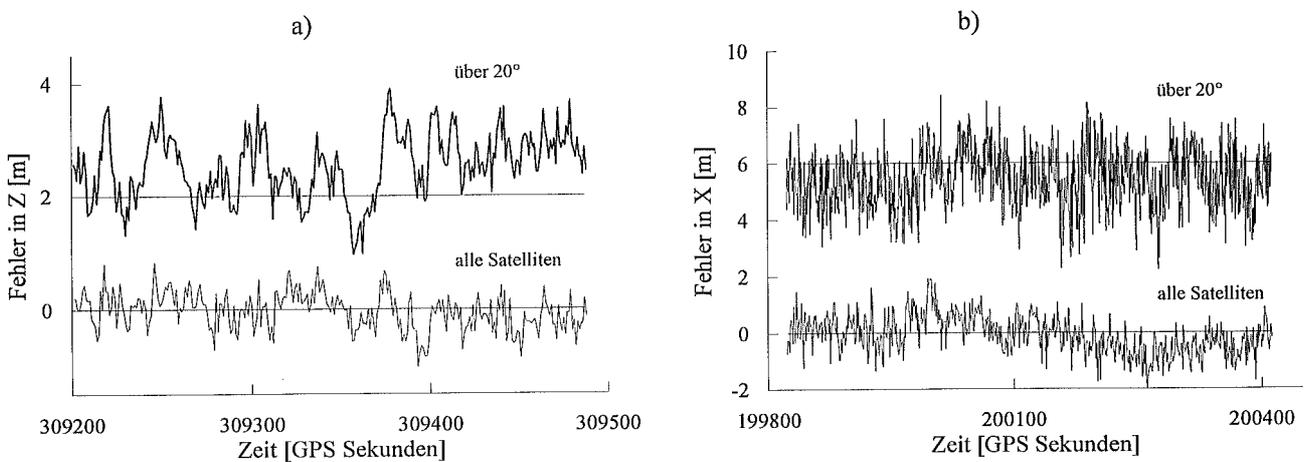


Abbildung 6.7: Koordinatenfehler für eine Auswertung mit und ohne niedrige Satelliten für zwei kinematische Messungen mit a) Fahrzeug und b) Flugzeug. (Die oberen Kurven sind um 2 m bzw. 6 m verschoben).

Die Daten der Abbildung 6.7a wurden im Februar 1994 auf einem Kleinbus aufgezeichnet. Zwei TRIMBLE SSE Empfänger mit geodätischen Antennen mit Grundplatten wurden benutzt. Die Lösung mit allen Satelliten weist nicht nur einen kleineren Rauschpegel auf, sondern ist auch frei von systematischen Fehlern, was bei den letzten 200 Sekunden der Lösung mit einer Elevationsmaske von  $20^\circ$  nicht der Fall ist. Es ist von Interesse, daß der große Unterschied zwischen den beiden Lösungen durch nur zwei Satelliten mit Elevationen von  $17^\circ$  und  $19^\circ$  verursacht wird. Dies beweist, daß die Elevationsmaske bei den Messungen sehr sorgfältig auszuwählen ist. Die Elevationen der übrigen 7 Satelliten waren gut verteilt, wobei zwei davon sich im Bereich  $20^\circ$ - $30^\circ$  befanden. In der Abbildung 6.8 sind die Standardabweichungen der Fehler in allen Koordinaten angegeben.

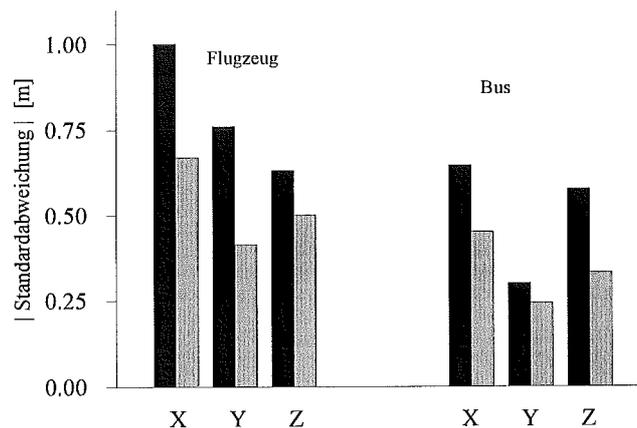


Abbildung 6.8: Standardabweichung der Koordinatenfehler der Daten der Abb. 6.7. Die dunklen Balken entsprechen der Auswertung mit einer Elevationsmaske von  $20^\circ$  und die hellen Balken der Auswertung mit einer Elevationsmaske von  $0^\circ$ .

In der Abbildung 6.7b wird der Einfluß der niedrigen Satelliten am Beispiel der in der Abb. 6.1 beschriebenen Flugmessung dargestellt. Die Verbesserung aller drei Koordinaten wird in der Abb. 6.8 gezeigt.

### Troposphärischer Einfluß

Wie im Kapitel 2.2 erklärt wurde, nimmt der in den DD verbleibende troposphärische Restfehler mit abnehmender Elevation zu. Alle bisherigen Lösungen wurden mit dem Modell (5.1.1) berechnet, d. h. es ist eine troposphärische Korrektur angebracht worden. Um den Einfluß der niedrigen Satelliten bei der Modellierung ohne troposphärische Korrektur zu untersuchen, wurden die Daten der Abbildung 6.7a ausgewertet, ohne diese Korrektur anzubringen. Es wurde eine 8 km entfernte Referenzstation benutzt, damit der Restfehler nicht zu gering war. Die Standardabweichungen der Koordinatenfehler blieben praktisch unverändert und die Differenz zwischen größtem und kleinstem Fehler hat sich nur wenig geändert. Diese Ergebnisse wurden auch durch andere Auswertungen bestätigt.

### Niedrige Satelliten und unterschiedliche Gewichtung

Die niedrigen Satelliten verbessern in der Regel die Positionierung mit Code-DD. Dieses Ergebnis stammt allerdings aus einer Datenanalyse und es gibt keinen theoretischen Beweis dafür. So kann es vorkommen, daß diese Satelliten einen negativen Einfluß haben (vgl. Kap. 5.3.1). Bei unter-

schiedlich gewichteten Beobachtungen kann jedoch die positive Auswirkung der niedrigen Satelliten zum großen Teil begründet werden (s. auch Kap. 5.3.2). Das zeigt auch die Abbildung 6.9, welche die Standardabweichungen der Koordinatenfehler für die beiden Gewichtungsmethoden angibt. Die Umstände der Messung waren ähnlich wie die in der Abb. 6.7a. Die Elevationsverteilung bei der Messung war derart, daß sich immer nur ein Satellit zwischen den 20°, 15°, 10°- und 0°-Grenzen befand. Bei der einheitlichen Gewichtung verbessert sich die Lösung nur bis zur 15°-Grenze. Man darf daraus jedoch nicht ableiten, daß diese Elevationsgrenze die optimale ist. Meistens werden die Ergebnisse auch durch niedrigere Satelliten verbessert. Das ist beispielsweise mit dem niedrigsten Satelliten (10°-0°) der Fall. Die richtige Interpretation der Abb. 6.9a ist, daß der Einfluß der niedrigen Satelliten nicht immer positiv ist. Diese Schwierigkeit wird durch die unterschiedliche Gewichtung der Beobachtungen beseitigt, wie die Abb. 6.9b zeigt.

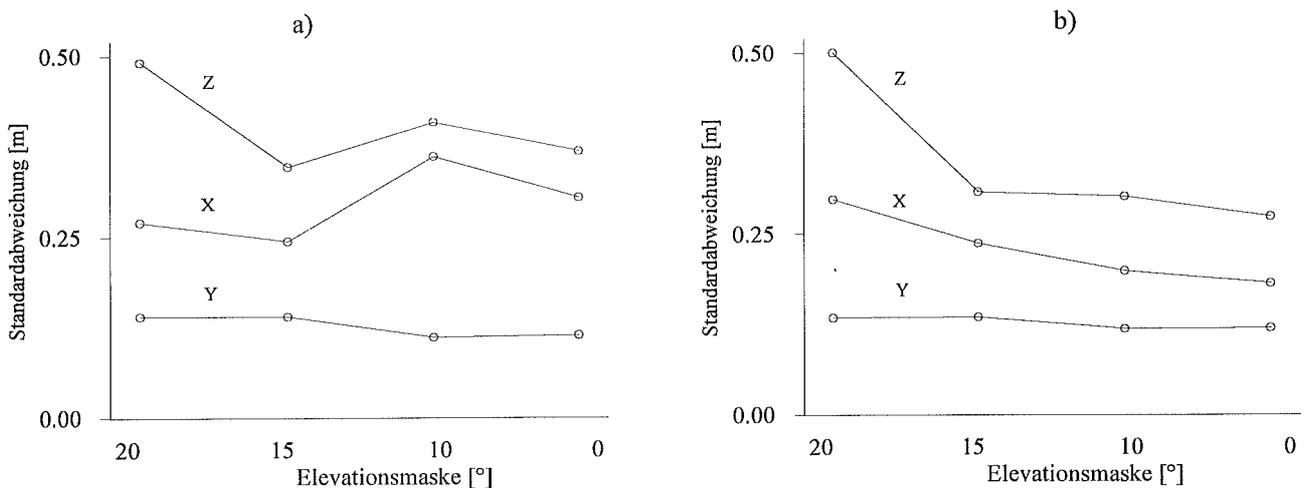


Abbildung 6.9: Standardabweichung der Koordinatenfehler in Abhängigkeit von der Elevationsmaske für a) einheitlich und b) unterschiedlich gewichtete Code-DD.

Abschließend ist zu bemerken, daß die nicht-eindeutige Auswirkung der niedrigen Satelliten in diesem Beispiel dadurch verursacht wird, daß die Lösung schon bei 20° sehr genau ist (Standardabweichung unter 0.40 m). Aus demselben Grund sind einige Werte in der Abb. 6.9b unwesentlich größer als in 6.9a.

## **6.4 Ambiguitätenauflösung**

Auf die Bedeutung der Code-DD Lösung und der Toleranz des TFC für die Ambiguitätenauflösung wurde im fünften Kapitel eingegangen. Im folgenden wird diese Bedeutung mit Hilfe von Felddaten dargestellt.

### **6.4.1 Die Bedeutung der Code-DD Lösung**

#### Zweifrequenz-Daten

Die Genauigkeit der Code-DD ist besonders für die Ambiguitätenauflösung in der Bewegung von Bedeutung. Wenn die mittels Code-DD berechnete Position stark von der tatsächlichen abweicht,

werden die richtigen Ambiguitäten nicht getestet. In diesem Fall erfüllt keine Kombination die erforderlichen Kriterien und die Ambiguitätensuche wird in der nächsten Epoche neu gestartet. Wenn das Koordinatenrauschen sehr groß aber weiß ist (vgl. Abb. 6.7b), wird der Positionsfehler nach wenigen Epochen wieder klein. Handelt es sich jedoch um farbiges Rauschen mit langperiodischen Komponenten (vgl. Abb. 6.5a und 6.7a), kann es vorkommen, daß in mehreren nacheinander folgenden Epochen die richtigen Ambiguitäten nicht getestet werden. Anhand der Beispiele der Kapitel 6.2 und 6.3 läßt sich folgern, daß die Verwendung von niedrigen Satelliten in Verbindung mit der unterschiedlichen Gewichtung der Beobachtungen dieses Problem beträchtlich verringert.

### Einfrequenz-Daten

Bei der Ambiguitätenauflösung mit Einfrequenz-Daten ist die Genauigkeit der Codelösung von größter Bedeutung (vgl. Tabelle 5.1). Die Abbildung 6.10 zeigt die Koordinatenfehler einer sequentiellen Ausgleichung von C/A-Code-DD in Abhängigkeit von der Anzahl der verwendeten Epochen. Die Messungen wurden mit TRIMBLE SSE Empfängern durchgeführt. Die Beobachtungen zu den sechs Satelliten wurden einheitlich gewichtet. Man erkennt, daß sich die Fehler nach fünf Minuten bei kleinen Werten stabilisieren, was charakteristisch für diese Empfänger ist. Es ist typisch für die geographische Lage des Beobachtungsortes (Deutschland), daß die Y-Koordinate wesentlich genauer bestimmt wird (Gianniou und Groten, 1996b). Die Betrachtung der Tabelle 5.1 unter diesem Aspekt ergibt, daß die entsprechende Anzahl der Kombinationen von der gleichen Größenordnung wie die einer Zweifrequenz-Lösung für ein Konfidenzintervall von  $\pm 1.25$  m ist.

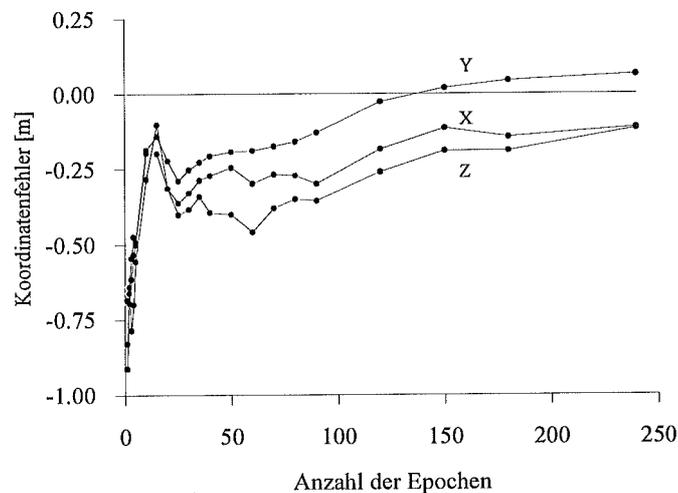


Abbildung 6.10: Koordinatenfehler einer sequentiellen L1-Code-DD-Lösung in Abhängigkeit von der Anzahl der verwendeten Meßepochen (Die Aufzeichnungsrate betrug 1 Sekunde).

### 6.4.2 Ambiguitätenauflösung mit Zweifrequenz-Daten

Die Bedeutung der Erweiterung des TFC bei der Reduzierung der zu testenden Kombinationen wurde bereits im Kapitel 5.4.2 erläutert. Im folgenden wird der Einfluß der Verzerrungen der Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen (s. Kap. 4.2.1) auf die Ambiguitätenauflösung in dynamischer Umgebung dargestellt.

Die Abbildung 6.11 zeigt die Differenz (3.4.8) für den Satelliten PRN 26 aus den Daten der Abb. 6.1. Die Pfeile markieren die Epochen, zu den die Ambiguitätensuche gestartet wurde. Die Zahlen geben die Anzahl der benötigten Epochen für die Ambiguitätenauflösung an. Solange die Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasen-DD ungestört bleibt, werden die richtigen Ambiguitäten innerhalb der kürzest möglichen Zeit von drei Epochen gefunden. An den Stellen allerdings, wo die TFC-Toleranz überschritten wurde, waren bis zu 17 Epochen erforderlich. Wie schon erläutert wurde, werden die Verzerrungen durch die Richtungsänderungen verursacht. Eine Möglichkeit, diese Schwierigkeit zu beseitigen, bietet die dynamische Steuerung der TFC-Grenzen (Gianniou und Groten, 1996a) in Abhängigkeit von den Richtungsänderungen. Diese Information kann man beispielsweise von der Codelösung erhalten. Dies muß aber weiter untersucht werden, da die Anzahl der zu testenden Ambiguitätenkombinationen sehr empfindlich gegenüber der TFC-Toleranz ist (vgl. Abb. 5.6). Bei dieser Problematik macht sich die Notwendigkeit der Anpassung eines Echtzeit-OTF-Algorithmus an die Datenqualität des Empfängers besonders bemerkbar (vgl. Abb. 4.4a).

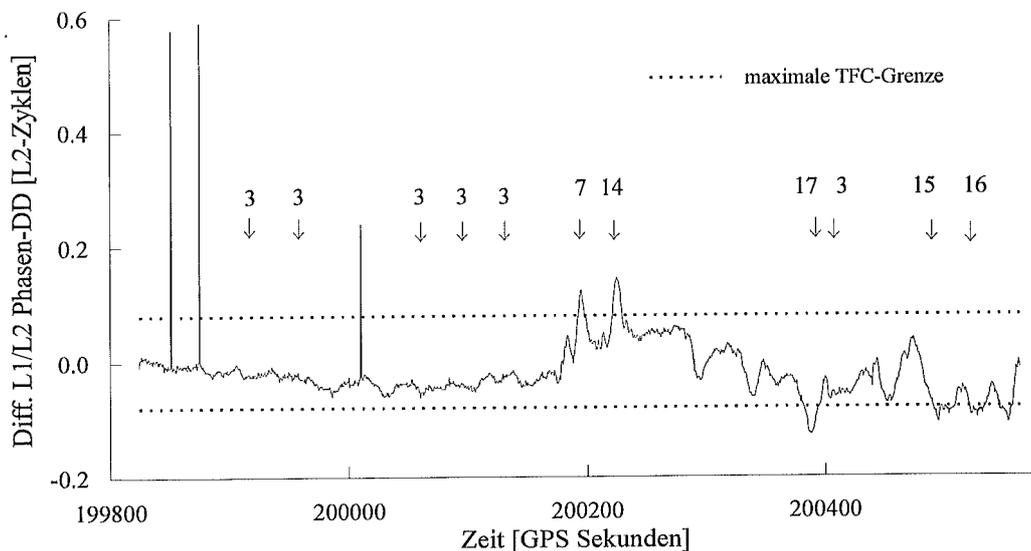


Abbildung 6.11: Einfluß der Verzerrung der Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen auf die Anzahl der Epochen zur Ambiguitätenauflösung (Zahlen über den Pfeilen).

## 7 Schlußbetrachtung

Für die Geodäsie und die hochgenaue Navigation war bis vor wenigen Jahren ausschließlich die differentielle Positionierung mit Hilfe von Phasenmessungen von Interesse. In der letzten Zeit gewinnt die Positionsbestimmung mit Code-Doppelten Differenzen (DD) immer mehr an Bedeutung. Einerseits liegt dies daran, daß die Verbesserung der Empfängertechnologie („Narrow Correlator“-Technik, Unterdrückung der Umwegsignale, Steigerung des Signal-Rausch-Verhältnisses u.a.) eine beträchtliche Erhöhung der Codemeßgenauigkeit ermöglichte. Andererseits ist die heutzutage angestrebte Reduzierung der erforderlichen Zeit zur Ambiguitätenauflösung (stop-and-go, On-The-Fly (OTF)) nur mit Hilfe der Codemessungen zu realisieren. Die Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit wurden mit Hinblick auf kurzzeit-statische und kinematische Anwendungen unter Verwendung von Code- und Phasen-Doppelten Differenzen durchgeführt.

Die Positionsbestimmung mit Hilfe von Doppelten Differenzen ist eng mit der Problematik der Genauigkeitsschätzung der berechneten Koordinaten verbunden. Die aus der Ausgleichung unter der Methode der kleinsten Quadrate ermittelten mittleren Koordinatenfehler sind zu optimistisch geschätzt (Jäger und Leinen, 1992). Das liegt einerseits daran, daß viele Einflüsse nicht vollständig in den DD herausfallen. Andererseits beschreibt die in der Regel benutzte Kovarianzmatrix der Beobachtungen nicht realistisch die Meßgenauigkeit, wie bereits im Kapitel 1 erklärt wurde. Für die Eliminierung der in den DD verbleibenden Effekte sind zahlreiche Ansätze entwickelt worden, welche diese Restfehler durch eine Modellierung zum großen Teil erfassen können. Dies gilt u.a. für die ionosphärische (Georgiadou, 1990; Wanninger, 1995) und die troposphärische Refraktion (Yan et al., 1992; Becker, 1995), die relativistischen Effekte (Zhu und Groten, 1988) und die Exzentrizitäten der Antennenphasenzentren (Wiget et al., 1990; Breuer et al., 1995).

Die vorliegende Arbeit befaßt sich nicht mit modellierbaren Einflüssen, sondern mit der stochastischen Betrachtung der Fehler im Sinne der Berechnung der Kovarianzmatrix der Beobachtungen. Es ist offensichtlich, daß für diese Betrachtung die aus allen Effekten resultierende Meßgenauigkeit und nicht die einzelnen Störeinflüsse von Interesse sind. Da die Genauigkeit der Messungen nur durch eine Datenverarbeitung ermittelt werden kann, ist es notwendig, die Eigenschaften aller beträchtlichen Effekte zu kennen. Am Beispiel der Bildung von zeitlichen Differenzen ist so eine richtige Interpretation der Ergebnisse nur dann möglich, wenn die einzelnen Frequenzen der mitwirkenden Einflüsse bekannt sind.

### Theoretische Betrachtung der Qualität der GPS-Beobachtungen

Das Kapitel 2 gibt eine ausführliche Beschreibung der wesentlichen genauigkeitsbeeinflussenden Faktoren. Zusammenfassend lassen sich diese Faktoren in drei Kategorien einteilen: ausbreitungsbezogene (ionosphärische und troposphärische Refraktion), umgebungsbezogene (Mehrwegeausbreitung, Störsignalinterferenzen) und empfangssystembezogene (Antennenaufbau, Tracking-Verfahren) Faktoren. Um die Darstellung der letzten Kategorie zu erleichtern, wird im Kapitel 2.3 auf die Struktur der GPS-Signale und die Konzeption des Empfangssystems (Empfänger und Antenne) eingegangen.

Für die Betrachtungen in dieser Arbeit ist der wichtigste Aspekt bei der ionosphärischen Refraktion der dispersive Charakter dieses Einflusses. Er hat eine Verzerrung der Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen zur Folge. Diese Beziehung wird für die Ambiguitätenauflösung mit Zweifrequenz-Daten verwendet (Two Frequency Criterion; TFC) und ist der entscheidende Faktor, der die Anzahl der zu testenden Ambiguitätenkombinationen bestimmt. Obwohl der größte Anteil

des ionosphärischen Einflusses durch den Effekt erster Ordnung verursacht wird, sind die Effekte höherer Ordnung von größerer Bedeutung, da sie unmittelbar vom geomagnetischen Feld abhängen und infolgedessen nur schwer modellierbar sind.

Bei der Troposphäre kann es im Gegensatz zur Ionosphäre vorkommen, daß die Signale nicht die ganze troposphärische Schicht durchlaufen. Somit können bei einem Höhenunterschied zwischen beiden Stationen die in den Doppelten Differenzen verbleibenden Restfehler beträchtlich sein. Aus diesem Grund muß - insbesondere bei Fluganwendungen - die troposphärische Verzögerung modelliert werden.

Das Empfangssystem spielt bei der Qualität der Messungen eine entscheidende Rolle. Besonders deutlich erscheint dies, wenn man zwischen zwei Empfängergenerationen vergleicht. So erlaubte beispielsweise der Übergang vom TRIMBLE 4000SST-Empfänger zum 4000SSE-Empfänger L2-Phasenmessungen mit voller Wellenlänge und eine C/A-Code-Meßgenauigkeit, welche sich nur wenig von der Meßgenauigkeit des P-Codes unterscheidet. Es gibt jedoch bei einem Empfangssystem zahlreiche Parameter, welche die Meßqualität beeinflussen, so daß selbst zwischen den Empfängern derselben Generation erhebliche Unterschiede auftreten. Ein typisches Beispiel dafür ist die Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen, die stark von der Signalverarbeitung (Quantisierungsfehler bei der A/D-Wandlung), dem Tracking-Verfahren und der Qualität der Hardware-Komponenten (instrumentelle Verzögerungsdifferenzen) des Empfängers abhängt.

Einen wichtigen Einfluß auf die Meßgenauigkeit hat das Antennensystem, welches aus der Antenne, einem Vorverstärker und analogen Filtern besteht. In der Regel verfügt das Antennensystem auch über eine Grundplatte oder einen Choke Ring zur Abschirmung von reflektierten Signalen. Zu Unterschieden zwischen den verschiedenen Antennensystemen kommt es aufgrund der Qualität der Filter und des rauscharmen Vorverstärkers, dem Gewinn diagramm und der Eigenschaften des elektrischen Phasenzentrums. Besonders bei Messungen zu niedrigen Satelliten spielt das Gewinn diagramm eine große Rolle, da der Gewinn bei niedrigen Elevationen oft negativ ist.

Ein sehr wichtiger Aspekt bei einem Empfangssystem ist das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR). Dieses Verhältnis beschreibt die Stärke der Satellitensignale in bezug auf die Stärke des Rauschens. Mit Hilfe des SNR lassen sich die Genauigkeit der Codemessung in der Delay-Lock Loop (DLL) und die der Phasenmessung in der Phase-Lock Loop (PLL) berechnen (vgl. Gleichungen (2.4.26-27)). Dabei gibt es jedoch Beschränkungen. Sie entstehen dadurch, daß die Trennung des nützlichen Signals von dem Rauschen eine schwierige Aufgabe ist, weil sich die Eigenschaften dieser beiden Komponenten manchmal überlagern. Diese Situation ist sehr deutlich bei spiegelnder Mehrwegeausbreitung zu beobachten. Die verzögerten Umwegsignale überlagern sich mit dem direkten Signal, was zu Schwankungen des SNR führt. Dieser Effekt muß bei dem im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Ansatz zur Gewichtung mittels SNR berücksichtigt werden.

Denselben Einfluß auf das SNR können in bestimmten Fällen auch die Störsignalinterferenzen haben. In der Regel führen sie allerdings zu einer Verringerung des Signal-Rausch-Verhältnisses. Mehrwegeausbreitung und Störsignalinterferenzen haben eine negative Auswirkung auf die Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen.

Anhand der Betrachtungen des zweiten Kapitels wird ersichtlich, daß zwischen vielen genauigkeitsbeeinflussenden Faktoren eine wechselseitige Beziehung besteht. So ist beispielsweise der Zusammenhang zwischen Meßgenauigkeit und Elevation unter Berücksichtigung des Gewinn diagramms

des Antennensystems zu untersuchen. Eine gegenseitige Beziehung besteht auch zwischen dem ionosphärischen Einfluß und den instrumentellen Verzögerungsdifferenzen.

### Entwickelte Ansätze zur Genauigkeitsanalyse

Im Kapitel 3 werden die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Ansätze (Kap. 3.1-3.3) zur Genauigkeitsschätzung dargestellt: die Bildung von zeitlichen Differenzen und die Polynom-anpassung.

Die Differenzenbildung eignet sich für die Schätzung der Stärke der zufälligen Fehler einer Meßreihe, da in den zeitlichen Differenzen alle konstanten und langperiodischen Fehler herausfallen. Selbstverständliche Voraussetzung dafür ist eine hohe Aufzeichnungsrate (mindestens 0.5 Hz). Die Wichtigkeit dieser Methode ist am Beispiel der (undifferenzierten) Aufzeichnungsdaten zu erläutern. Die Empfänger- und Satellitenuhrenfehler und alle langperiodischen Einflüsse, wie die durch Selective Availability (SA) resultierenden Schwankungen, heben sich bei der Differenzenbildung heraus und die Standardabweichung der normierten Differenzen beschreibt zum größten Teil die Meßauflösung.

Die Polynom-anpassung ist im Gegensatz dazu auch für die Veranschaulichung von farbigem Rauschen und die Schätzung der daraus resultierenden Genauigkeitsverschlechterung geeignet. Die Standardabweichung der Residuen der Anpassung beschreibt physikalisch betrachtet sehr gut die Meßgenauigkeit. Diese Methode ist allerdings empfindlich gegenüber der Datenlänge (vgl. Abb. 3.6).

Beide Methoden sind wegen der Beschränkungen bezüglich Aufzeichnungsrate bzw. Datenlänge nur mit großer Sorgfalt in der Praxis einzusetzen. Sie sind aber für theoretische Untersuchungen von Bedeutung. Es ist auch offensichtlich, daß die beiden Ansätze sich gegenseitig ergänzen.

### Numerische Untersuchungen der Meßqualität

Das Kapitel 4 stellt mit Hilfe von Felddaten die Auswirkung von genauigkeitsbeeinflussenden Faktoren dar. Der Einfluß von ionosphärischen Szintillationen auf die Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen wird am Beispiel einer Messung an der IGS-Station „Fortaleza“ gezeigt. In solchen extremen Fällen sind die Ambiguitätenauflösung mit Zweifrequenz-Daten und die Erkennung von Cycle-Slips anhand des ionosphärischen Residuums in der Regel nicht möglich.

Viel interessanter ist allerdings die Verzerrung der L1/L2-Beziehung, die bei kinematischen Messungen aufgrund der Orientierungsänderung der Antenne auftritt. Diese Verzerrung fällt bei der Bildung von Doppelten Differenzen nicht heraus, was eine Begrenzung für die Anwendung des TFC darstellt.

Die Untersuchung der Empfängeroszillatoren zeigte, daß die Frequenzdrift relativ groß sein kann, was zu einer momentanen Frequenzabweichung von einigen Tausend Hz führt. Diese Abweichung sollte bei einer Verwendung der Dopplermessung berücksichtigt werden. Der Einfluß von Beschleunigungen und Temperaturänderungen auf die Kurzzeitstabilität der Quarzoszillatoren wurde anhand von Testmessungen erläutert.

Von großer Bedeutung für die Untersuchungen des fünften Kapitels ist der Zusammenhang zwischen dem Signal-Rausch-Verhältnis, der Satellitenelevation und der Meßgenauigkeit. Die

Vergrößerung des Meßrauschens mit abnehmender Elevation spiegelt sich in den SNR-Werten wider. Das SNR kann weiterhin zur Erkennung von Signalstörungen dienen. Die Erfahrung hat gezeigt, daß Beobachtungen mit einem SNR-Wert unterhalb einer vom Empfängertyp abhängigen Grenze nicht zuverlässig sind.

Parallele Messungen mit zwei unterschiedlichen Empfängertypen in der Nähe eines Flughafenradars zeigten den Einfluß des Störsignals auf die Meßgenauigkeit und die Abhängigkeit der Widerstandsfähigkeit gegen Störsignale von dem Empfänger-Design. Von Interesse ist es, daß einer der Empfänger die C/A-Code-Ambiguitäten nicht auflösen konnte, was die entsprechenden Messungen unbrauchbar macht.

### Entwickelte Ansätze zur Berücksichtigung der Meßgenauigkeit bei der Auswertung

Anhand der Datenanalyse im Kapitel 4 wurde ausführlich erläutert, daß sowohl die Code- als auch die Phasenmeßgenauigkeit stark von der Satellitenelevation beeinflusst werden. Im fünften Kapitel wurde bewiesen, daß eine strenge Proportionalität zwischen den Standardabweichungen der Code- und Phasenmessungen existiert (vgl. Abb. 5.3). So wurden die Formeln (2.4.26-27) durch eine Datenanalyse bestätigt. Die Genauigkeit der Messung zu einem niedrigen Satelliten kann um den Faktor 4 schlechter als eine Messung zu einem sehr hohen Satelliten sein. Anhand dieser Tatsache wird ersichtlich, daß die einheitliche Gewichtung der Doppelten Differenzen physikalisch nicht gerechtfertigt ist. Für die Schätzung der Standardabweichung der einzelnen DD wurden drei Methoden dargestellt: die Differenzenbildung, die Polynomanpassung und die Benutzung der SNR-Werte.

Bei der Gewichtung anhand der Differenzenbildung werden die Elemente der Kovarianzmatrix der Beobachtungen mit Hilfe der Standardabweichung der normierten Differenzen zweiter Ordnung (Gl. (3.1.6)) berechnet. Die so ermittelten Varianzen sind wegen der „aufrauhenden“ Auswirkung der Bildung von zeitlichen Differenzen etwas zu groß geschätzt. Dies hat aber keinen Einfluß auf die Parameterschätzung, sondern nur auf die a-posteriori Varianz der Gewichtseinheit. Die Gewichtung mittels Differenzenbildung eignet sich für die Auswertung von Doppelten Differenzen, welche nicht von farbigem Rauschen beeinflusst sind. Dies wurde bei einer Analyse von Code-DD für die TRIMBLE 4000SSE und 4000SSi Empfänger nachgewiesen.

Die Gewichtung anhand von einer Polynomanpassung an die DD ist für die Anwendung auf Meßdaten, welche von farbigem Rauschen beeinflusst sind, geeignet. Ein solches Verhalten weisen z. B. die Code-DD von NovAtel L1-GPSCards auf. Weiterhin haben diese Code-DD eine sehr gute Kurzzeitstabilität. Aus diesem Grund würde die Differenzenbildung zu optimistisch geschätzte Meßgenauigkeiten ergeben. Die Polynomanpassung ist allerdings gegenüber der Datenlänge empfindlich.

Bei der Gewichtung sowohl mittels Differenzenbildung als auch mittels Polynomanpassung wird die Meßgenauigkeit jeder DD aus den Daten aller Epochen berechnet. Jeder Doppelten Differenz wird so zu jeder Epoche dieselbe Varianz zugewiesen. Die Genauigkeit der Messung hängt aber von der Elevation ab, so daß sie sich während einer langen Messung beträchtlich verändert. Aus diesem Grund sollten beide Gewichtsansätze nur bei einer Beobachtungsdauer von wenigen Minuten verwendet werden. Weiterhin ist die Anwendung der beiden Methoden auf off-line Auswertungen von statischen Messungen begrenzt.

Die Gewichtung mit Hilfe der SNR-Werte ist von diesen Beschränkungen nicht betroffen. Weiterhin wird hierbei die Kovarianzmatrix der DD anhand des Fehlerfortpflanzungsgesetzes gebildet. Für die Implementierung dieser Methode wurden zwei empirische Formeln aufgestellt, welche die Code- und Phasenmeßgenauigkeit als Funktion des SNR beschreiben. Diese Formeln wurden mit Hilfe von Daten eines TRIMBLE SSE-Empfängers berechnet, ihre Effektivität wurde aber auch bei den TRIMBLE SSI-Empfängern gezeigt. Die unterschiedliche Gewichtung mittels SNR bietet die meisten Vorteile, da sie sich in einer Echtzeitumgebung realisieren läßt, auch für kinematische Messungen geeignet ist und keinen großen rechnerischen Aufwand bedeutet.

Eine weitere Untersuchung im fünften Kapitel betrifft den Einfluß der niedrigen Satelliten auf die Positionsgenauigkeit. Bei den o.g. TRIMBLE und NovAtel Empfängern konnte festgestellt werden, daß die zusätzliche Verwendung niedriger Satelliten eine positive Auswirkung auf die Positionierung mit Code-DD hat. Diese Schlußfolgerung stammt allerdings aus einer Datenanalyse. Es ist nicht auszuschließen, daß ein niedriger Satellit einen negativen Einfluß haben kann, was in einzelnen Fällen in der Praxis vorgekommen ist. Diese Schwierigkeit kann überwunden werden, wenn die DD unterschiedlich gewichtet werden (vgl. Abb. 6.9). Dies wurde anhand zahlreichen Untersuchungen bewiesen, bei denen die Code-DD der TRIMBLE Empfänger mittels der SNR-Werte gewichtet wurden.

Die durch die niedrigen Satelliten erzielte Verbesserung der Code-DD-Lösung ist nicht nur für die differentiellen Code-Anwendungen, sondern auch für die OTF-Anwendungen von Bedeutung. Dies liegt daran, daß bei vielen OTF-Algorithmen der Suchbereich durch die Konfidenzintervalle der Code-DD-Koordinaten gesteuert wird. Bei dem im Kapitel 5 beschriebenen OTF-Algorithmus dürfen nur die Codemessungen, nicht jedoch die Phasenmessungen zu niedrigen Satelliten benutzt werden, weil sonst die Anzahl der zu testenden Kombinationen beträchtlich steigen würde.

Eine weitere Verbesserung des Algorithmus zur Ambiguitätenauflösung ist durch die Erweiterung des TFC (s. Gl. (5.4.1)) erzielt worden. Hierbei wurde die TFC-Toleranz an die Datenqualität des verwendeten Empfängers angepaßt. Darüber hinaus wurde die Abhängigkeit des Meßrauschens von der Satellitenelevation berücksichtigt. Die Auswahl der zu testenden Ambiguitätenkandidaten bei Zweifrequenz-Daten wird so in Abhängigkeit von der Elevation durchgeführt.

#### Effektivität und Anwendungsgebiete der entwickelten Methoden

Die Bildung von zeitlichen Differenzen veranschaulicht den Einfluß von vielen Effekten auf die Messungen, wie die Datenanalyse im vierten Kapitel zeigte. So läßt sich z. B. die Frequenzdrift des Empfängeroszillators dadurch erkennen, daß die normierten Differenzen zweiter Ordnung der Phasenmessung nicht um eine Konstante schwanken, sondern einen Trend aufweisen. Die Schätzung der Meßgenauigkeit anhand der Standardabweichung der zeitlichen Differenzen (Gl. (3.1.6)) ist von der „aufrauhenden“ Auswirkung der Differenzenbildung betroffen. Dies stellt jedoch keinen Nachteil dar, wenn nur das Verhältnis zwischen den einzelnen Meßgenauigkeiten und nicht die absoluten Werte von Interesse sind. Das ist bei der Gewichtung der DD mittels Differenzenbildung der Fall. Hierbei haben die absoluten Werte der Gewichte keinen Einfluß auf die Berechnung der Koordinaten.

Die Polynomannpassung erlaubt die Veranschaulichung von langperiodischen Effekten, wie der  $\delta$ -Anteil von SA, oder das farbige Rauschen in den Doppelten Differenzen. Die Genauigkeitsschätzung sowohl mittels Differenzenbildung als auch mittels Polynomannpassung sind hauptsächlich für theoretische Untersuchungen der Meßgenauigkeit von Bedeutung. Mit Hilfe der

zeitlichen Differenzen wurden beispielsweise die empirischen Formeln berechnet, welche die Code- und Phasenmeßgenauigkeit als Funktion des Signal-Rausch-Verhältnisses beschreiben.

Die unterschiedliche Gewichtung der Doppelten Differenzen mittels SNR findet vor allem bei kurzzeit-statischen (rapid-static, stop-and-go) und kinematischen Anwendungen in Echtzeit praktische Anwendung. Bei stark verrauschten Messungen macht sich die erzielte Verbesserung gegenüber der einheitlichen Gewichtung besonders bemerkbar. Die entsprechende Datenanalyse hat gezeigt, daß die unterschiedliche Gewichtung die Genauigkeit der differentiellen Code-Positionierung bis zu 30% verbessert. Bei einer Phasenlösung ist die erreichte Verbesserung viel kleiner, da das Phasenmeßrauschen beträchtlich kleiner ist.

Die Gewichtung mittels SNR findet eine sehr wichtige Anwendung bei der Verwendung von niedrigen Satelliten. Die bisherige Datenanalyse zeigte, daß diese Satelliten die Genauigkeit der Codelösung wesentlich verbessern, wenn sie unterschiedlich gewichtet werden. Im Gegensatz dazu ist bei einer einheitlichen Gewichtung der positive Einfluß der niedrigen Satelliten nicht gewährleistet. Die Verwendung von niedrigen Satelliten erhöht nicht nur die innere Genauigkeit der Lösung, sondern auch die äußere Genauigkeit, da die Redundanz des Systems größer und die Geometrie der Lösung in folgender Verminderung des RDOP (Relative Dilution Of Precision) verbessert wird.

Die somit erreichte Verbesserung ist primär für die differentielle Code-Positionierung von Interesse. Sie kann aber zur Beschleunigung der Ambiguitätenauflösung beitragen, was für die kurzzeit-statischen und kinematischen Echtzeitanwendungen von besonderer Bedeutung ist, da die entsprechende Berechnungszeit für die Positionsbestimmung möglichst gering zu halten ist.

Zur Reduzierung der Berechnungszeit dient allerdings noch mehr die Erweiterung des TFC, welche eine beachtliche Verringerung der zu testenden Ambiguitätenkombinationen ermöglicht. In Abhängigkeit von der Anzahl der Doppelten Differenzen können die Kombinationen bis zu 90% reduziert werden.

### Ergebnisse

Im Rahmen dieser Arbeit wurden für die Untersuchung und Schätzung der Meßgenauigkeit der GPS-Beobachtungen die Methoden der Polynomanpassung und der Differenzenbildung angewandt. Die Bildung von zeitlichen Differenzen der Phasenmessungen wurde bereits für die Berechnung der Beschleunigung eines Fahrzeugs benutzt (Jekeli, 1994). Eine Anwendung der zeitlichen Differenzen für die Genauigkeitsschätzung ist jedoch in der Literatur nicht beschrieben.

In (Lachapelle, 1991) findet man einen Ansatz zur Berechnung der Codegenauigkeit. Hierbei wird die Zeitreihe der Phasen-DD aus der Zeitreihe der Code-DD subtrahiert, um die Meßgenauigkeit der (undifferenzierten) Codemessung zu berechnen. Dabei wird die Annahme getroffen, daß alle Beobachtungen von derselben Genauigkeit sind. Dies ist aber nicht zutreffend, wenn es zwischen den beiden in den DD einbezogenen Satelliten einen großen Elevationsunterschied gibt. Bei der Methode der Differenzenbildung ist keine ähnliche Annahme zu treffen, da sie direkt auf undifferenzierte Beobachtungen angewandt werden kann. Ein wesentlicher Vorteil der Differenzenbildung ist, daß die Schätzung der Auflösung sowohl der Code- als auch der Phasenmessung möglich wird (vgl. Kap. 5.2.2).

Aus der Datenanalyse von kinematischen Messungen und den Experimenten bezüglich der Drehung der Antenne wurde erläutert, daß die Orientierungsänderung der Antenne eine Verzerrung der Beziehung zwischen den L1- und L2-Phasenmessungen verursacht. Dies erklärt die auftretenden Schwierigkeiten bei einer OTF-Ambiguitätenauflösung mit Zweifrequenzdaten während die Antenne sich in einer Kurve bewegt. Die unterschiedlichen Verzerrungen für die TRIMBLE und die Leica Empfänger zeigten, daß der Effekt durch das Design der Antenne vermindert werden kann.

Die Abhängigkeit der Meßgenauigkeit von der Satellitenelevation ist in einigen Abhandlungen beschrieben worden (Euler und Goad, 1991; Jin, 1995). Es sind jedoch keine Beispiele angegeben, welche die Effizienz der Gewichtung anhand der Elevation darstellen. In dieser Arbeit wird die Meßgenauigkeit nicht als Funktion der Elevation, sondern des SNR berechnet. Da zwischen dem Signal-Rausch-Verhältnis und der Elevation des Satelliten eine sehr enge Beziehung existiert, führen die beiden Ansätze in der Regel zu ähnlichen Ergebnissen. Ein Nachteil der Schätzung der Meßgenauigkeit mittels der Elevation ist, daß gelegentliche Einflüsse wie Störsignalinterferenzen nicht berücksichtigt werden. Andererseits ist die Schätzung des Meßrauschens anhand des SNR von sehr starken Mehrwegeausbreitungseffekten betroffen, welche beträchtliche Schwankungen der SNR-Werte verursachen.

Die Vorteile der Gewichtung mittels SNR machen sich insbesondere bei der Verwendung von niedrigen Satelliten bemerkbar. Die äußere und innere Genauigkeit der Code-Lösung wird beträchtlich verbessert, was für eine schnelle Ambiguitätenauflösung von Vorteil ist. Dies stellt eine neue Meßstrategie dar, da die meisten Empfänger- und Softwarehersteller eine Elevationsgrenze von  $20^\circ$  oder  $15^\circ$  empfehlen.

Bei der Erweiterung des TFC wird statt einer konstanten TFC-Toleranz (Sauer mann et al., 1993; Sauer mann, 1993) eine von der Elevation abhängige Toleranz benutzt. Eine elevationsabhängige Ambiguitätensuche ist bislang aus der Literatur nicht bekannt.

### Ausblick

Die Betrachtungen im Rahmen dieser Arbeit geben die Anregungen zu einigen weiteren Untersuchungen. So sollte die Möglichkeit untersucht werden, die durch die Verzerrung der L1/L2-Beziehung bei kinematischen Messungen verursachte Erschwerung der Ambiguitätenauflösung zu beheben. Eine andere Aufgabe liegt in der Untersuchung des Einflusses der niedrigen Satelliten auf die Genauigkeit der Phasenlösung.

Begrenzungen bei der Gewichtung mittels SNR können starke Mehrwegeausbreitungseffekte und Störsignalinterferenzen darstellen, solange sie große Schwankungen der SNR-Werte verursachen. In solchen Fällen sollte die Gewichtung mittels SNR nicht verwendet werden. Es sollte untersucht werden, ob die Erkennung solcher Schwankungen in einer Echtzeitumgebung durch die Überwachung des Verlaufs der SNR-Werte möglich ist.

Von Interesse ist weiterhin, die Gewichtung mittels SNR und die Gewichtung anhand der Satellitenelevation mit Hilfe von Felddaten zu vergleichen.

Eine letzte Untersuchung betrifft die Anwendung der SNR-Gewichtung auf Daten anderer Empfänger als TRIMBLE 4000SSE und SSi, da diese Empfänger das Signal-Rausch-Verhältnis nicht direkt in dB ausgeben, sondern in eigenen Einheiten.

## **8 Literatur**

- Allen Osborne Ass. (1994): „SNR-8000/SNR-8100 User Manual“, Allen Osborne Associates Inc., California, USA.
- Auber, J-C., A. Bibaut and J-M. Rigal (1995): „Characterization of Multipath on Sea at GPS Frequencies“, Proceedings of the DSNS'95, April 1995, Norway, Paper No. 53.
- Axelrad, P. et al. (1994): „Use of Signal-To-Noise Ratio for Multipath Error Correction in GPS Differential Phase Measurements: Methodology and Experimental Results“, Proceedings of the ION GPS-94, Salt Lake City, Utah, September 1994, Seite 655-666.
- Bahl I. J. and P. Bhartia (1980): „Microstrip Antennas“, Artech House.
- Bartholomew, C. A. (1980): „Satellite Frequency Standards“, Global Positioning System, Papers published in Navigation, Vol. I, The Institute of Navigation, Seite 21-28.
- Becker, D. (1994): „Mehrwegeeinfluß bei GPS“, SPN Zeitschrift für Satellitengestützte Positionierung, Navigation und Kommunikation, 4/94, Wichmann Verlag, Karlsruhe, Seite 122-127.
- Becker, D. and K.-H. Thiel (1995): „Calibration of Multipath Errors by Means of a GPS Attitude Platform“, SPN Zeitschrift für Satellitengestützte Positionierung, Navigation und Kommunikation, 1/95, Wichmann Verlag, Karlsruhe, Seite 14-18.
- Becker, M. (1995): „Estimation of Tropospheric Propagation Delay in GPS Baselines“, in Erwin Groten 60, Publication of the Institute of Geodesy and Navigation, University FAF Munich, Seite 1-10.
- Becker, M. et al. (1993): „Leica SR-299 Receiver Performance in Static and Kinematic Applications“, Proceedings of the ION GPS-93, Salt Lake City, Utah, September 1993, Seite 1005-1010.
- Beutler, G. et al. (1988): „Static Positioning with the Global Positioning System (GPS): State of the Art“, in E. Groten, R. Strauß (Hrsg.): GPS-Techniques as Applied to Geodesy and Surveying, Springer-Verlag, Seite 363-380.
- Bishop, G. J., J. A. Klobuchar and P. H. Doherty (1985): „Multipath Effects on the Determination of Absolute Ionospheric Time Delay from GPS Signals“, Radio Science, Vol. 20, Nr. 3, Seite 388-396.
- Bock, Y. et al. (1985): „Three-Dimensional Geodetic Control by Interferometry with GPS: Processing of GPS Phase Observables“, Proceedings of the First International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System, Rockville, USA, April 1985, Seite 255-262.
- Bogusch, R. et al. (1981): „Frequency Selective Propagation Effects on Spread-Spectrum Receiver Tracking“, Proceedings of the IEEE, Vol. 69, No. 7, July 1981.

- Braasch, M. S. (1994): „Isolation of GPS Multipath and Receiver Tracking Errors“, *Navigation: Journal of the Institute of Navigation*, Vol. 41, No. 4.
- Breuer, B., J. Campbell und A. Müller (1993): „GPS-Meß- und Auswerteverfahren unter Operationellen GPS- Bedingungen“, *SPN Zeitschrift für Satellitengestützte Positionierung, Navigation und Kommunikation*, 3/93, Wichmann Verlag, Karlsruhe.
- Breuer, B. et al. (1995): „Kalibrierung von GPS-Antennen für hochgenaue geodätische Anwendungen“, *SPN Zeitschrift für Satellitengestützte Positionierung, Navigation und Kommunikation*, 2/95, Wichmann Verlag, Karlsruhe.
- Bronstein I. N. und K. A. Semendjajew (1779): „Taschenbuch der Mathematik“, Verlag Harri Deutsch.
- Brown, A. and F. v. Diggelen (1994): „Boundary Layer Tropospheric Effects on Airborn On-the-fly Ambiguity Resolution“, *Proceedings of the KIS94, Banff, Canada, September 1994*, Seite 99-108.
- Brunner, F. K. and Min Gu: (1991): „An Improved Model for the Dual Frequency Ionospheric Correction of GPS Observations“, *Munuscripta Geodetica*, Vol. 16, No 3, Seite 205-214.
- El-Rabbany, A. (1994): „The Effect of Physical Correlation on the Ambiguity Resolution and Accuracy Estimation in GPS Differential Positioning“, *Dissertation, The School of Geodesy and Geomatics Engineering, University of New Brunswick, Fredericton, N.B., Canada*.
- Euler, H.-J. (1990): „Untersuchungen zum rationellen Einsatz des GPS in kleinräumigen Netzen“, *Dissertation, Deutsche Geodätische Kommission, Reihe C, Heft Nr. 361, München*.
- Euler, H.-J., K. Sauermann and M. Becker (1990): „Rapid Ambiguity Fixing in Small Scale Networks“, *Proceedings of the Second International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System, Ottawa, Canada, September 1990*, Seite 508-523.
- Euler, H.-J. and C. Goad (1991): „On Optimal Filtering of GPS Dual Frequency Observations Without Using Orbit Information“, *Bulletin Geodesique*, Vol. 65, No 2, Seite 130-143.
- Euler, H. J. and H. Landau (1992): „Fast GPS Ambiguity Resolution On-The-Fly for Real Time Applications“, *Proceedings of the Sixth International Geodetic Symposium on Geodetic Positioning, Columbus, Ohio, March 1992*, Seite 650-659.
- Evans, A. G. et. al (1985): „Collocation Tests of an Advanced Geodetic Global Positioning System Receiver“, *Proceedings of the First International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System, Rockville, USA, April-May 1985*, Seite 245-254.
- Fahlbusch, T. (1992): „Digitale Signalanalyse der Eigenbewegung von Nivellementvermarkungen“, *Deutsche Geodätische Kommission, Reihe C, Heft Nr. 394, München*.
- Feltens, J. (1991): „Nicht-gravitative Störeinflüsse bei der Modellierung von GPS-Erdumlaufbahnen“, *Dissertation, Deutsche Geodätische Kommission, Reihe C, Heft Nr. 371, München*.

- Fenton, P., et. al (1991): „Novatel's GPS Receiver: The High Performance OEM Sensor of the Future“, Proceedings of the ION GPS-91, Albuquerque, N.M., September 1991.
- Fraile-Ondonez, J. M. (1995): „Ionospheric Total Electron Content Determination from Dual Frequency GPS Measurements for Real-Time Applications in Satellite Navigation“, SPN Zeitschrift für Satellitengestützte Positionierung, Navigation und Kommunikation, 3/95, Wichmann Verlag, Karlsruhe.
- Frei E., A. Ryf and R. Scherrer (1993): „Use of the Global Positioning System in Dam Deformation and Engineering Surveys“, SPN Zeitschrift für Satellitengestützte Positionierung, Navigation und Kommunikation, 2/93, Wichmann Verlag, Karlsruhe.
- Gaiovitch, I. and W. Pachelski (1994): „Systematic Effects in GPS Positioning“, Artificial Satellites, Planetary Geodesy No 23, Vol. 29, No 3 - 1994, Polish Academy of Sciences, Space Research Centre.
- Geiger, A. (1988a): „Modeling of Phase Center Variation and its Influence on GPS-Positioning“, in E. Groten, R. Strauß (Hrsg.): GPS-Techniques as Applied to Geodesy and Surveying, Springer-Verlag, Seite 210-222.
- Geiger, A. (1988b): „Einfluß und Bestimmung der Variabilität des Phasenzentrums von GPS-Antennen“, Institut für Geodäsie und Photogrammetrie an der ETH-Zürich, Mitteilungen Nr. 43, Schweiz.
- Georgiadou, Y. (1990): „Ionospheric Delay Modelling for GPS Relative Positioning“, Proceedings of the Second International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System, Ottawa, Canada, September 1990, Seite 403-410.
- Georgiadou, Y. and A. Kleusberg (1988): „On Carrier Signal Multipath Effects in Relative GPS Positioning“, Munuscripta Geodetica, Vol. 13, No 3, Seite 172-179.
- Gianniou, M. (1995): „Quality Analysis of the GPS Observations for Rapid-Static and On-The-Fly Applications: Problems and Solutions“, SPN Zeitschrift für Satellitengestützte Positionierung, Navigation und Kommunikation, 4/95, Wichmann Verlag, Karlsruhe.
- Gianniou, M. and E. Groten (1996a): „Improvement of an OTF Algorithm by Considering the Receiver Performance“, Proceedings of IEEE PLANS '96, Atlanta, Georgia, April 1996, Seite 657-663.
- Gianniou, M. and E. Groten (1996b): „An Advanced Real-Time Algorithm for Code and Phase DGPS“, Proceedings of the DSNS'96, May 1996, St. Petersburg, Paper No. 48.
- Gough, R. and B. Jajali (1992): „WILD GPS - System 200: Highlights and Performance“, Leica Heerburg AG., Heerburg, Switzerland.
- Gurtner, W. and G. L. Mader (1991): „The RINEX Format: Current Status, Future Developements“, Proceedings of the Second International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System, Ottawa, Canada, September 1990, Seite 977-992.

- Hartmann, G. K. and R. Leitinger (1984): „Range Errors due to Ionospheric and Tropospheric Effects for Signal Frequencies above 100 MHz“, Bulletin Géodésique, Vol. 58, No 2, Seite 109-136.
- Hatch, R. (1991): „Instantaneous Ambiguity Resolution“, in K. P. Schwarz und G. Lachapelle (Hrsg.): Kinematic Systems in Geodesy, Surveying and Remote Sensing, IAG Symposia 107, Springer-Verlag, Seite 299-308.
- Hatch, R., R. Keegan and T. A. Stansell (1992): „Kinematic Receiver Technology from Magnavox“, Proceedings of the Sixth International Geodetic Symposium on Geodetic Positioning, Columbus, Ohio, March 1992, Seite 174-183.
- Hein, G. (1995): „Geodetic Requirements of a Future Civil Global Navigation Satellite System (GNSS-2)“, in Erwin Groten 60, Publication of the Institute of Geodesy and Navigation, University FAF Munich, Seite 152-163.
- Hofmann-Wellenhof, B., H. Lichtenegger and J. Collins (1994): „GPS Theory and Practice“, Springer-Verlag.
- Horowitz, P. and W. Hill (1980): „The Art of Electronics“, Cambridge University Press.
- ICD-GPS-200 (1991): „NAVSTAR GPS Interface Control Document“, ARINC Research Corporation, Fountain Valley, CA.
- Jäger R. und S. Leinen (1992): „Spectral Analysis of GPS-Networks and -Processing Strategies due to the Random and Systematic Errors“, Proceedings of the Sixth International Geodetic Symposium on Geodetic Positioning, Columbus, Ohio, March 1992, Seite 530-539.
- Jekeli, C. (1994): „On the Computation of Vehicle Accelerations Using GPS Phase Accelerations“, Proceedings of the KIS94, Banff, Canada, September 1994, Seite 473-482.
- Jin, X.-X. (1995): „A Recursive Procedure for Computation and Quality Control of GPS Differential Corrections“, LGR-Series, Publications of the Delft Geodetic Computing Centre, No. 8.
- Jügl, Th. (1995): „Data Analysis for Detection of GPS Multipath Reception“, Proceedings of the DSNS'95, April 1995, Norway, Paper No. 50.
- Kartaschoff, P. (1978): „Frequency and Time“, Academic Press.
- Kertz, W. (1971): „Einführung in die Geophysik“, Bibliographisches Institut AG - Mannheim, Hochschultaschenbücher-Verlag.
- Koch, K. R. (1980): „Parameterschätzung und Hypothesentests in linearen Modellen“, Dümmler-Verlag Bonn.
- Koster, J. (1966): „Ionospheric Studies Using the Tracking Beacon on Early-Bird Synchronous Satellite“, Annals de Geophysique, Vol. 22, No. 3, Seite 435-439.
- Kursinski, R. (1994): „Monitoring the Earth's Atmosphere with GPS“, GPS Word, March 1994.

- Lachapelle, G., et al. (1986): „GPS Land Kinematic Experiments“, Proceedings of the First International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System, Rockville, USA, April-May 1985, Seite 1327-1344.
- Lachapelle, G. (1991): „GPS Observables and Error Sources for Kinematic Positioning“, in K. P. Schwarz und G. Lachapelle (Hrsg.): Kinematic Systems in Geodesy, Surveying and Remote Sensing, IAG Symposia 107, Springer-Verlag, Seite 17-26.
- Landau, H. (1988): „Zur Nutzung des Global Positioning Systems in Geodäsie und Geodynamik: Modellbildung, Software-Entwicklung und Analyse“, Dissertation, Schriftreihe Vermessungswesen der Universität der Bundeswehr München, Heft 36.
- Langley, R. (1991): „The GPS Receiver: An Introduction“, GPS Word, January 1991.
- Leick, A. (1995): „GPS Satellite Surveying“, John Wiley & Sons, Inc.
- Leinen, S., Mathes, A. und M. Gianniou (1995): „Zentimetergenauigkeit in Echtzeit - Von der Offline-Auswertung zum Automatisierten GPS-Meßsystem“, Mitteilungen der DVW-Landesvereine Hessen e.V. und Thüringen e.V., Heft 1/1995, Seite 25-31.
- Leitinger, R. (1993): „The Effect of Horizontal Gradients of Ionization on Position Determination and the Availability of Relevant Data“, in A. Vallance Jones (Hrsg.): Environmental Effects on Spacecraft Positioning and Trajectories, Geophysical Monograph 73, IUGG Volume 13, Seite 39-45.
- Lindqwister, U. J. (1995): „GPS Network Operation at JPL“, Unterlagen zum Vortrag, ESA/ESOC, Darmstadt, Germany, February 27, 1995.
- Lipp, A. and X. Gu (1994): „Cycle-Slip Detection and Repair in Integrated Navigation Systems“, Proceedings of IEEE PLANS '94, Las Vegas, Nevada, April 1994, Seite 681-688.
- Mathes, A. (1993): „Entwicklung eines Algorithmus zur Mehrdeutigkeitsauflösung von GPS-Beobachtungen in der Bewegung“, Diplomarbeit, Institut für Physikalische Geodäsie, Technische Hochschule Darmstadt.
- Mathes, A. and M. Gianniou (1994): „Real-Time Rapid-Static and Kinematic Surveying at the Centimeter Level and Below“, Proceedings of ION GPS-94, Salt Lake City, September 1994, Seite 105-113.
- Mathes, A. and M. Gianniou (1996): „GPS for Vehicle Navigation - A System using Differential Corrections or Raw Observations for Precise Position Determination“, Proceedings of EURNAV 96, 4th International Conference on Vehicle Navigation, Location and Control, London, June 1996.
- Meehan, T. K. et al. (1992): „The TurboRogue GPS Receiver“, Proceedings of the Sixth International Geodetic Symposium on Geodetic Positioning, Columbus, Ohio, March 1992, Seite 209-218.

- Meissl, P. (1982): „Least Squares Adjustment - A Modern Approach“, Mitteilungen der Geodätischen Institute der Technischen Hochschule Graz, Folge 43.
- Melbourne, W. G., E. R. Kursinski und E. S. Davis: „The Application of Space-Born GPS to Atmospheric Limb Sounding and Global Change Monitoring“, in S. P. Mertikas (Hrsg.): Proceedings of The International Workshop on Global Positioning Systems in Geosciences, Technical University of Crete, Chania, Greece, 8-10 June, Seite 400-410.
- Novatel (1994a): „NovAtel GPSAntenna Model 501 - User Manual“, NovAtel Communications Ltd., Canada.
- Novatel (1994b): „GPSCard PC Series Installation and Operation Manual“, NovAtel Communications Ltd., Canada.
- Oiu, W., G. Lachapelle and M. E. Cannon (1995): „Ionospheric Effect Modelling for Single Frequency GPS Users“, Manuscripta Geodetica, Vol. 20, No 2, Seite 96-109.
- Owen, J. (1993): „A Review of the Interference Resistance of SPS GPS Receivers for Aviation“, Navigation: Journal of the Institute of Navigation, Vol. 40, No. 3.
- Papoulis, A. (1962): „The Fourier Integral and its Applications“, McGraw-Hill Elektronik Sciences Series.
- Parkinson, B. et al. (1995): „A History of Satellite Navigation“, Navigation: Journal of the Institute of Navigation, Vol. 42, No. 1, Special Issue, Seite 109-164.
- Quegan, S. (1993): „Modelling and Prediction of Ionospheric Disturbances Affecting the Accuracy of Position Measurements (Including Scintillations)“, in A. Vallance Jones (Hrsg.): Environmental Effects on Spacecraft Positioning and Trajectories, Geophysical Monograph 73, IUGG Volume 13, Seite 17-37.
- Remondi, B. (1984): „Using the Global Positioning System (GPS) Phase Observable for Relative Geodesy: Modeling, Processing and Results“, Dissertation, The University of Texas at Austin.
- Rotacher, M. et al. (1993): „Bernese GPS Software Version 3.4 Documentation - Mai 1993“, Astronomisches Institut der Universität Bern.
- Sauermann, K. (1993): „GPS-Verfahren für den Nahbereich mit kurzen Beobachtungszeiten in Vermessung und Ortung“, Deutsche Geodätische Kommission, Reihe C, Heft Nr. 403, München.
- Sauermann, K., M. Becker und A. Mathes (1993): „Ambiguity Resolution „On-The-Fly“ Using the Latest GPS-Receiver Generation“, Proceedings of the ION GPS-93, Salt Lake City, Utah, September 1993, Seite 1107-1114.
- Schuyer, M., P.N.A.M. Visser and K.F. Wakker (1992): „The Role of the on-board GPS Receiver in the Aristoteles Satellite Mission“, in S. P. Mertikas (Hrsg.): Proceedings of The International

Workshop on Global Positioning Systems in Geosciences, Technical University of Crete, Chania, Greece, 8-10 June, Seite 347-359.

Seeber, G. (1993): „Satellite Geodesy“, Walter de Gruyter.

Sideris, M. G., M.E. Cannon and K.P. Schwarz (1992): „ Airborne Gravimetry and Gravity Gradiometry for Geophysical Prospecting“, in S. P. Mertikas (Hrsg.): Proceedings of The International Workshop on Global Positioning Systems in Geosciences, Technical University of Crete, Chania, Greece, 8-10 June, Seite 327-346.

Sims, M. L. (1985): „Phase Center Variations in the Geodetic TI4100 GPS Receiver System's Conical Spiral Antenna“, Proceedings of the First International Symposium on Precise Positioning with GPS, Rockville, USA, April 1985, Seite 227-244.

Sklar, B. (1988): „Digital Communications“, Prentice Hall.

Smirnow, W., I. (1969): „Lehrgang der Höheren Mathematik, Teil I“, VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften.

Sovers, O. J. (1991): „Observation Model and Parameter Partial for the JPL VLBI Parameter Estimation Software MODEST-1991“, JPL Publication 83-39, Rev. 4, NASA.

Spilker, J. J. (1977): „Digital Communications by Satellite“, Prentice-Hall, Inc., New Jersey.

Spilker, J. J. (1980): „GPS Signal Structure and Performance Characteristics“, Global Positioning System, Papers published in Navigation, Vol. I, The Institute of Navigation, Seite 29-54.

Thiel, K-H. (1995): „GPS-Empfängertechnologie“, DVW Schriftreihe 18/1995, Wittwer Verlag.

Tranquilla, J. M. (1986): „Multipath and Imaging Problems in GPS Receiver Antennas“, Proceedings of the 4th International Geodetic Symposium on Satellite Positioning, Austin, Texas, April 28 - May 2 1986, Seite 557-571.

Trimble (1992): „4000SSE Geodetic System Surveyor - Operation Manual“, Trimble Navigation Limited.

Van Dierendonck, A. J. et. al (1980): „The GPS Navigation Message“, Global Positioning System, Papers published in Navigation, Vol. I, The Institute of Navigation, Seite 55-73.

Van Dierendonck, A. J., P. Fenton and Tom Ford (1992): „Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver“, ION National Technical Meeting, San Diego USA, January, 1992; auch in: Navigation: Journal of the Institute of Navigation, Vol. 39, No. 3, Seite 265-283.

Van Dierendonck, A. J. (1995): „Understanding GPS Receiver Terminology: A Tutorial“, GPS World, January 1995, Seite 34-44.

- Wanninger, L. (1993a): „Der Einfluß Ionosphärischer Störungen auf Präzise GPS-Messungen in Mitteleuropa“, Zeitschrift für Vermessungswesen, 1/1993, Verlag Konrad Wittwer, Stuttgart.
- Wanninger, L. (1993b): „Ionospheric Monitoring Using IGS Data“, in Beutler and Brockmann (Hrsg.): Proceedings of the IGS Workshop, March 1993, Berne, Druckerei der Universität Bern, Seite 351-360.
- Wanninger, L. (1994): „Der Einfluß der Ionosphäre auf die Positionierung mit GPS“, Dissertation, Wissenschaftliche Arbeiten der Fachrichtung Vermessungswesen der Universität Hannover, Nr. 201.
- Wanninger, L., E. Sardon and R. Warnant (1994): „Determination of the Total electron Content with GPS - Difficulties and their Solution“, in L. Kersley (Hrsg.): Proceedings of the International Beacon Symposium, University of Wales, Aberystwyth, U.K., 11-15 July 1994, Seite 13-16.
- Wanninger, L. (1995): „Enhancing Differential GPS Using Regional Ionospheric Error Models“, Bulletin Geodesique, Vol. 69, No 2, Seite 130-143.
- Ward, P. (1994): „Dual Use of Military Anti-Jam GPS Receiver Design Techniques for Commercial Aviation RF Interference Integrity Monitoring“, SPN Zeitschrift für Satellitengestützte Positionierung, Navigation und Kommunikation, 4/94, Wichmann Verlag, Karlsruhe, Seite 127-138.
- Ward, P. (1995): „Monograph on GPS Antispoofing“, Proceedings of ION GPS-95, Palm Springs, September 1995, Seite 1563-1571.
- Wells, D. et al. (1986): „Guide to GPS Positioning“, Canadian GPS Associates, Fredericton, New Brunswick, Canada.
- Westphal, W. H. (1970): „Physik“, Springer Verlag.
- Wiget, A. et al. (1990): „High-Precision Crustal Motion Network in Switzerland“, Proceedings of the Second International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System, Ottawa, Canada, September 1990, Seite 835-851.
- Wild, U. (1994): „Ionosphere and Geodetic Satellite Systems: Permanent GPS Tracking Data for Modelling and Monitoring“, Geodätisch-geophysikalische Arbeiten in der Schweiz Vol. 48, Schweizerische Geodätische Kommission.
- Wilson, B. D. and A. J. Mannucci (1993): „Instrumental Biases in Ionospheric Measurements Derived from GPS Data“, ION GPS-93, Salt Lake City, Utah, September 22-24, 1993, Seite 1343-1351.
- Wolf, H. (1968): „Ausgleichsrechnung nach der Methode der Kleinsten Quadrate“, Dümmler-Verlag.
- Wolf, H. (1974): „Nachrichtenübertragung - Eine Einführung in die Theorie“, Springer-Verlag.

- Wu, J. T. et al. (1993): „Effects of the Antenna Orientation on GPS Carrier Phase“, *Manuscripta Geodetica*, Vol. 18, No 2, Seite 91-98.
- Wübbena, G. (1991): „Zur Modellierung von GPS-Beobachtungen für die hochgenaue Positionsbestimmung“, Dissertation, *Wissenschaftliche Arbeiten der Fachrichtung Vermessungswesen der Universität Hannover* Nr. 168.
- Yan, H. J., K. Sauermann and E. Groten (1992): „The Ray Bending Effect in Tropospheric Refraction“, *Proceedings of the Sixth International Geodetic Symposium on Geodetic Positioning*, Columbus, Ohio, March 1992, Seite 291-301.
- Yunck, T. P. (1993): „Coping with the Atmosphere and Ionosphere in Precise Satellite and Ground Positioning“, in A. Vallance Jones (Hrsg.): *Environmental Effects on Spacecraft Positioning and Trajectories*, *Geophysical Monograph 73, IUGG Volume 13*, Seite 1-16.
- Young, L. E. et al. (1985): „GPS Satellite Multipath: An Experimental Investigation“, *Proceedings of the First International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System*, Rockville, USA, April 1985, Seite 423-432.
- Zhu, S. Y. und E. Groten (1988): „Relativistic Effects in GPS“, in E. Groten, R. Strauß (Hrsg.): *GPS-Techniques as Applied to Geodesy and Surveying*, Springer-Verlag, Seite 41-46.

## **Lebenslauf**

1. Februar 1970      geboren in Athen, Griechenland
- 1975-1981          Griechisch-Deutsche Volksschule „Erasmios“ in Athen
- 1981-1987          Gymnasium-Lyzeum „Anavrita“ in Athen
- 1987-1992          Studium der Fachrichtung Vermessungswesen an der Universität  
Thessaloniki
- 1993-1996          Doktorand am Institut für Physikalische Geodäsie der Technischen  
Hochschule Darmstadt als DAAD-Stipendiat

## **Danksagung**

Mein Dank gilt meinem Doktorvater, Herrn Prof. Dr.-Ing. E. Groten, für die stetige Betreuung und vielseitige Unterstützung dieser Arbeit. Weiterhin möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. W. Möhlenbrink für die bereitwillige Übernahme des Korreferats bedanken.

Dem Deutschen Akademischen Austauschdienst „DAAD“ bin ich für mein dreijähriges Stipendium besonders dankbar. Letztlich bedanke ich mich bei den Kolleginnen und Kollegen am Institut für die fruchtbare und fröhliche Arbeitsatmosphäre und ihre Hilfsbereitschaft.