

**Qualitätssteigerung von Low-Cost-GPS Zeitreihen für Monitoring  
Applikationen durch zeitlich-räumliche Korrelationsanalyse**

Von der Fakultät Luft- und Raumfahrttechnik und Geodäsie  
der Universität Stuttgart zur Erlangung der Würde eines Doktors  
der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von  
**Dipl.-Ing. Li Zhang**  
aus Zhejiang, China

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. habil. Volker Schwieger  
Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. Otto Heunecke  
Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. habil. Lambert Wanninger

Tag der mündlichen Prüfung: 23.02.2016

Institut für Ingenieurgeodäsie  
der Universität Stuttgart  
2016



# Inhaltsverzeichnis

<b>Zusammenfassung .....</b>	<b>7</b>
<b>Abstract .....</b>	<b>8</b>
<b>1 Einführung.....</b>	<b>9</b>
1.1 Einleitung.....	9
1.2 Motivation.....	10
1.3 Zielsetzung und Struktur der Arbeit.....	11
<b>2 Grundlagen zur präzisen relativen GPS-Positionierung.....</b>	<b>13</b>
2.1 Beobachtungsmodell.....	13
2.1.1 Definition und Fehlerquellen.....	13
2.1.2 Präzise Relative GPS-Positionierung.....	17
2.1.3 Spezifika der Ein-Frequenz GPS-Empfänger.....	22
2.2 Mehrwegeeffekte .....	24
2.2.1 Einführung.....	24
2.2.2 Reflexion.....	25
2.2.3 Beugung.....	30
2.2.4 Nahfeldeffekte.....	32
2.2.5 Geometrische Modellierungen der Reflexion resultierter Mehrwegeeffekte.....	34
2.2.6 Methoden zur Reduzierung der Mehrwegeeffekte.....	46
2.3 Variation des Antennenphasenzentrums .....	53
2.3.1 Definition.....	53
2.3.2 Antennenkalibrierverfahren.....	54
<b>3 Grundlagen zur Zeitreihenanalyse .....</b>	<b>57</b>
3.1 Datenaufbereitung.....	57
3.1.1 Detektion und Elimination der Ausreißer.....	57
3.1.2 Interpolation von Datenlücken .....	59
3.1.3 Lineare Trendbereinigung .....	60
3.1.4 Periodische Trends.....	61
3.2 Analyse im Zeitbereich .....	62
3.2.1 Autokovarianzfunktion und Autokorrelationsfunktion .....	62
3.2.2 Kreuzkovarianzfunktion und Kreuzkorrelationsfunktion .....	64
3.2.3 Filterung einer Zeitreihe.....	65
3.3 Analyse im Frequenzbereich.....	66
3.3.1 Leistungsspektrum .....	66
3.3.2 Interpretation des Leistungsspektrums .....	67
<b>4 Testszzenarien, Vorprozessierung und Qualitätsmodell.....</b>	<b>69</b>
4.1 Testfeld .....	69
4.1.1 Ausrüstung der Referenzstation.....	69
4.1.2 Ausrüstung der Roverstationen.....	70

4.1.3	<i>Antennenumgebung der Roverstationen</i> .....	71
4.2	<b>Auswertung der GPS-Messungen</b> .....	74
4.2.1	<i>Auswertablauf der GPS-Messungen</i> .....	74
4.2.2	<i>Basislinien-Auswertung mit WaI Software</i> .....	75
4.3	<b>Datenaufbereitung der GPS-Zeitreihen</b> .....	78
4.4	<b>Qualitätsmodell der GPS-Messungen</b> .....	81
4.4.1	<i>Allgemeine Definition des Qualitätsmodells</i> .....	81
4.4.2	<i>Qualitätsmodell für die Qualitätsevaluierung von GPS-Messungen</i> .....	82
4.4.3	<i>Qualitätsmodell der GPS-Messungen für Monitoring Applikationen</i> .....	83
<b>5</b>	<b>Optimierung der Antennenabschirmung</b> .....	<b>86</b>
5.1	Design der L1-optimierten Choke-Ring-Grundplatte .....	86
5.2	Antennenkalibrierung.....	87
5.2.1	<i>Durchführung</i> .....	87
5.2.2	<i>Ergebnis</i> .....	88
5.3	Qualitätsuntersuchung der Varianten der Antennen-Abschirmung .....	89
5.3.1	<i>Testszenario 1</i> .....	89
5.3.2	<i>Auswertung und Ergebnisse</i> .....	91
<b>6</b>	<b>Analyse der zeitlichen und räumlichen Korrelationen</b> .....	<b>94</b>
6.1	Testszenario 2 .....	94
6.2	Zeitliche Analyse der Qualität und der Korrelationen der GPS-Messungen .....	95
6.2.1	<i>Zeitliche Analyse der Qualität</i> .....	95
6.2.2	<i>Analyse der zeitlichen Korrelationen</i> .....	98
6.3	Methode zur Qualitätssteigerung durch zeitliche Korrelationen.....	105
6.3.1	<i>Methode 1</i> .....	105
6.3.2	<i>Beispiel</i> .....	107
6.4	Räumliche Analyse der Qualität und der Korrelationen der GPS-Messungen .....	110
6.4.1	<i>Räumliche Analyse der Qualität</i> .....	110
6.4.2	<i>Analyse der räumlichen Korrelationen</i> .....	113
6.5	Methode zur Qualitätssteigerung durch räumliche Korrelationen .....	124
6.5.1	<i>Methode 2</i> .....	124
6.5.2	<i>Beispiel</i> .....	126
6.6	Evaluierung der zwei Methoden .....	128
6.6.1	<i>Evaluierungsablauf</i> .....	129
6.6.2	<i>Evaluierungsergebnisse der Methode 1</i> .....	134
6.6.3	<i>Evaluierungsergebnisse der Methode 2</i> .....	138
6.6.4	<i>Diskussion und Vergleichen der zwei Methoden</i> .....	142
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b> .....	<b>144</b>
	<b>Literatur</b> .....	<b>146</b>
	<b>Anhang</b> .....	<b>152</b>
	Anhang A .....	152
	Anhang B .....	158

---

Anhang C .....	164
Anhang D .....	168
<b>Danksagung .....</b>	<b>169</b>

---

## Zusammenfassung

Das Monitoring von Bauwerken und natürlichen Objekten ist einer der zentralen Aufgabenbereiche der Ingenieurgeodäsie. Mit Low-Cost Ein-Frequenz GPS-Empfängern steht im Vergleich zu den konventionellen geodätischen Zwei-Frequenz GNSS-Empfängern eine kosteneffektivere Alternative zur Verfügung, insbesondere für geodätische Monitoring Applikationen, bei denen mehrere Empfänger eingesetzt werden. Zahlreiche Voruntersuchungen zeigen, dass Low-Cost Ein-Frequenz GPS-Empfänger unter Nutzung von Phasendaten bei kurzen Basislinien ein vergleichbares Ergebnis wie geodätische GNSS-Empfänger erreichen können. Stationsabhängige Fehler, insbesondere die Mehrwegeeffekte, sind dabei die dominierende Fehlerquelle für kurze Basislinien. Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Entwicklung eines koordinatenbasierten Algorithmus, der eine Reduktion der Auswirkungen der Mehrwegeeffekte in Nahe-Echtzeit ermöglicht, so dass die Qualität der Low-Cost-GPS Zeitreihen für Monitoring Applikationen verbessert werden kann.

In dieser Arbeit wird der Einfluss der Mehrwegeeffekte zunächst durch Verwendung einer L1-optimierten Choke-Ring Grundplatte reduziert. Die Genauigkeit kann dadurch um ca. 50 % verbessert werden, die Standardabweichung des Einzelwertes ( $1\sigma$ ) in der dreidimensionalen Position liegt damit bei etwa 11 mm. Anschließend werden zwei koordinatenbasierte Methoden entwickelt, um die harmonischen Schwingungen, die in den Zeitreihen auftreten und wahrscheinlich durch die Mehrwegeeffekte hervorgerufen sind, zu reduzieren. Dabei werden jeweils die zeitlichen und räumlichen Korrelationen von mehreren, dicht nebeneinander stehenden Low-Cost Ein-Frequenz GPS-Empfängern berücksichtigt (Methode 1 basiert auf den zeitlichen Korrelationen und Methode 2 auf den räumlichen Korrelationen). Durch Anwendung der beiden Methoden wird die Genauigkeit der Zeitreihen der Low-Cost-GPS Empfangssysteme nochmals um etwa 50 % verbessert.

Die wichtigste Anforderung an ein Monitoring System ist, dass richtige Aussagen über geometrische Änderungen des überwachten Objekts rechtzeitig zur Verfügung stehen. Daher wird die Qualität der GPS-Messung für Monitoring Applikationen durch zwei Qualitätsmerkmale beschrieben: Genauigkeit und Korrektheit der Aussage. Die Korrektheit der Aussage kann durch die Rate des unterlassenen Alarms und die Rate des falschen Alarms parametrisiert werden. Durch die Verbesserung der Genauigkeit wird die Rate des unterlassenen Alarms, insbesondere für kleine Deformationen, reduziert. Die Aussagen stehen als Nahe-Echtzeit-Lösungen zur Verfügung: Mit einem Zeitverzug von 30 Minuten kann eine Aussage darüber getroffen werden, ob eine Deformation vorliegt. Die Raten des unterlassenen Alarms bei einer Deformationsgröße von  $1\sigma$  werden von 91,3 % jeweils auf 51,4 % (durch Methode 1) bzw. auf 43,1 % (durch Methode 2) reduziert. Die Raten des falschen Alarms der Methode 1 und 2 sind allerdings von 0,0 % jeweils auf 1,3 % und 4,9 % leicht gestiegen. Insgesamt wird die Korrektheit der Aussage durch die zwei Methoden verbessert. Die Ergebnisse der vorliegenden Arbeit zeigen, dass die Qualität des Low-Cost-GPS Empfangssystem durch die zwei Methoden und die L1-optimierte Choke-Ring-Grundplatte deutlich verbessert werden. Das vorgestellte Low-Cost-GPS Empfangssystem stellt somit ein kostengünstiges, genaues und zuverlässiges System für Monitoring Applikationen dar.

## Abstract

Monitoring of artificial structures and natural objects is one of the main tasks of engineering geodesy. Low-Cost single-frequency GPS receivers are a cost-effective solution compared to traditional geodetic dual-frequency GNSS receivers, particularly for geodetic monitoring tasks where a high number of receivers are applied. Numerous preliminary investigations have shown that Low-Cost single-frequency GPS receivers can achieve similar results as geodetic GNSS receivers, if the carrier phase measurements of the GNSS receivers are evaluated for short baselines. Site-dependent errors, particularly the multipath effects, are the dominant errors of short baselines. The aim of this thesis is to develop a coordinate-based algorithm which can reduce the influence of the multipath effects in near-real time, so that the quality of Low-Cost GPS systems can be improved for monitoring applications.

In this thesis, the influence of multipath effects can be reduced at first by constructing and applying a self-constructed L1-optimized choke ring ground plane. The accuracies can be improved by about 50 %. The obtained standard deviation ( $1\sigma$ ) in the three-dimensional position is about 11 mm. Furthermore, two coordinate-based methods are developed in order to reduce the oscillations in the time series which are probably caused by multipath effects. The temporal and spatial correlations between the adjoined stations with Low-Cost GPS receivers are taken into account (method 1 is based on temporal correlations and method 2 on spatial correlations). The accuracy of the Low-Cost GPS measurements can be improved by about another 50 %.

The fundamental requirement for a monitoring system is the correct detection of geometric changes of the monitored object as soon as possible. Thus, the quality of the GPS measurement in monitoring applications can be described by the accuracy and correctness of the statement. The correctness of the statement can be described by the rate of failure to alarm and the rate of false alarms. By improving the accuracy of the measurements, the rate of failure to alarm, particularly for small deformations, can be reduced. The methods can deliver a near real-time solution: with a time delay of 30 minutes, the statement about the deformation will be delivered. The rate of failure to alarm with deformations of  $1\sigma$  is reduced from 91.3 % to 51.4 % by method 1 and to 43.1 % by method 2 respectively. The rate of false alarm is slightly increased from 0.0 % to 1.3 % by method 1 and to 4.9 % by method 2. In general, the correctness of the statement is improved by the two methods. The results of this thesis show that the quality of the Low-Cost GPS receiver system was improved by the two methods and by implementing the L1-optimized choke ring ground plane. The designed low-cost GPS receiver system represents a cost-effective, accurate and reliable system for monitoring applications.

# 1 Einführung

## 1.1 Einleitung

Das Monitoring von Bauwerken und natürlichen Objekten, wie Staumauern, Brücken, Rutschhängen und Gletschern, ist einer der zentralen Aufgabenbereiche der Ingenieurgeodäsie (Heunecke et al. 2013). Automation und Kontinuität der Messungen sind hierbei aktuelle Trends beim Monitoring. Neben den traditionellen Überwachungsmethoden wie Tachymeter, GNSS-Empfänger (Global Navigation Satellite System) und Nivellement werden in den letzten Jahren auch viele neue Messinstrumente im Monitoring eingesetzt, wie z.B. terrestrische Laserscanner (z.B. Tsakiri et al. 2006 und Schneider 2006) und terrestrische Radar-Scanner (z.B. Hebel et al. 2011), mit denen eine flächendeckende Erfassung möglich ist. Die verschiedenen Überwachungsmethoden haben jeweils ihre Vor- und Nachteile. Ein Vorteil der GNSS-Empfänger ist ihre Allwetterfähigkeit. Außerdem ist keine direkte Sichtverbindung zwischen den zu überwachenden Punkten nötig und die Datenerfassung ist automatisiert und kontinuierlich möglich. Zudem stellen GNSS-Empfänger neben zielverfolgenden Tachymetern die einzige Möglichkeit dar, dreidimensionale absolute Positionen automatisiert und kontinuierlich zu erfassen. Aus diesem Grund wurden GNSS-Empfänger bereits früh für das Monitoring eingesetzt, z.B. wurde ein GPS (Global Positioning System) Monitoring System an der TU Graz entwickelt (Hartinger 2001).

Unter dem Obergriff GNSS werden das amerikanische Satellitennavigationssystem GPS, das russische System GLONASS (Globalnaya Navigatsionnaya Sputnikovaya Sistema), das chinesische System Beidou und das bald verfügbare europäische System Galileo zusammengefasst. Außerdem gibt es regionale Erweiterungssysteme SBAS (Satellite-Based Augmentation Systems), wie das europäische EGNOS (European Geostationary Navigation Overlay Service), das amerikanische WAAS (Wide Area Augmentation System), das japanische MSAS (Multi-functional Satellite Augmentation System) und QZSS (Quasi-Zenith Satellite System), sowie das indische GAGAN (GPS Aided Geo Augmented Navigation) (Bauer 2011).

Die Multi-GNSS-Technik (z.B. Wanninger und Wallstab-Freitag 2007 und Wanninger 2008) und die PPP-Technik (Precise Point Positioning) (z.B. Heßelbarth 2011, Weber und Hinterberger 2012) sind aktuelle Trends bei der GNSS Positionsbestimmung. Unter der Multi-GNSS-Technik versteht man die Positionierung mittels der Kombination der verschiedenen Navigationssysteme, um so eine höhere Verfügbarkeit, Zuverlässigkeit und Genauigkeit zu erreichen. PPP ist ein absolutes und präzises Positionierungsverfahren mit nur einem einzelnen GNSS-Empfänger. Für das Monitoring wird in der Regel das relative Positionierungsverfahren bzw. die Bestimmung von Basislinien der PPP-Technik vorgezogen. Dies gilt insbesondere für die in der Ingenieurgeodäsie übliche Ausdehnung der Überwachungsbereiche von bis zu einigen Kilometern. Wegen der kurzen Entfernung zwischen den einzelnen Stationen werden die entfernungsabhängigen Fehlerquellen durch die Differenzbildung bei relativen Positionierungsverfahren eliminiert. Bei der PPP-Technik werden im Vergleich dazu viele zusätzliche Informationen und Fehlermodellierungen benötigt, so dass der Aufwand für die Auswertung groß ist. Aufgrund dessen ist das relative Positionierungsverfahren immer noch die einfachste und effizienteste Auswertemethode für das Monitoring kleiner Gebiete. Des Weiteren sind die beide Methoden (Multi-GNSS und PPP) primär für Zwei-Frequenz-Empfänger der geodätischen Genauigkeitsklasse entwickelt worden. Mit Multi-GNSS-Empfängern und -Antennen sind in der Folge meistens hohe Investitionskosten verbunden (zum Teil mehr als 20 000 €), so dass diese nicht flächendeckend für das Mo-

monitoring eingesetzt werden. Neben den kostenintensiven geodätischen GNSS-Empfängern sind preisgünstige Ein-Frequenz-Empfänger verfügbar, die primär für den Massenmarkt wie die Automobilnavigation und mobile Endgeräte entwickelt wurden und die i.d.R. 100 € bis 500 € kosten, wie z.B. U-blox GPS-Empfänger (Ublox 2014a). Darüber hinaus können GPS-Chips bereits für einige Euro erworben werden. In den letzten Jahren zeigten zahlreiche Untersuchungen das Potential dieser Low-Cost Ein-Frequenz GPS-Empfänger für das geodätische Monitoring auf (Bäumker und Fitzen 1996, Schwieger und Gläser 2005, Schwieger 2007, Schwieger 2008, Schwieger 2009, Limpach 2009, Glabsch et al. 2010, Heunecke et al. 2011, Lanzendörfer 2012). Die Low-Cost Ein-Frequenz GPS-Empfänger, die zum einen die genauere Trägerphase zur Messung heranziehen und zum anderen im relativen Modus (über kurze Entfernungen) ausgewertet werden, können eine vergleichbare Genauigkeit (Zentimeter bis einigen Millimeter) wie geodätische GNSS-Empfänger erreichen (Schwieger und Gläser 2005, Schwieger 2007, Schwieger 2008, Schwieger 2009, Limpach 2009, Glabsch et al. 2010, Heunecke et al. 2011, Lanzendörfer 2012).

Beim Monitoring sollen die Nutzer rechtzeitig bzw. so früh wie möglich über mögliche Gefahren informiert werden, damit sinnvolle Gegenmaßnahmen durchgeführt werden können. Das bedeutet, dass die Erfassung und Auswertung der Überwachungsmessungen automatisiert werden müssen, so dass die Information zu den geometrischen Änderungen des überwachten Objekts in Echtzeit bzw. in Nahe-Echtzeit verfügbar ist. Zahlreiche automatische auf preisgünstigen GNSS-Empfängern basierende Monitoring Systeme wurden in den letzten Jahren entwickelt. Die Universität der Bundeswehr in München entwickelte ein automatisches, auf preisgünstigen Novatel-Empfängern basierendes, GNSS-System. Dabei stehen die Ergebnisse in Nahe-Echtzeit zur Verfügung und eine Genauigkeit von einigen mm kann bei einer Rutschhangüberwachung erreicht werden (Glabsch et al. 2010, Heunecke et al. 2011). Ein automatisches Low-Cost GPS Monitoring System, das mit dem U-blox GPS Empfänger LEA-6T ausgerüstet ist, wurde am Institut für Ingenieurgeodäsie der Universität Stuttgart (IGS) aufgebaut und getestet. Die Daten werden in Echtzeit über ein selbstorganisiertes WLAN-Netz übertragen und die Datenauswertung wird in Nahe-Echtzeit realisiert (Zhang et al. 2012, Zhang und Schwieger 2013). Die Entwicklung automatischer und preisgünstiger GNSS Monitoring Systeme wird auch in Roberts et al. (2004) und Benoit et al. (2014) beschrieben. Alle Systeme zeigen, dass die Verfügbarkeit der Auswertergebnisse in Nahe-Echtzeit durch die Realisierung automatischer GNSS Monitoring Systeme möglich ist.

## 1.2 Motivation

Die stationsabhängigen Fehler, insbesondere die Mehrwegeeffekte, die im relativen Verfahren nicht eliminiert werden können, sind das entscheidende Problem bei der präzisen GNSS-Positionierung. Dies betrifft sowohl die kostengünstigen Ein-Frequenz GPS-Empfänger als auch die geodätischen Zwei-Frequenz GNSS-Empfänger. Hierauf liegt folglich der Fokus der Untersuchungen dieser Dissertation.

In der Literatur finden sich zahlreiche Konzepte zur Reduzierung der Mehrwegeeffekte. Im Allgemeinen gibt es zwei Forschungsrichtungen: Zum einen die Verbesserung der Hardware, wie z.B. durch Verwendung von Abschirmungen für die Antennen (z.B. Tranquilla et al. 1994, Filippov et al. 1998, Krantz et al. 2001, Tatarnikov et al. 2011) oder durch Verbesserung der Empfängertechnologie (Van Dierendonck et al. 1992, Townsend et al. 1995, Garin und Rousseau 1997). Zum anderen wird an einer Verbesserung der Software bzw. der Auswertalgorithmen gearbeitet, wie z.B. der Detektion von gestörten Signalen aufgrund der Mehrwegeeffekte mittels Analyse der Signalqualität (Axelrad et al. 1994, Bilich et al. 2003) oder der auf der

siderischen Wiederholbarkeit basierenden Stationskalibrierung (Wanninger und May 2000, Böder et al. 2001). Die Mehrwegeeffekte können allerdings bisher bei keiner Methode vollständig eliminiert werden (Wanninger 2000).

Die meisten Ansätze zur Auswertung basieren auf der detaillierten Analyse der Phasenbeobachtungen, die Korrekturen sind hierbei zuerst an die Phasenmessungen anzubringen, bevor die Koordinaten berechnet werden. Das bedeutet auch, dass die Algorithmen in die GNSS-Auswertesoftware integriert werden müssen. Bei den meisten kommerziellen GNSS-Softwareprodukten sind die Phasendaten für Nutzer aber nicht zugänglich, lediglich die Koordinaten stehen zur Verfügung. In der vorliegenden Arbeit wird deshalb ein koordinatenbasierter Algorithmus entwickelt.

Die kostengünstigen Ein-Frequenz GPS-Empfänger eröffnen die Möglichkeit, eine höhere räumliche Abtastrate der Messobjekte zu realisieren. Mehrwegeeffekte sind von der Satelliten-Antennen-Reflektor-Geometrie abhängig und ändern sich kontinuierlich sowohl zeitlich als auch räumlich. Die Koordinaten der benachbarten Stationen werden gemeinsam von ähnlichen äußeren Fehlern unterschiedlich stark verfälschend beeinflusst. Die periodischen Effekte auf der Koordinatenebene sind überwiegend auf Mehrwegeeffekte zurückzuführen. Aus diesen Gründen werden in dieser Arbeit die zeitlichen und räumlichen Korrelationen der periodischen Veränderungen der Koordinaten, gemessen von mehreren, dicht nebeneinander stehenden, Ein-Frequenz GPS-Empfängern, analysiert.

### **1.3 Zielsetzung und Struktur der Arbeit**

Das Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Entwicklung eines koordinatenbasierten Algorithmus, der die Reduktion der Auswirkung der Mehrwegeeffekte in Nahe-Echtzeit ermöglicht. Hierzu werden die zeitlichen und räumlichen Korrelationen zwischen benachbarten Ein-Frequenz GPS-Empfängern ausgenutzt. Die entwickelten Algorithmen basieren auf der Analyse der Messungen an unbewegten Objekten und werden anschließend mit Messungen, die mit simulierten Deformationen verfälscht wurden, evaluiert. Die Auswirkungen der Mehrwegeeffekte werden durch den entwickelten Algorithmus deutlich reduziert. Neben den Algorithmen wurde eine L1-optimierte Choke-Ring-Grundplatte für die Ein-Frequenz-Antenne selbst entwickelt und verwendet. Damit wird die Genauigkeit und Zuverlässigkeit der Low-Cost GPS-Messung zusätzlich durch eine Optimierung der Hardware verbessert.

Im Nachfolgenden wird auf den Aufbau der Arbeit eingegangen. Nach der Einführung werden die Grundlagen für die relative präzise Positionierung mit Ein-Frequenz GPS-Empfängern in Kapitel 2 erklärt. Dabei wird zwischen den entfernungsabhängigen und stationsabhängigen Fehlerquellen unterschieden. Der Fokus dieser Arbeit liegt auf den stationsabhängigen Fehlern, insbesondere den Mehrwegeeffekten, da diese die dominierende Fehlerquelle für kurze Basislinien darstellen, weshalb die in diesem Zusammenhang stehenden Grundlagen in Kapitel 2 behandelt werden. Anschließend werden die bis dato publizierten Methoden zur Reduzierung der Mehrwegeeffekte kurz beschrieben, wobei die Schwerpunkte auf der Optimierung des Antennendesigns und den Multiantennensystemen liegen.

In Kapitel 3 werden Aspekte der Zeitreihenanalyse erläutert, welche für die Analyse der zeitlichen und räumlichen Korrelationen und für die Entwicklung der eigenen Algorithmen relevant sind.

In Kapitel 4 werden das Testfeld, die Schritte zur Vorprozessierung und das verwendete Qualitätsmodell für die in Kapitel 5 und 6 durchgeführten Messungen beschrieben.

Die selbst entwickelte L1-optimierte Choke-Ring-Grundplatte wird in Kapitel 5 vorgestellt. Um die Leistungsfähigkeit der L1-optimierten Choke-Ring-Grundplatte zu untersuchen, wird die gleiche Antenne jeweils mit einer normalen Grundplatte und einer L1-optimierten Choke-Ring-Grundplatte kalibriert und dann zu vergleichenden Messungen auf identischen Standpunkten verwendet. Die Ergebnisse der Kalibrierung und der Messungen werden dargestellt und ausführlich diskutiert.

In Kapitel 6 werden die zeitlichen und räumlichen Korrelationen mehrerer dicht nebeneinander stehender Ein-Frequenz GPS-Empfänger mittels Zeitreihenanalyse untersucht. Basierend auf diesen Analysen werden zwei Methoden zur Reduktion der Auswirkungen der Mehrwegeeffekte jeweils unter Berücksichtigung der zeitlichen und räumlichen Korrelationen entwickelt und vorgestellt. Die Wirksamkeit der neuen Methoden wird anschließend durch Auswertung simulierter Messungen demonstriert und diskutiert.

Die erreichten Ergebnisse in dieser Arbeit werden in Kapitel 7 zusammengefasst. Abschließend wird ein Ausblick auf zukünftige Arbeiten gegeben.

## 2 Grundlagen zur präzisen relativen GPS-Positionierung

Vor der Auseinandersetzung mit der Thematik der Mehrwegeeffekte werden in diesem Kapitel zuerst das Beobachtungsmodell und das relative Positionierungsverfahren der GPS-Messung vorgestellt. Hierzu werden die entfernungsabhängigen Fehlerquellen nur kurz beschrieben, da sie bei der präzisen relativen Positionierung für kurze Basislinie nahezu komplett eliminiert werden. Die stationsabhängigen Fehler, die nicht im relativen Modus eliminiert werden, vor allem die Variation des Antennenphasenzentrums und die Mehrwegeeffekte, werden detailliert beschrieben. Während die Variationen des Antennenphasenzentrums durch die Antennenkalibrierung zum großen Teil bestimmt werden kann (vgl. Kapitel 2.3), bleiben die Mehrwegeeffekte als ein gravierendes Problem bei der präzisen GNSS-Positionierung vorhanden, einige publizierte Ansätze zur Reduzierung der Mehrwegeeffekte werden anschließend kurz vorgestellt (vgl. Kapitel 2.2).

### 2.1 Beobachtungsmodell

#### 2.1.1 Definition und Fehlerquellen

Als Beobachtungsgleichung kann die geometrische Entfernung  $R_a^s$  (vgl. Gleichung (2-1)) zwischen der Satellitenantenne  $s$  (mit einer globalen kartesischen Koordinate von  $\mathbf{X}^s = (X^s, Y^s, Z^s)$ ) und der Empfangsantenne  $a$  (mit einer globalen kartesischen Koordinate von  $\mathbf{X}_a = (X_a, Y_a, Z_a)$ ) wie folgt formuliert werden:

$$R_a^s = |\mathbf{X}^s - \mathbf{X}_a| = \sqrt{(X^s - X_a)^2 + (Y^s - Y_a)^2 + (Z^s - Z_a)^2}, \quad (2-1)$$

$$C_{a,f}^s = R_a^s + \delta_{a,orbit}^s + \delta_{a,iono,f}^s + \delta_{a,tropo}^s + c_0 \cdot (\delta t_a - \delta t^s + d_{a,f,c} - d_{f,c}^s) + \delta_{a,ant,f,c}^s + \delta_{a,mp,f,c}^s + \varepsilon_{a,f,c}^s, \quad (2-2)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{a,f}^s = R_a^s + \delta_{a,orbit}^s - \delta_{a,iono,f}^s + \delta_{a,tropo}^s + c_0 \cdot (\delta t_a - \delta t^s + d_{a,f,\phi} - d_{f,\phi}^s) + \delta_{a,ant,f,\phi}^s + \delta_{a,mp,f,\phi}^s \\ + \lambda_f \cdot N_{a,f}^s + \varepsilon_{a,f,\phi}^s \end{aligned} \quad (2-3)$$

mit

$C_{a,f}^s$ :	Codemessung [m],
$\Phi_{a,f}^s$ :	Phasenmessung [m],
$\delta_{a,orbit}^s$ :	Satellitenbahnabweichung [m],
$\delta_{a,iono,f}^s$ :	ionosphärische Abweichung [m],
$\delta_{a,tropo}^s$ :	troposphärische Abweichung [m],
$c_0$ :	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum [m/s],
$\delta t_a$ :	Empfängeruhrenfehler [s],
$\delta t^s$ :	Empfänger- und Satellitenuhrenfehler [s],
$d_{a,f,c/\phi}$ :	instrumentelle Signal-Zeitverzögerung im Empfänger [s],
$d_{f,c/\phi}^s$ :	instrumentelle Signal-Zeitverzögerung im Satelliten [s],
$\delta_{a,ant,f,c/\phi}^s$ :	Variation des Antennenphasenzentrums [m],
$\delta_{a,mp,f,c/\phi}^s$ :	Mehrwegeeffekte [m],
$N_{a,f}^s$ :	Mehrdeutigkeitsparameter [-],
$\varepsilon_{a,f,c/\phi}^s$ :	Messrauschen [m].

Gleichung (2-2) gilt hierbei für die Codemessung, Gleichung (2-3) für die Phasenmessung. In den beiden Formeln finden die jeweiligen Fehlerquellen Berücksichtigung. Die primäre Unbekannte  $\mathbf{X}_a = (X_a, Y_a, Z_a)$  ist im Term  $R_a^s$  enthalten. Die meisten Fehlerquellen wirken sich unterschiedlich auf die Code- und Phasen-

messungen aus. Daher werden deren Fehlerquellen in den Gleichungen (2-2) und (2-3) mit  $C$  bzw.  $\Phi$  indiziert.  $N_{a,f}^s$  ist der Mehrdeutigkeitsparameter, welcher nur bei Phasenmessungen vorhanden ist und bei der Codemessung wegfällt.

Die Trägerfrequenzen  $f$  der L1- und L2-Frequenz von GPS-Messungen besitzen die Werte  $f_{L1} = 1575,42$  MHz und  $f_{L2} = 1227,60$  MHz. Sie haben damit eine Wellenlänge von ca.  $\lambda_{f_{L1}} = 19$  cm und  $\lambda_{f_{L2}} = 24$  cm. Eine weitere Trägerfrequenz, die L5-Frequenz mit  $f_{L5} = 1176,45$  MHz, kann von neueren GPS-Satelliten (Block IIR Satelliten, ab 2006) gesendet werden (Bauer 2011). Da die Auswirkungen einiger Fehlerquellen frequenzabhängig sind, werden deren Fehlereinflüsse in den Gleichungen (2-2) und (2-3) zusätzlich mit dem Index  $f$  gekennzeichnet.

Die Fehlerquellen können in die zwei Gruppen „entfernungsabhängig wirkende Fehlerquellen“ und „stationsabhängig wirkende Fehlerquellen“ unterteilt werden. Die Aufteilung der Fehlerquellen und ihre Größenordnungen im absoluten und relativen Modus sind in Tab. 2.1 aufgelistet.

Tab. 2.1: Größenordnung der Messabweichungen bei der absoluten und relativen GPS-Positionierung mit Trägerphasenmessungen (nach Rost 2011)

Art der Abweichung	Größenordnung	
	absolut	relativ
<b>Entfernungsabhängig wirkend</b>		
Satellitenbahnabweichung	5,0 – 50,0 m	0,2 – 2,0 ppm
Ionosphäre	0,5 – 100,0 m	0,1 – 50,0 ppm
Troposphäre	0,01 – 0,5 m	0,1 – 3,0 ppm
<b>Stationsabhängig wirkend</b>		
Mehrwegeeffekte (Phasen)	mm – cm	mm – cm
Antennenphasenzentrum	mm – cm	mm – cm
Messrauschen	mm	mm

Die entfernungsabhängigen Fehlerquellen haben mit zunehmenden Stationsabstand (bzw. zunehmender Länge der Basislinie) immer größere Einflüsse und werden in Abschnitt 2.1.1.1 im Einzelnen vorgestellt. Die stationsabhängigen Fehlerquellen wirken individuell auf jeder Station und können i.d.R. nicht durch das relative Verfahren reduziert werden. Sie stehen im Fokus der Arbeit und werden in Abschnitt 2.1.1.2 erklärt. Die Mehrwegeeffekte und die Variation des Antennenphasenzentrums werden jeweils in Kapitel 2.2 und 2.3 gesondert beschrieben.

Auf eine detaillierte Beschreibung der Uhrfehler und der instrumentellen Signal-Zeitverzögerungen bei den Satelliten ( $\delta t^s$ ,  $d_f^s$  entfernungsabhängige Fehler) und bei dem Empfänger ( $\delta t_a$ ,  $d_{a,f}$  stationsabhängige Fehler) wird hier verzichtet, da sie durch Doppeldifferenz (vgl. Abschnitt 2.1.2) vollständig eliminiert werden können. Hierzu wird auf die Literatur wie Wübbena (2001) und Dilßner (2007) verwiesen.

### 2.1.1.1 Entfernungsabhängige Fehlerquellen

#### Satellitenbahnabweichung

Die Variable  $\delta_{a,orbit}^s$  in Gleichung (2-2) bzw. (2-3) beschreibt die Auswirkung der Satellitenbahnabweichung auf die Entfernung  $R_a^s$  zwischen der Satellitenantenne  $s$  und der Empfangsantenne  $a$ . Die Satelli-

tenorbits können durch die Navigationsnachricht (Broadcast Ephemeriden) in Echtzeit oder vom IGS (International GNSS Service) in verschiedener Qualität und mit unterschiedlichen Zeitverzögerungen (präzise Ephemeriden) geliefert werden (IGS 2014).

Der Einfluss der Satellitenbahnabweichung auf Basislinien kann anhand einer von Bauersima (1983) entwickelten Faustformel (Beutler 1996) abgeschätzt werden:

$$\frac{|\bar{d}|}{l} = \frac{|\delta_{a,orbit}^s|}{R} \quad (2-4)$$

mit

- $|\bar{d}|$ : Koordinatenfehler der Basislinie,
- $l$ : Länge der Basislinie,
- $R$ : mittlere Entfernung zwischen Satellit und Empfänger (ca. 20 200 Kilometer).

Nach Gleichung (2-4) bewirkt eine Satellitenbahnabweichung von 20 Metern einen Fehler von 1 ppm auf die Basislinie. Diese Abschätzung ist allerdings insbesondere für die Höhenkomponente geeignet, die Fehler für die Lagekomponenten fallen um einen Faktor vier bis zehn geringer aus (Zielinski 1988).

Die theoretische Satellitenumlaufzeit beträgt einen halben Sterntag (Bauer 2011), der auch als siderischer Tag bezeichnet ist. Da sich die Erde an einem Sterntag um  $360^\circ$  um sich selbst dreht, befinden sich die Satelliten nach zwei Satellitenumläufen relativ zum Erdkörper auf der gleichen Position. Das bedeutet, dass sich die Satellitenkonfiguration in einem siderischen Tag wiederholt. Ferner dauert der mittlere siderische Tag ca. 23 Stunden 56 Minuten 4 Sekunden, und ist somit ca. 236 Sekunden kürzer als ein Sonnentag (Seeber 2003). In Seeber et al. (1997) wurde allerdings auch gezeigt, dass sich die Satellitenkonfiguration nicht genau nach einem siderischen Tag wiederholt, da jeder Satellit individuelle Perioden hat. Die Perioden der Satelliten variieren aufgrund natürlicher Störkräfte und künstlichen Bahnkorrekturmanövern (Choi et al. 2004, Dilbner 2007). Die Variationen der mittleren Satellitenperioden liegen bei etwa 4 bis 20 Sekunden (Seeber et al. 1997) bzw. in der Untersuchung von Choi et al. (2004) bei etwa 9 Sekunden, jeweils kürzer als ein Sterntag. Die Variationen der Wiederholbarkeit der Satellitenbahnen werden in der vorliegenden Arbeit ausführlich behandelt, da die Wiederholbarkeit der Mehrwegeeffekte dadurch direkt beeinflusst wird.

### Ionosphärische Abweichung

Die elektromagnetischen Signale der Satelliten laufen durch die Erdatmosphäre bis zum Empfänger wobei die Laufzeit der Signale dadurch verändert wird. Die schichtartige Erdatmosphäre kann in die Ionosphäre und die tiefer liegende Troposphäre aufgeteilt werden. In Gleichung (2-2) bzw. (2-3) sind  $\delta_{a,iono,f}^s$  und  $\delta_{a,tropo}^s$  jeweils die ionosphärische bzw. die troposphärische Abweichung auf die Strecke zwischen der Satellitenantenne  $s$  und der Empfangsantenne  $a$ . Aufgrund des physikalischen Zusammenhangs zwischen der Phasen- und der Gruppengeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen ist das Vorzeichen der ionosphärischen Abweichung bei Phasen- und Codebeobachtungen unterschiedlich (vgl. Gleichung (2-2) und (2-3), Bauer 2011).

Die Ausbreitung der elektromagnetischen Signale wird hierbei durch die Ionisierung in der Ionosphäre beeinflusst. Die Größenordnung ionosphärischer Abweichungen ist abhängig von dem Elektronengehalt der

Ionosphäre. Der Elektronengehalt variiert zeitlich und räumlich, daher variieren die ionosphärischen Abweichungen in Abhängigkeit der Breite. Diese Variationen fallen i.d.R. bei mittleren Breiten ( $\pm(30^\circ-65^\circ)$  magnetische Breite) geringer und räumlich homogener aus, als in der Äquatorregion und den Polarregionen (Wanninger 2000, Bauer 2011). Treten kleinräumige ionosphärische Störungen auf, führen diese zu einem verstärkten Auftreten von Phasensprüngen (vgl. Abschnitt 2.1.2) oder sogar längeren Datenausfällen bei der Messung (Wanninger 2000). Die Auswirkung der ionosphärischen Einflüsse ist frequenzabhängig. Daher gibt es die Möglichkeit, die ionosphärische Abweichung durch die Bildung der ionosphärenfreien Linearkombination (vgl. Gleichung (2-8) in Abschnitt 2.1.2.2) aus der L1- und der L2-Frequenz nahezu vollständig zu eliminieren. Für die in dieser Arbeit im Fokus stehenden Ein-Frequenz GPS-Empfänger kann dieser Lösungsansatz nicht verwendet werden.

Generell ist das relative Verfahren die einfachste Methode, die Einflüsse der ionosphärischen Abweichungen zu reduzieren. Dieser Lösungsansatz wird in dieser Arbeit verwendet. Die Einflüsse der ionosphärischen Abweichungen bei kurzer Basislinie können dadurch sogar nahezu komplett eliminiert werden. Aufgrund der starken zeitlichen und räumlichen Änderungen der ionosphärischen Abweichung ist es allerdings schwierig, eine genaue Grenze zwischen kurzen und langen Basislinien zu definieren (Dach et al. 2007). In Dach et al. (2007) und Wanninger (2000) werden etwa 10 Kilometer als Grenze für kurze Basislinien in mittleren Breiten angegeben. Das heißt, unter einer Entfernung von 10 Kilometern können die entfernungsabhängigen Fehlereinflüsse in mittleren Breiten i.d.R. vernachlässigt werden. Die übliche Ausdehnung der Überwachungsbereiche in der Ingenieurgeodäsie liegt in einem Bereich von kleiner als 10 Kilometern, d.h. beim Monitoring in der Ingenieurgeodäsie gibt es überwiegend kurze Basislinien.

Eine weitere Möglichkeit, die Einflüsse der ionosphärischen Abweichungen zu reduzieren, besteht darin, diese zu modellieren. Aufgrund der großen zeitlichen Variation der ionosphärischen Abweichung kommen diese Modellierungen für das relative Verfahren nicht in Frage (Wanninger 2000). Daher ist es kein Gegenstand der vorliegenden Arbeit, hierzu wird auf die Literatur Wanninger (1994) und Klobuchar (1996) verwiesen.

### **Troposphärische Abweichung**

Die Troposphäre ist elektrisch neutral und die troposphärischen Abweichungen sind daher für die L1- und L2-Frequenz sowie für die Code- und Phasemessungen gleich. Sie können deswegen nicht durch die Linearkombination zweier Frequenzen eliminiert werden, sondern werden durch Modellierung, wie das Hopfield-Modell (Hopfield 1969) oder das Saastamoinen-Modell (Saastamoinen 1973), rechnerisch korrigiert. Die Modellierungen unterscheiden zwischen Trockenkomponente und Feuchtkomponente, die jeweils von Temperatur, Luftdruck und Partialwasserdampfdruck beeinflusst werden. Ein weiterer Bestandteil der Modellierung ist die sogenannte Abbildungsfunktion, die die Umrechnung vom Zenit auf einen beliebigen Elevationswinkel ermöglicht, wie z.B. die Vienna Mapping Function (VMF-Modell, Böhme und Schuh 2003) oder die Global Mapping Function (GMF-Modell, Böhme et al. 2006). Zusätzliche troposphärische Zenitparameter können in großräumigem Netz mit großen Höhenunterschieden und inhomogenen Temperatur- und Feuchtegradienten geschätzt werden (Dilßner 2007).

Die entfernungsabhängigen Fehlereinflüsse werden bei einer relativen Positionsbestimmung (vgl. Kapitel 2.1.2) bei kurzen Basislinien nahezu vollständig eliminiert und sind daher kein wesentlicher Bestandteil dieser Arbeit, hierzu wird auf die bereits genannte Literatur, die sich speziell mit der Thematik auseinandersetzt, verwiesen.

### 2.1.1.2 Stationsabhängige Fehlerquellen

#### Mehrwegeeffekte

Wie bereits festgestellt, stellen die Mehrwegeeffekte ein gravierendes Problem bei der präzisen GNSS-Positionierung dar. Mehrwegeeffekte sind abhängig von der Antennenumgebung und werden i.d.R. als unkorreliert zwischen Stationen betrachtet. Wenn die Antennen dicht nebeneinander angeordnet sind, wie in den Untersuchungen im Rahmen der vorliegenden Arbeit, können die Mehrwegeeffekte allerdings als räumlich korreliert angesehen werden. Das Reduzieren der Einflüsse der Mehrwegeeffekte auf Koordina-tenebene unter Berücksichtigung der zeitlich-räumlichen Korrelationen ist ein Fokus dieser Arbeit. Aus die-sem Grund werden ihre theoretischen Grundlagen in Kapitel 2.2 im Detail erläutert.

#### Variation des Antennenphasenzentrums

Die Variation des Antennenphasenzentrums ist stationsabhängig und ihre Einflüsse können i.d.R. nicht im relativen Verfahren reduziert werden (mit Ausnahme bei der Verwendung baugleicher und gleichausgerich-teter Antennen). Die Variationen des Antennenphasenzentrums lassen sich schwer von Mehrwegeeffekten trennen, können allerdings durch die Antennenkalibrierung bestimmt werden. Da in der Arbeit selbstkon-struierte L1-optimierte CR-Grundplatten verwendet und kalibriert wurden, wird die Definition der Anten-nenphasenzentrumsvariation und die Antennenkalibrierverfahren in Kapitel 2.3 ausführlich beschrieben.

#### Messrauschen

Das Messrauschen der GPS-Messung ist ein weiterer stationsabhängiger Fehler. Bezogen auf eine Station ist das Messrauschen ein rein zufälliger Fehler, zeitlich und räumlich unkorreliert.

In Seeber (2003) und ICD-GPS-200 (2013) wird die Größenordnung des Phasenrauschens mit etwa 1 % bzw. 0,1 rad (entspricht 1,6 %) der Wellenlänge angegeben. Das bedeutet, dass bei Trägerphasen ein Wert von etwa 2 mm abgeschätzt werden kann. Das Messrauschen der Codemessung liegt generell im Dezimeter-bis Meterbereich (Seeber 2003). Schon aus diesem Grund ist die Codemessung für präzise Positionierung nicht ausreichend.

### 2.1.2 Präzise Relative GPS-Positionierung

Eine gemeinsame Auswertung der Code- und Phasenmessungen an simultan beobachteten Stationen im rela-tiven Modus ist eine effiziente Methode, um die meisten Fehlereinflüsse in Gleichung (2-2) und (2-3) dras-tisch zu eliminieren oder zu reduzieren. Für eine Anwendung, die eine Genauigkeit im Zentimeter- bis Mil-limeterbereich erreichen soll, müssen die Phasenmessungen verwendet werden. Deswegen wird das relative Verfahren der Phasenmessungen in diesem Kapitel erläutert.

Beim relativen Verfahren wird eine der simultan messenden Stationen als Referenzstation definiert, deren absolute Koordinaten bekannt sind. Die anderen Stationen können als Roverstationen bezeichnet werden. Bei der relativen Positionierung werden entweder die Originalbeobachtungsdaten oder die Beobachtungskorrektur der Referenzstation an die Roverstation geschickt. Die Auswertung kann entweder in Echtzeit oder im Postprocessing, durchgeführt werden. In dieser Arbeit werden die Originalbeobachtungen der Stationen im Postprocessing ausgewertet.

Die Ergebnisse der relativen GPS-Positionierung sind die dreidimensionalen Koordinatendifferenzen bzw. Basislinienvektoren statt der absoluten Punktkoordinaten. Werden die Basislinienvektoren zu den absoluten Koordinaten der Referenzstation hinzuaddiert, erhält man die absoluten Koordinaten der Roverstationen. Allerdings wird dabei die Genauigkeit der Basislinienbestimmung bzw. der Position der Roverstationen von den fehlerbehafteten absoluten Koordinaten der Referenzstation beeinträchtigt (Wanninger 2000).

Im folgenden Abschnitt 2.1.2.1 werden die verschiedenen relativen Modi der Phasenmessung basierend auf Gleichung (2-3) erklärt, wobei die Auswirkung der fehlerbehafteten absoluten Koordinaten der Referenzstation in der Modellierung mitberücksichtigt wird.

### 2.1.2.1 Differenzbildungen aus Phasenmessungen einer Frequenz

#### Empfänger-Einfachdifferenz

Die Phasendifferenz zwischen zwei Empfängern  $a1$  ( $\Phi_{a1,f}^s$ ) und  $a2$  ( $\Phi_{a2,f}^s$ ) zu dem gleichen Satellit  $s$  (mit  $\Delta$ -Operator) ergibt die Einfachdifferenz  $\Delta\Phi_{a1,a2,f}^s$  (vgl. Gleichung (2-5)), die aus den Gleichungen (2-1) und (2-3) abgeleitet werden kann:

$$\begin{aligned}\Delta\Phi_{a1,a2,f}^s &= \Phi_{a2,f}^s - \Phi_{a1,f}^s \\ &= \Delta R_{a1,a2}^s + \Delta\delta_{a1,a2,orbit}^s + \Delta\delta_{a1,a2,iono}^s + \Delta\delta_{a1,a2,tropo}^s + c_0 \cdot (\Delta\delta t_{a1,a2} + \Delta d_{a1,a2,f,\phi}) \\ &\quad + \lambda_f \cdot \Delta N_{a1,a2,f}^s + \Delta\delta_{a1,a2,ant,f,\phi}^s + \Delta\delta_{a1,a2,mp,f,\phi}^s + \delta_{a1,a2,coord}^s + \Delta\varepsilon_{a1,a2,f,\phi}^s\end{aligned}\quad (2-5)$$

mit

$$\delta_{a1,a2,coord}^s: \quad \text{Auswirkung von fehlerbehafteten absoluten Koordinaten der Referenzstation [m].}$$

Die satellitenspezifischen Fehlerquellen, d.h. Satellitenuhrenfehler  $\delta t^s$  und die interne Signalverzögerung des Satelliten  $d_f^s$  in Gleichung (2-3), werden durch die Bildung der Einfachdifferenz komplett eliminiert. Alle anderen in Gleichung (2-3) genannten Fehlerquellen bleiben nach der Differenzbildung erhalten. Diese beziehen sich auf die Differenz der Individualfehler zwischen den Empfängern und demselben Satellit. Bei kurzen Basislinien können die Unterschiede der ionosphärischen und troposphärischen Einflüsse sowie der Bahnabweichungen bei beiden Stationen vernachlässigt werden, da die Signale fast durch die gleiche Atmosphäre laufen. Die stationsabhängigen Fehlereinflüsse können allerdings nicht durch Differenzbildung reduziert werden und die Einführung der fehlerbehafteten absoluten Koordinaten der Referenzstation bedingt einen zusätzlichen Fehler  $\delta_{a1,a2,coord}^s$ .

#### Empfänger-Satellit-Doppeldifferenz

Die Doppeldifferenz  $\nabla\Delta\Phi_{a1,a2,f}^{s1,s2}$  ergibt sich aus der Differenz zweier Einfachdifferenzen (mit  $\nabla$ -Operator) zu zwei Satelliten  $s1$  ( $\Delta\Phi_{a1,a2,f}^{s1}$ ) und  $s2$  ( $\Delta\Phi_{a1,a2,f}^{s2}$ ). Gleichung (2-6) kann aus Gleichung (2-5) abgeleitet werden:

$$\begin{aligned}\nabla\Delta\Phi_{a1,a2,f}^{s1,s2} &= \Delta\Phi_{a1,a2,f}^{s2} - \Delta\Phi_{a1,a2,f}^{s1} \\ &= \nabla\Delta R_{a1,a2}^{s1,s2} + \nabla\Delta\delta_{a1,a2,orbit}^{s1,s2} - \nabla\Delta\delta_{a1,a2,iono,f}^{s1,s2} + \nabla\Delta\delta_{a1,a2,tropo}^{s1,s2} + \lambda_f \cdot \nabla\Delta N_{a1,a2,f}^{s1,s2} \\ &\quad + \nabla\Delta\delta_{a1,a2,ant,f,\phi}^{s1,s2} + \nabla\Delta\delta_{a1,a2,mp,f,\phi}^{s1,s2} + \nabla\delta_{a1,a2,coord}^{s1,s2} + \nabla\Delta\varepsilon_{a1,a2,f,\phi}^{s1,s2}\end{aligned}\quad (2-6)$$

Durch die Doppeldifferenz werden die empfängerspezifischen Uhrfehler und Signalverzögerungen, d.h.  $\Delta\delta_{a1,a2}$  und  $\Delta d_{a1,a2,f,\phi}$ , eliminiert. Alle anderen Fehlerquellen beziehen sich auf die doppelte Differenz der Individualfehlern zwischen den Empfängern  $a1$  und  $a2$  und dem Satellitenpaar  $s1$  und  $s2$ .

Im Fall kurzer Basislinien für eine Doppeldifferenz können fast alle doppelt subtrahierten Fehlerquellen in Gleichung (2-6), wie die entfernungsabhängigen Fehlereinflüsse  $\nabla\Delta\delta_{a1,a2,iono}^{s1,s2}$ ,  $\nabla\Delta\delta_{a1,a2,tropo}^{s1,s2}$  und  $\nabla\Delta\delta_{a1,a2,orbit}^{s1,s2}$ , bereits weitestgehend vernachlässigt werden. Gleichung (2-6) vereinfacht sich dadurch zu Gleichung (2-7):

$$\nabla\Delta\Phi_{a1,a2,f}^{s1,s2} = \nabla\Delta R_{a1,a2}^{s1,s2} + \lambda_f \cdot \Delta N_{a1,a2,f}^{s1,s2} + \nabla\Delta\delta_{a1,a2,ant,f,\phi}^{s1,s2} + \nabla\Delta\delta_{a1,a2,mp,f,\phi}^{s1,s2} + \nabla\delta_{a1,a2,coord}^s + \nabla\Delta\varepsilon_{a1,a2,f,\phi}^{s1,s2}. \quad (2-7)$$

Je korrekter die absoluten Koordinaten der Referenzstation zur Verfügung stehen, desto kleiner kann der Term  $\nabla\delta_{a1,a2,coord}^{s1,s2}$  gehalten werden.

Die stationsabhängigen Fehlereinflüsse können allerdings nicht durch Doppeldifferenzbildung eliminiert werden und sind die dominierenden Fehler bei kurzen Basislinien. Die Fehlereinflüsse der Antennenphasenzentrumsvariation  $\nabla\Delta\delta_{a1,a2,ant,f,\phi}^{s1,s2}$  können entweder durch Verwendung baugleicher und gleich ausgerichteter Antennen auf der Referenz- und Roverstation (Wanninger 2000) oder durch Anbringen der Antennenkorrekturen auf beiden Stationen (vgl. Kapitel 2.3) nahezu vollständig eliminiert werden.

Die Mehrwegeeffekte und die sonstigen Fehlereinflüsse wie Messrauschen sind i.d.R. auf der Referenz- und Roverstation unterschiedlich. Die Fehlereinflüsse  $\nabla\Delta\delta_{a1,a2,mp,f,\phi}^{s1,s2}$  und  $\nabla\Delta\varepsilon_{a1,a2,f,\phi}^{s1,s2}$  sind durch Varianzfortpflanzung bei Doppeldifferenzbildung sogar noch größer als die Fehlereinflüsse  $\delta_{a,mp,f,\phi}^s$  und  $\varepsilon_{a,f,\phi}^s$  bei der originalen Phasenbeobachtung in Gleichung (2-3).

### Dreifachdifferenz

Die Beobachtungsgleichungen (2-4) bis (2-6) beziehen sich auf die einzelne Epoche. Dreifachdifferenzen sind die zeitlichen Differenzen der Doppeldifferenzen. Da i.d.R. davon ausgegangen wird, dass sich die Mehrdeutigkeit von Epoche zu Epoche zu jedem Satellit nicht ändert, verschwindet der Term  $\Delta N_{a1,a2,f}^{s1,s2}$ . Die Dreifachdifferenzen werden für geodätische Anwendungen benötigt, z.B. für die Bestimmung der Strecken zwischen den Satelliten und dem Empfänger (Bauer 2011).

Die Dreifachdifferenzen werden auch häufig zur Detektion der Phasensprünge verwendet. Die Phasensprünge können auftreten, wenn die direkte Sichtverbindung zwischen Satellit und Empfänger zeitweilig unterbrochen wird. Phasensprünge können auch durch ionosphärische Störungen, Mehrwegeeffekte, Interferenz des Satellitensignals mit anderen Signalen oder Satelliten- und Empfängerfehlern verursacht werden (Bauer 2011).

#### 2.1.2.2 Linearkombinationen der Phasenmessungen

Die Phasenbeobachtungen von zwei Frequenzen können zweckmäßig, z.B. zur Elimination der Fehlereinflüsse, nach Gleichung (2-8) beliebig linear kombiniert werden (Bauer 2011):

$$\Phi_{a,LK}^s = \alpha_1 \cdot \Phi_{a,L1}^s + \alpha_2 \cdot \Phi_{a,L2}^s. \quad (2-8)$$

- mit  $\alpha_1 = 1$  und  $\alpha_2 = -1$  für das Wide-Lane-Signal;
- mit  $\alpha_1 = 1$  und  $\alpha_2 = 1$  für das Narrow-Lane-Signal;
- mit  $\alpha_1 = 1$  und  $\alpha_2 = -f_{L1}/f_{L2}$  für die geometriefreie Linearkombination;
- mit  $\alpha_1 = 1$  und  $\alpha_2 = -f_{L2}/f_{L1}$  für die ionosphärenfreie Linearkombination.

Die Wellenlänge eines derartig „gerechneten“ Signals kann wie in Gleichung (2-9) berechnet werden:

$$\lambda_{a,LK}^s = c_0 / (\alpha_1 \cdot f_{L1} + \alpha_2 \cdot f_{L2}). \quad (2-9)$$

Die Größenordnung des Messrauschens der Linearkombinationen kann durch Varianzfortpflanzung wie in Gleichung (2-10) geschätzt werden (Wanninger 2000):

$$\sigma_{a,LK}^s = k \cdot \lambda_{a,LK}^s \cdot \sqrt{\alpha_1^2 + \alpha_2^2}, \quad (2-10)$$

wobei wie in Abschnitt 2.1.1.2 beschrieben,  $k = 0,01$  (nach Seeber 2003) oder  $k = 0,016$  (nach ICD-GPS-200 2013) gewählt wird.

Das Wide-Lane-Signal hat eine Wellenlänge von 0,862 m, die damit berechnete Lösung wird als „Wide-Lane-Lösung“ ( $L_w$ -Lösung) bezeichnet. Durch die größere Wellenlänge sind die Mehrdeutigkeitsparameter des Wide-Lane-Signals viel einfacher als bei den originalen L1- und L2-Frequenzen zu bestimmen. Der Nachteil der Wide-Lane-Lösung liegt daran, dass das Messrauschen durch Varianzfortpflanzung größer wird. Das Wide-Lane-Signal wird häufig bei kinematischen Anwendungen eingesetzt (Wanninger 2000).

Das Narrow-Lane-Signal (entspricht  $L_N$ -Lösung) hat im Gegensatz zum Wide-Lane-Signal eine Wellenlänge von 0,106 m, welche kleiner als die der ursprünglichen Signale ist. Aufgrund der kleinen Wellenlänge hat das Narrow-Lane-Signal ein geringeres Messrauschen. Mit dem Narrow-Lane-Signal können die Koordinaten sehr genau geschätzt werden, wenn die Mehrdeutigkeiten gelöst wurden und ionosphärischen Abweichungen keine Rolle spielen (Wanninger 2000).

Bei der geometriefreien Linearkombination ist die Wellenlänge unendlich groß und die Geometrie, d.h. die Entfernung zwischen dem Satelliten und dem Empfänger, entfällt. Die geometriefreie Linearkombination enthält nur die ionosphärischen Abweichungen, und wird als „ $L_1$ -Lösung“ bezeichnet. Da sich die ionosphärischen Abweichungen zeitlich nur geringfügig ändern, wird diese Linearkombination verwendet, um die Phasensprünge zu detektieren (Bauer 2011).

In der ionosphärenfreien Linearkombination (als „ $L_0$ -Lösung“ bezeichnet) werden die ionosphärischen Abweichungen komplett eliminiert und dadurch kann die Entfernung zwischen dem Satelliten und dem Empfänger ohne ionosphärische Einflüsse bestimmt werden. Die Koeffizienten  $\alpha_1$  und  $\alpha_2$  der ionosphärenfreien Linearkombination sind in der Literatur unterschiedlich definiert. Daher haben die ionosphärenfreien Linearkombinationen unterschiedliche Wellenlängen (Seeber 2003, Dach et al. 2007, Hofmann-Wellenhof et al. 2008, Wanninger 2000). Die ionosphärischen Abweichungen werden komplett eliminiert, wenn der Quotient zwischen den beiden Koeffizienten  $\alpha_1$  und  $\alpha_2$  nach Gleichung (2-11):

$$\alpha_2 / \alpha_1 = -f_{L2} / f_{L1} \quad (2-11)$$

gewählt wird. Die ionosphärenfreien Linearkombinationen werden häufig bei Koordinatenlösungen für lange Basislinien (Wanninger 2000, Dach et al. 2007) und PPP (Heßelbarth 2011) verwendet.

Des Weiteren können die Phasen- und Codemessung linear kombiniert werden, um die Mehrdeutigkeit zuverlässiger festzulegen (Wübbena 1985, Melbourne 1985).

### 2.1.2.3 Arbeitsschritte zur präzisen relativen Positionierung

Um die Koordinaten der Roverstation im Millimeter- oder Zentimeterbereich zu bestimmen bzw. die Mehrdeutigkeitsparameter in ganzen Zahlen zu bestimmen, werden verschiedene Arbeitsschritte durchlaufen. Das Ergebnis des vorherigen Schrittes dient dabei jeweils als Näherungswert für den nächsten Schritt, die wesentlichen Schritte werden in Wanninger (2000) wie folgt zusammengefasst:

- 1) **Absolute Positionierung** mit der Codemessung (vgl. Gleichung (2-2)): Die Codemessung fällt zwar nicht so genau aus wie die Phasenmessung, sie ist jedoch eindeutig. Aus diesem Grund kann ein Näherungswert für die Koordinaten des Empfängers und für den Empfängeruhrfehler mittels Codemessung bestimmt werden.
- 2) **Relative Positionierung** mit Codemessungen (**DGNSS**): Die Codemessung wird im relativen Verfahren ausgewertet, (ähnlich wie Gleichung (2-5), jedoch mit Codemessung). Der dominierende Fehler ist der Mehrwegeeffekt, wobei die Codemessung durch die Phasenmessungen geglättet und die Position somit genauer und zuverlässiger bestimmt wird.
- 3) **Float-Lösung** mit Phasenmessungen: In diesem Schritt werden die Mehrdeutigkeitsparameter mit einer der drei Gleichungen (2-3), (2-5) oder (2-6) auf reelle, jedoch nicht auf ganze Zahlen geschätzt. Die Phasenmessungen in den Gleichungen können entweder die reelle L1- und L2-Frequenz oder auch die gerechnete Linearkombinationen sein. Dabei werden die Phasenmessungen zuerst von Phasensprüngen befreit. Die Phasensprünge können i.d.R. zum Großteil durch verschiedene Verfahren, wie das Dreifachdifferenzverfahren oder das Bilden von geometriefreien Linearkombinationen detektiert und korrigiert werden. Allerdings gelingt dies nicht immer, besonders wenn die Fehlereinflüsse zu groß sind.
- 4) **Fixed-Lösung** basiert ebenfalls auf einer der drei Gleichungen (2-3), (2-5) oder (2-6) mit Phasenmessungen: Das Ziel dieses Schrittes ist es, alle oder zumindest die meisten Mehrdeutigkeitsparameter der Doppeldifferenzen in Gleichung (2-6) auf ganze Zahlen festzulegen bzw. zu fixieren. Die Mehrdeutigkeitsparameter können, je nach Länge der Basislinien, durch verschiedene Algorithmen und lineare Kombinationen bestimmt werden (Dach et al. 2007). Bei kurzen Basislinien werden üblicherweise Mehrdeutigkeitssuchverfahren verwendet. Dabei kann anhand der Ergebnisse des vorherigen Schrittes (Float-Lösung) ein Lösungsraum, der die wahren ganzzahligen Mehrdeutigkeiten enthält, festgelegt werden. Der Lösungsvektor, der aus ganzzahligen Mehrdeutigkeiten besteht und die kleinste Verbesserungsquadratsumme aufweist, wird festgelegt. Das Verhältnis der Verbesserungsquadratsummen zwischen der zweitbesten und besten Lösung muss groß genug sein (das Verhältnis kann vom Nutzer definiert werden, z.B. größer als 1,4), um die beste Lösung als endgültige und eindeutige Lösung zu akzeptieren (Wanninger 2000, Dach et al. 2007). Wenn L1- und L2-Frequenzen gleichzeitig zur Verfügung stehen, läuft das Suchverfahren schneller und zuverlässiger (Bauer 2011, Dach et al. 2007).

Die Koordinaten der Roverstation, die im Term  $\nabla\Delta R_{a1,a2}^{s1,s2}$  (vgl. Gleichung (2-7)) enthalten sind, können nur richtig im Millimeterbereich bestimmt werden, wenn die Mehrdeutigkeitsparameter der Doppeldifferenz  $\Delta N_{a1,a2,f}^{s1,s2}$  mit wahren ganzen Zahlen bestimmt wurden. Die Voraussetzung für die richtige Bestimmung der Mehrdeutigkeiten bei kurzen Basislinien ist, dass die stationsabhängigen Fehlereinflüsse und fehlerhaftete

Basislinienkoordinaten deutlich geringer als eine halbe Wellenlänge sind (Wanninger 2000). Der Sachverhalt wird ersichtlich, wenn Gleichung (2-7) nach  $\Delta N_{a1,a2,f}^{s1,s2}$  aufgelöst wird. Es ergibt sich Gleichung (2-12):

$$\Delta N_{a1,a2,f}^{s1,s2} = 1/\lambda_f \cdot \left( \nabla \Delta \Phi_{a1,a2,f}^{s1,s2} - \left( \nabla \Delta R_{a1,a2}^{s1,s2} + \nabla \Delta \delta_{a1,a2,ant,f,\phi}^{s1,s2} + \nabla \Delta \delta_{a1,a2,mp,f,\phi}^{s1,s2} + \nabla \Delta \delta_{a1,a2,coord}^s \right) + \nabla \Delta \varepsilon_{a1,a2,f,\phi}^{s1,s2} \right). \quad (2-12)$$

Aus Gleichung (2-12) kann man erkennen, dass große stationsabhängige Fehlereinflüsse die richtige Festlegung der Mehrdeutigkeitsparameter erschweren. Bei großen stationsabhängigen Fehlereinflüssen kann es vorkommen, dass falsche Mehrdeutigkeitsparameter als die beste Lösung gefunden werden oder dass der Unterschied zwischen der besten und zweitbesten Lösung nicht groß genug ist, so dass keine eindeutige Mehrdeutigkeitslösung bestimmt werden kann (Wanninger 2000). Die Mehrdeutigkeitslösungsquoten, die bei GNSS-Auswerteprogrammen ausgegeben werden, können daher die Zuverlässigkeit der gerechneten Empfängerposition widerspiegeln.

Die Mehrdeutigkeitsparameter werden neben den Koordinaten der Empfänger als Unbekannte in der Ausgleichung im GPS-Auswertungsprozess bestimmt. Deswegen ist eine gewisse Anzahl an Beobachtungen nötig, um die Mehrdeutigkeitsparameter und die Position stabil zu lösen. Die Mehrdeutigkeitsparameter ändern sich i.d.R. von Epoche zu Epoche nicht. An den Stellen, an denen Phasensprünge detektiert, jedoch nicht korrigiert werden können, oder wenn die Mehrdeutigkeiten verloren gehen, werden diese wieder als neue Unbekannte eingeführt und neu bestimmt.

Da die später entwickelten Methoden auf Koordinaten statt auf Phasenbeobachtungen basieren, wird an dieser Stelle nicht im Detail auf die Algorithmen zum Aufdecken und Korrigieren der Phasensprünge und zur Festlegung der Mehrdeutigkeiten eingegangen, sondern auf die Literatur wie Dach et al. (2007), Hofmann-Wellenhof et al. (2008) oder Bauer (2011) verwiesen.

Für die Nutzer sind die Koordinaten der Empfangsantenne anstatt der Mehrdeutigkeitsparameter, die wichtigsten Ergebnisse der Auswertung. Die berechneten Koordinaten der Empfangsantenne  $X_a = (X_a, Y_a, Z_a)$  liegen in einem wenig anschaulichen, globalen kartesischen Koordinatensystem World Geodetic System 84 (WGS-84) vor.

Diese globalen kartesischen Koordinaten können in ellipsoidische Koordinaten (Länge, Breite und ellipsoidische Höhe) umgerechnet werden. Anschließend wird die Empfängerposition in der Lage (Nord und Ost) und in der Höhe (ellipsoidische Höhe) eines Abbildungssystems, wie Universal Transverse Mercator (UTM) System, berechnet. Somit kann eine anschauliche und nützliche Aussage über die Lage und Höhengenaugigkeit getroffen werden. Dabei ist festzuhalten, dass die Höhengenaugigkeit generell um einen Faktor von etwa zwei schlechter als die Lagegenauigkeit (Seeber 2003) ausfällt. Ferner ist die Genauigkeit der Nordkomponente (in Ländern mittlerer Breiten auf der nördlichen Hemisphäre) generell schlechter als die der Ostkomponente. Dies wird verursacht durch das sogenannte „Nordloch“, d.h. dass keine Satelliten im nördlichen Sektor zur Verfügung stehen (Seeber 2003).

### 2.1.3 Spezifika der Ein-Frequenz GPS-Empfänger

In dieser Arbeit wird die Qualität der Ein-Frequenz GPS-Empfänger beim Monitoring untersucht und verbessert. Im Folgenden werden sowohl die Vorteile als auch die Grenzen der Ein-Frequenz GPS-Empfänger kurz erläutert.

Ein wirtschaftlicher Vorteil ist, dass Ein-Frequenz GPS-Empfänger viel günstiger (i.d.R. 100 € bis 500 €) als geodätische GNSS-Empfänger (zum Teil mehr als 20 000 €) sind. Ferner werden Ein-Frequenz GPS-Empfänger primär für Navigationsanwendungen (mit einer Genauigkeitsanforderung im Meter-Bereich) entwickelt, weshalb die meisten Ein-Frequenz GPS-Empfänger nur die Codemessungen nutzen. Allerdings gibt es auch Ein-Frequenz GPS-Empfänger, die die Trägerphase auf der L1-Frequenz aufzeichnen und ausgeben, z.B. der Ublox LEA-6T GPS-Empfänger (Ublox 2014b) der Firma Ublox (Ublox 2014a), und somit Phasenmessungen durchführen können.

Beim Monitoring in der Ingenieurgeodäsie werden hauptsächlich kurze Basislinien ausgewertet. Wenn die Phasenmessungen der Ein-Frequenz GPS-Empfänger zur Bestimmung kurzer Basislinien verwendet werden, ergibt sich Gleichung (2-13):

$$\begin{aligned} \nabla\Delta\phi_{a1,a2,L1}^{s1,s2} = & \nabla\Delta R_{a1,a2}^{s1,s2} + \lambda_{L1} \cdot \Delta N_{a1,a2,f}^{s1,s2} + \nabla\Delta\delta_{a1,a2,ant,L1,\phi}^{s1,s2} + \nabla\Delta\delta_{a1,a2,mp,L1,\phi}^{s1,s2} + \nabla\delta_{a1,a2,coord}^s \\ & + \nabla\Delta\varepsilon_{a1,a2,L1,\phi}^{s1,s2}. \end{aligned} \quad (2-13)$$

Die stationsabhängigen Fehlereinflüsse beziehen sich hierbei nur auf die L1-Frequenz. Daraus ergibt sich der Vorteil, dass das Messrauschen (vgl. Abschnitt 2.1.1.1) und die Mehrwegeeffekte (vgl. Kapitel 2.2) auf der L1-Frequenz geringer als auf der L2-Frequenz ausfallen. Durch Bildung von Linearkombinationen aus L1- und L2-Frequenz werden die Mehrwegeeffekte um einen Faktor von ca. 2 bis 9 größer, im Vergleich zu der alleinigen Verwendung der L1- und L2-Frequenz (Wanninger und May 2000).

Bei Ein-Frequenz Empfänger zeigen sich allerdings Grenzen bei der Auswertung langer Basislinien. Im Fall langer Basislinien können die entfernungsabhängigen Fehlereinflüsse durch Differenzbildung nicht vollständig eliminiert werden. Desweiterem ist eine Elimination der ionosphärischen Einflüsse durch die ionosphärenfreie Linearkombination bei der Verwendung von Ein-Frequenz GPS-Empfängern nicht mehr möglich.

Aufgrund der fehlenden L2-Frequenz sind keine Linearkombinationen (vgl. Abschnitt 2.1.2.2) berechenbar, so dass die Mehrdeutigkeitsparameter der Ein-Frequenz-Empfänger nicht leicht zu bestimmen sind bzw. langsamer als bei Zwei-Frequenzen Empfängern bestimmt werden. Zum Beispiel ist die schnelle Mehrdeutigkeitsbestimmung über die Wide-Lane-Lösung nicht mehr möglich und das Mehrdeutigkeitsverfahren bei Ein-Frequenz Empfängern dauert länger als bei Zwei-Frequenz Empfängern (vgl. Abschnitt 2.1.2.3). In Dach et al. (2007) wird eine Beobachtungszeit von mindesten 30 Minuten für das Mehrdeutigkeitsverfahren für Ein-Frequenz Empfänger vorgeschlagen. In der eigenen Untersuchung in Zhang und Schwieger (2013) wurde gezeigt, dass je nach Antennenumgebung 10 bis 20 Minuten nötig sind, um eine Fixed-Lösung zu erhalten.

Eine andere Einschränkung der Ein-Frequenz Empfänger ist, dass eine präzise Positionierung im Millimeterbereich mittels PPP bis jetzt noch nicht möglich ist, da der ionosphärische Einfluss in diesem Fall weder durch Differenzbildung noch durch die Verwendung von Linearkombinationen minimiert werden kann.

Zur Bestimmung kurzer Basislinien sind Ein-Frequenz Empfänger allerdings ausreichend. Sie können hier eine vergleichbare Genauigkeit wie die geodätische Zwei-Frequenz Empfänger erreichen. Dies wurde in zahlreichen Untersuchungen bereits bestätigt (Schwieger und Gläser 2005, Schwieger 2007, Schwieger 2008, Schwieger 2009, Limpach 2009, Glabsch et al. 2010, Heunecke et al. 2011, Lanzendörfer 2012). Demzufolge bieten die Ein-Frequenz Empfänger eine kostengünstige und einfache Lösung für das Monitoring.

## 2.2 Mehrwegeeffekte

Im Gegensatz zu antennenabhängigen Phasenzentrumsvariationen können die Mehrwegeeffekte nicht als zeitlich konstante stationsabhängige Fehlerquelle betrachtet werden. In diesem Abschnitt werden die Definition, die Eigenschaften der Mehrwegeeffekte, deren Einflüsse auf die Phasemessung und auf die Koordinatenbestimmung sowie wichtige bis dato publizierte Methoden zur Reduzierung der Mehrwegeeffekte vorgestellt.

### 2.2.1 Einführung

Wie der Name „Mehrwegeeffekte“ andeutet, können die Satellitensignale durch direkte und indirekte Wege (mehrere Wege) die Empfangsantenne erreichen. In den meisten Fällen überlagern sich die direkten und indirekten Signale, so dass ein Mischsignal von der Antenne empfangen wird. In bestimmten Situationen ist es sogar möglich, dass nur indirektes Signal die Antenne erreicht (Seeber 2003). Das indirekte Signal hat eine längere Laufzeit und damit eine zeitliche Verzögerung gegenüber dem direkten Signal und letztendlich Fehler in der Koordinatenbestimmung verursacht (vgl. Abb. 2.1).

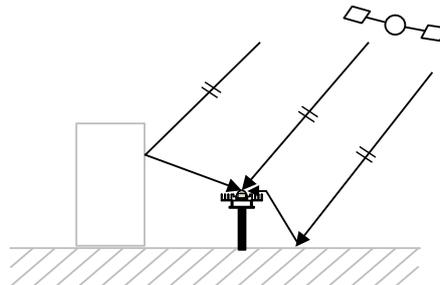


Abb. 2.1: Mehrwegeeffekte (durch Reflexion)

Die indirekten Signale entstehen in erster Linie durch Reflexion. Des Weiteren gibt es durch Beugung hervorgerufene Effekte (vgl. Abschnitt 2.2.3). Die Beugungseffekte werden bei manchen Literaturquellen, wie Seeber (2003) und Bauer (2011), nicht den Mehrwegeeffekten zugeordnet. In anderen wiederum, wie in Dilßner (2007) oder Rost (2011), werden die Beugungseffekte als ein Typ der Mehrwegeeffekte definiert. Die Autorin hat sich hier für die allgemeinere Definition der Mehrwegeeffekte, d.h. für die zweite Variante, entschieden.

Der Fokus der Arbeit liegt auf den durch Reflexionen verursachten Mehrwegeeffekten. Deswegen werden die Eigenschaften der Reflexionen und deren Auswirkungen auf die elektromagnetischen Wellen in Abschnitt 2.2.2 beschrieben. Die mathematischen und geometrischen Modellierungen (vgl. Abschnitt 2.2.2 und 2.2.5) basieren auf den auf Reflexionen basierenden Mehrwegeeffekten. Die durch die Beugung und Reflexion hervorgerufenen Mehrwegeeffekte werden in Abschnitt 2.2.3 gegenübergestellt und beschrieben.

Außerdem wird zwischen den Mehrwegeeffekten aus dem Fernfeld und dem Nahfeld (sogenannte „Nahfeldeffekte“) der Antennen unterschieden (Wübbena et al. 2006). Die Entstehung und die Eigenschaft der Nahfeldeffekte werden in Abschnitt 2.2.4 erklärt.

Ferner wird zwischen Mehrwegeeffekten bei Code- und Phasemessungen unterschieden sowie zwischen Mehrwegeeffekten in der Umgebung der Satellitenantenne und Mehrwegeeffekten in der Umgebung der Empfangsantenne. Die Mehrwegeeffekte der Codemessung liegen i.d.R. im Bereich von 10 bis 20 Meter

(Hofmann-Wellenhof et al. 1997) und können unter Verwendung der Phasenmessungen drastisch reduziert werden. Sie beeinflussen die auf Phasenmessung basierende präzise Positionierung nicht, weswegen dies hier nicht weiter betrachtet wird. Die Phasenmessungen werden, nach jetzigem Wissensstand, auch nicht von den Mehrwegeeffekten an der Satellitenantennenumgebung beeinflusst (Rost 2011). Da in dieser Arbeit das präzise relative Verfahren über kurze Entfernung untersucht wird, sind nur die Mehrwegeeffekte bei der Phasenmessung in der Umgebung der Empfangsantennen von Interesse.

## 2.2.2 Reflexion

Ein Objekt, an dem die Signale reflektiert werden, wird im Kontext dieser Arbeit als „Reflektor“ bezeichnet. Die Einflüsse der Mehrwegesignale hängen von der Länge des Umweges der indirekten Signale ab, d.h. sie sind abhängig vom geometrischen Zusammenhang der Satelliten-, Antennen- und Reflektorposition. Dies wird in Abschnitt 2.2.5 detailliert erklärt. Außerdem sind Mehrwegeeffekte abhängig von den Reflexionseigenschaften der Reflektoren, dies wird im folgenden Abschnitt erläutert.

### 2.2.2.1 Physikalische Erscheinungen bei der Reflexion

#### Fresnel-Zone

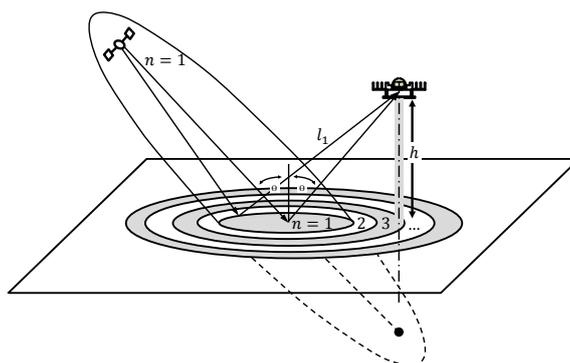


Abb. 2.2: Fresnel-Ellipsoid und Fresnel-Zone (nach Rost 2011)

Das GPS-Signal wird von dem Satellit mit einem Nadirwinkel von  $\pm 13,9^\circ$  auf den Erdkörper abgestrahlt (Spilker 1996). Die GPS-Signale werden in der Folge an Flächen in der Umgebung der Empfangsantenne reflektiert, wobei aber nicht alle Flächen in der Antennenumgebung in der Lage sind, Mehrwegeeffekte zu verursachen. Wie in Abb. 2.2 dargestellt, existieren sogenannte Fresnel-Ellipsoide zwischen dem Satellit und der Empfangsantenne bzw. deren Spiegelpunkt. Die Schnittfläche der Fresnel-Ellipsoide mit der Reflektorebene ergibt die Fresnel-Zone/-Ellipse. Es gibt Fresnel-Ellipsoide unterschiedlicher Ordnungen, wobei in dem Fresnel-Ellipsoid erster Ordnung der bei weitem größte Teil der Energie übertragen wird, daher ist nur die Fresnel-Zone der 1. Ordnung zur Untersuchung der Mehrwegeeffekte von Interesse.

Für das GPS-Signal kann die Fläche der ersten Fresnel-Zone nach van Nee (1995) wie in Gleichung (2-14) abgeschätzt werden:

$$F_1 \approx \frac{\pi \lambda l_1}{\cos(\theta)} \quad (2-14)$$

mit

$\lambda$ :	Wellenlänge [m],
$\theta$ :	Einfallswinkel [rad],
$F_1$ :	Fläche der ersten Fresnel Zone [m <sup>2</sup> ],
$l_1$ :	Abstand zwischen Antennen $P_a$ und Reflexionspunkt $P_r$ [m].

Das heißt, die Fresnel-Zone ist von der Frequenz und der Satelliten-Reflektor-Geometrie abhängig. Um den Zusammenhang zwischen der Fläche und dem Elevationswinkel  $E$  herzustellen, kann die Fläche jeweils für horizontale und vertikale Reflektoren, wie in Gleichung (2-15) berechnet werden:

$$\begin{aligned} F_1 &\approx \frac{\pi \lambda l_1}{\sin(E)} && \text{Horizontaler Reflektor } (E = 90^\circ - \theta), \\ F_1 &\approx \frac{\pi \lambda l_1}{\cos(E)} && \text{Vertikaler Reflektor } (E = \theta). \end{aligned} \quad (2-15)$$

Wenn die Fläche einer Reflektorebene größer ist, als die der ersten Fresnel Zone  $F_1$ , wird eine gerichtete Reflexion auftreten (van Nee 1995).

Aus Gleichung (2-15) wird der Sachverhalt verdeutlicht. Im Fall eines horizontalen Reflektors ergibt sich bei tiefstehenden Satelliten eine größere Fresnel-Zone, so dass mehr potentielle Reflektoren enthalten sein können, wofür allerdings die Fläche des Reflektors relativ groß sein muss. Der Boden ist i.d.R. ein „idealer“ horizontaler Reflektor, der die Mehrwegeeffekte auslösen kann. Bei der GPS-Auswertung werden meistens die Satellitensignale mit einem Elevationswinkel von weniger als  $10^\circ$  oder  $15^\circ$  nicht berücksichtigt. Neben weiteren negativen Einflüssen sind die Mehrwegeeffekte, die durch den Boden verursacht werden, ein Grund für diese Auswertestrategie. Im Gegensatz dazu ist die Fresnel-Zone relativ klein bei hochstehenden Satelliten und somit ist eine relativ kleine Fläche ausreichend, um das Satellitensignal mit genügender Energie zu reflektieren. Im Fall eines vertikalen Reflektors ist dieser Zusammenhang invers.

### Rauheit

Bei der Reflexionseigenschaft eines Reflektors wird ferner zwischen gerichteter und diffuser Reflexion unterschieden, welche durch die Rauheit des Reflektors beeinflusst wird. Bei der gerichteten Reflexion ist der Ausfallswinkel  $\theta$  genau so groß wie der Einfallswinkel  $\theta$  (vgl. Abb. 2.3 a). Wenn die Rauheit der Grenzfläche relativ groß zur Wellenlänge ist, tritt die diffuse Reflexion ein. Die parallel einfallenden Signale werden in unterschiedliche Richtungen reflektiert (vgl. Abb. 2.3 b).

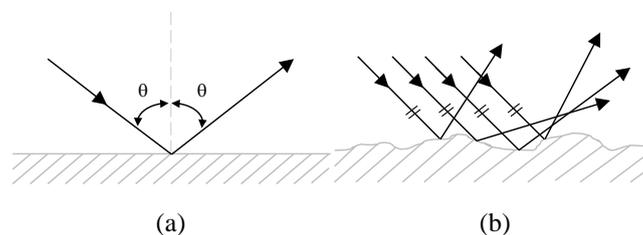


Abb. 2.3: Gerichtete (a) und diffuse (b) Reflexion

Theoretisch ist eine diffuse Reflexion die Summe der einzelnen Reflexionen mit ähnlichen Amplituden und rein zufälligen Phasenlagen zwischen  $0$  und  $2\pi$  (Forssell 2008). Aus diesem Grund können ihre Effekte irrtümlicherweise als Empfängerrauschen interpretiert werden (Braasch 1996).

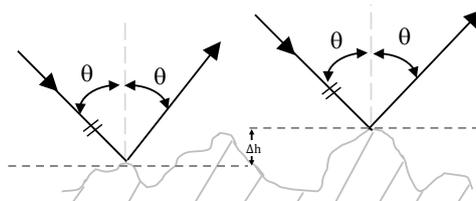


Abb. 2.4: Rauheit

Der Höhenunterschied  $\Delta h$  zwischen zwei Reflexionspunkten (vgl. Abb. 2.4) kann als ein Maß für die Rauheit definiert werden. Die Phasendifferenz  $\Delta\varphi$  zwischen den zwei reflektierten Signalen kann nach Beckmann und Spizzichino (1987) wie in Gleichung (2-16) berechnet werden:

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi \cdot \Delta h}{\lambda} \cdot \cos(\theta). \quad (2-16)$$

In Beckmann und Spizzichino (1987) ist  $\Delta\varphi = \pi/2$  als Grenze für den Übergang von gerichteter zu diffuser Reflexion angegeben. Das heißt für

$$\Delta h > \frac{\lambda}{8 \cdot \cos(\theta)} \quad (2-17)$$

ist eine diffuse Reflexion zu erwarten. In der Realität kommen beide Arten der Reflexion meist in Kombination vor. Welcher Anteil im reflektierten Signal dominiert, ist von der Rauheit der Oberfläche, der Wellenlänge und vom Einfallswinkel der Signale abhängig.

Nicht nur die Ausbreitungsrichtung, sondern auch die Polarisation (Form und Richtung) des Signals kann sich nach der Reflexion ändern. Die GPS-Signale sind rechtsdrehende zirkular polarisierte (RHZP) Signale und nach der Reflexion werden die Signale zum Teil linksdrehend elliptisch polarisiert (LHEP) (Hofmann-Wellenhof et al. 2008). Welcher Anteil dominiert, ist wiederum abhängig von dem Einfallswinkel und der elektrischen Materialeigenschaft der Reflektoren (Dilßner 2007, Rost 2011). Diese Eigenschaft wird beim Antennendesign genutzt, um die reflektierten Signale von den direkten Signalen zu trennen (vgl. Abschnitt 2.2.6).

## Dämpfung

Ein weiterer wichtiger Punkt bei der Betrachtung von Mehrwegeeffekten ist, dass die Amplitude des reflektierten Signals kleiner als die des originalen direkten Signals ist. Das bedeutet, dass das Verhältnis zwischen den Amplituden des reflektierten und des direkten Signals (als Dämpfungsfaktor  $\alpha$  bezeichnet) immer zwischen 0 und 1 liegt. Der Dämpfungsfaktor  $\alpha$  ist im Wesentlichen abhängig von dem Einfallswinkel der Strahlung und der elektrischen Materialeigenschaft des Reflektors (Dilßner 2007, Rost 2011). Dies bedeutet, dass der Dämpfungsfaktor  $\alpha$  keine Konstante ist und sowohl mit der Satellitenbewegung als auch mit der Veränderung der Reflexionseigenschaft der Reflektoroberfläche variiert. Letzteres erklärt unter anderen das Phänomen, dass sich Mehrwegeeffekte bei Referenzstationen bei Schneefall verändern (Wanninger und May 2000).

### 2.2.2.2 Mathematische Modellierungen bei Reflexion resultierter Mehrwegeeffekte

Für die gerichtete Reflexion können die Mehrwegeeffekte mathematisch modelliert werden (Georgiadou und Kleusberg 1988). Das von der GPS-Antenne empfangene überlagerte Signal ist das sogenannte Mischsignal

bzw. Summensignal. Die Entstehung eines Mischsignals aus einem direkten Signal und einem reflektierten Signal kann wie folgt beschrieben werden (Bauer 2011):

$$s_d = A_d \cdot \cos(\varphi_d), \quad (2-18)$$

$$s_r = \alpha \cdot A_d \cdot \cos(\varphi_d + \Delta\varphi_r), \quad (2-19)$$

$$s_m = s_d + s_r = A_d \cdot \cos(\varphi_d) + \alpha \cdot A_d \cdot \cos(\varphi_d + \Delta\varphi_r) \quad (2-20)$$

mit

- $s_d$ : direktes Signal,
- $s_r$ : reflektiertes Signal,
- $s_m$ : Mischsignal,
- $A_d$ : Amplitude des direkten Signals,
- $\alpha$ : Dämpfungsfaktor bzw. das Verhältnis zwischen Amplituden des reflektierten und des direkten Signals,  
 $0 < \alpha < 1$ ,
- $\varphi_d$ : Phasenwinkel des direkten Signals,
- $\Delta\varphi_r$ : Phasenverschiebung des reflektierten Signals gegenüber dem direkten Signal.

Aufgrund des Umwegs bzw. der Reflexion weist das reflektierte Signal  $s_r$  eine Phasenverschiebung und eine geringere Amplitude gegenüber dem direkten Signal  $s_d$  auf. Das Mischsignal  $s_m$  ist die Summe aus dem direkten Signal  $s_d$  und dem reflektierten Signal  $s_r$  und kann auch wie folgt formuliert werden:

$$s_m = A_m \cdot \cos(\varphi_d + \delta\varphi) \quad (2-21)$$

mit

- $A_m$ : beobachtete Amplitude des Mischsignals,
- $\delta\varphi$ : Phasenverschiebung des Mischsignals gegenüber dem direkten Signal.

Die Variable  $\delta\varphi$  beschreibt den Beobachtungsfehler der Trägerphase aufgrund des Mehrwegesignals.  $A_m$  ist die beobachtete Amplitude. Werden die Gleichungen (2-20) und (2-21) gleichgesetzt und umgeformt, erhält man die Gleichungen (2-22) und (2-23) für  $\delta\varphi$  und  $A_m$ :

$$\delta\varphi = \arctan\left(\frac{\alpha \cdot \sin\Delta\varphi_r}{1 + \alpha \cdot \cos\Delta\varphi_r}\right), \quad (2-22)$$

$$A_m = A_d \cdot \sqrt{1 + 2 \cdot \alpha \cdot \cos\Delta\varphi_r + \alpha^2}. \quad (2-23)$$

Die Gleichungen (2-22) und (2-23) zeigen, dass sowohl der Beobachtungsfehler der Trägerphase  $\delta\varphi$  als auch die Amplitude  $A_m$  sich mit der Phasenverschiebung  $\Delta\varphi_r$  und dem Dämpfungsfaktor  $\alpha$  ändern. Dieser Sachverhalt kann auch in Abb. 2.5 deutlich erkannt werden.

Abb. 2.5 a) stellt den Beobachtungsfehler der Trägerphase  $\delta\varphi$  in Abhängigkeit von der Phasenverschiebung des reflektierten Signals  $\Delta\varphi_r$  und verschiedenen Dämpfungsfaktoren  $\alpha$  dar. Wie hierbei zu erkennen ist, sinkt der Beobachtungsfehler der Trägerphase  $\delta\varphi$  bei einer konstanten Phasenverschiebung  $\Delta\varphi_r$  mit dem Dämpfungsfaktor  $\alpha$ . Das Minium des Beobachtungsfehlers der Trägerphase  $\delta\varphi$  liegt bei Null, wenn  $\alpha = 0$  ist, d.h. dass kein Signal zurückgeworfen wird. Das theoretische Maximum des Beobachtungsfehlers Trä-

gerphase  $\delta\varphi$  kann bis zu  $\pm\pi/2$  bzw.  $\frac{1}{4}$  der Wellenlänge erreichen (bei  $\alpha = 1$ , d.h. ohne Dämpfung). Bei Verwendung der L1-Frequenz bedeutet dies dann etwa 4,7 cm. In der Realität ist es fast unmöglich, dass Signale ohne Dämpfung reflektiert werden. Der Dämpfungsfaktor  $\alpha$  liegt im Allgemeinen deutlich unter 0,5. Aus diesem Grund liegen die Abweichungen in der Praxis bei maximal 2 bis 3 cm für das L1- bzw. L2-Phasensignal (Wanninger et al. 2006).

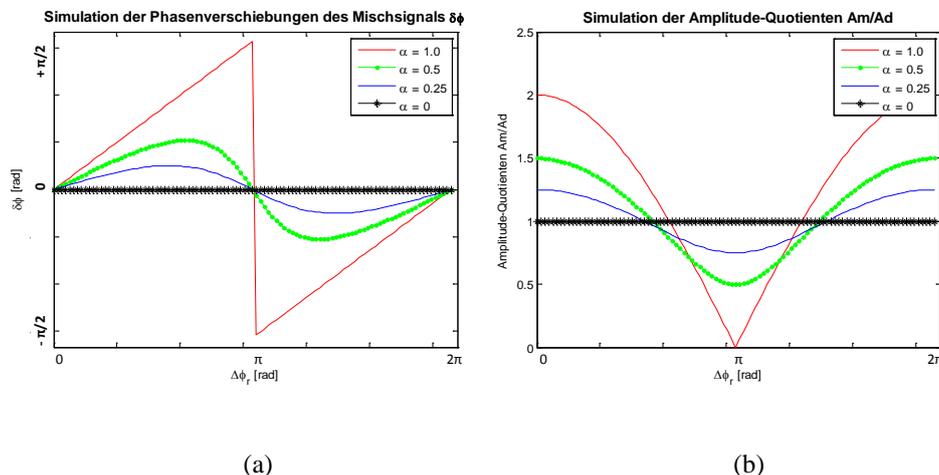


Abb. 2.5: Simulation der Phasenverschiebung und der Amplitude des Mischsignals

In Abb. 2.5 b) ist der Quotient der Amplitude des Mischsignals und des direkten Signals  $A_m/A_d$  als Funktion der Phasenverschiebung des reflektierten Signals  $\Delta\varphi_r$  mit verschiedenen Dämpfungsfaktoren  $\alpha$  graphisch dargestellt. Der Beobachtungsfehler  $\delta\varphi$  erreicht das Maximum bei  $\Delta\varphi_r = 0$  bzw.  $2\pi$  und das Minimum bei  $\Delta\varphi_r = \pi$ . Je kleiner der Dämpfungsfaktor  $\alpha$  ist, desto näher liegt der Quotient  $A_m/A_d$  bei Eins.

Ferner kann die Phasenverschiebung  $\Delta\varphi_r(t)$  des reflektierten Signals gegenüber dem direkten Signal auch mit der Umweglänge des reflektierten Signals  $l_r(t)$ , wie in Gleichung (2-24) gezeigt, formuliert werden:

$$\Delta\varphi_r(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l_r(t) \quad (2-24)$$

mit

- $l_r(t)$ : Umweglänge des reflektierten Signals gegenüber dem direkten Signal,
- $\lambda$ : Wellenlänge der Trägerphase.

Da die Wellenlänge  $\lambda$  für L1- und L2-Frequenz unterschiedlich ist, sind die Mehrwegeeffekte auf der Trägerphase frequenzabhängig. Dadurch ist die Phasenverschiebung  $\Delta\varphi_r$  und somit auch  $\delta\varphi$  und  $A_m$  für die L1- und L2-Frequenz bei der gleichen Umweglänge unterschiedlich.

### 2.2.2.3 Periodizität der Mehrwegeeffekte

In Georgiadou und Kleusberg (1988) wurde die Periodizität der Mehrwegeeffekte bei der Phasenmessung nachgewiesen. Auch Heister et al. (1997) führt die periodische Variation der Koordinaten mit GPS auf die Mehrwegeeffekte zurück. Aufgrund dieser Untersuchungen tendiert der Mittelwert der Mehrwegeeffekte gegen Null, wenn die Beobachtungszeit lange genug ist. Dies ist ein einfacher Ansatz zur Reduzierung der Mehrwegeeffekte, der jedoch nicht für kinematische oder kurzzeitstatische Messungen geeignet ist.

### Mehrwegfrequenz auf den Phasenmessungen

Die Frequenz der Mehrwegeeffekte bzw. die sogenannte Mehrwegfrequenz bei der der Phasenmessung ist nach Georgiadou und Kleusberg (1988) als zeitliche Ableitung der Phasenverschiebung  $\Delta\varphi_r(t)$ , wie in Gleichung (2-25), darstellbar:

$$f_{\delta\varphi}(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\partial \Delta\varphi_r(t)}{\partial t} = \frac{1}{2\pi} \cdot \Delta\dot{\varphi}_r(t). \quad (2-25)$$

Die Mehrwegeperiode lässt sich dann durch Gleichung (2-26) ermitteln:

$$T_{\delta\varphi}(t) = \frac{1}{f_{\delta\varphi}(t)}. \quad (2-26)$$

Die Mehrwegeperioden sind abhängig von der Länge des Umweges, welche wiederum vom geometrischen Zusammenhang zwischen Satelliten-, Antennen-, und Reflektorposition beeinflusst wird. Die Mehrwegeperioden bleiben aufgrund der Satellitenbewegung nicht konstant, sondern ändern sich mit der Zeit.

Wie oben bereits dargestellt wiederholt sich die Satellitenkonfiguration nach etwa einem siderischen Tag. Aus diesem Grund zeigen die Mehrwegeeffekte bei unveränderter Antennenumgebung eine Tagesperiodizität. Diese ändern sich allerdings von Tag zu Tag aufgrund der Variationen der Satellitenbahn (vgl. Abschnitt 2.1.1.1).

Des Weiteren gilt, dass je näher der Reflektor an der Empfangsantenne steht, die Mehrwegeperiode länger wird (Georgiadou und Kleusberg 1988). Die geometrischen Modellierungen hierzu und die resultierenden Mehrwegfrequenzen werden in Kapitel 2.2.5 im Detail hergeleitet.

### 2.2.3 Beugung

Neben den durch Reflexion verursachten Mehrwegeeffekten, existieren Mehrwegeeffekte aufgrund der Beugung der Signale. Die Signalbeugung ist eine physikalische Eigenschaft elektromagnetischer Wellen und beschreibt die Ablenkung bzw. Richtungsänderung der Signalausbreitung an Kanten eines Hindernisses im Signalweg. Durch die Beugung können die Signale in den Schatten des Hindernisses gelangen.

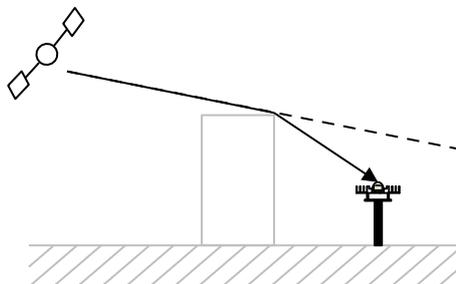


Abb. 2.6: Beugungseffekte

Für die GPS-Messung bedeutet das, dass die GPS-Signale immer noch mit einem ausreichenden Signal-Rausch-Verhältnis (S/N-Verhältnis) von der Antenne empfangen und für die Messungen verwendet werden können, obwohl, wie in Abb. 2.6 dargestellt, die geometrische Sichtverbindung von Satelliten zur Antenne durch Hindernisse, wie z.B. Gebäude oder Bäume, versperrt ist (Bauer 2011).

Bei der Beugung gibt es im Gegensatz zum Mehrwegeeffekt aufgrund der Reflexion keine Überlagerung von direkten und indirekten Signalen. Die Beugungseffekte sind gleichermaßen abhängig von der Antennenumgebung und wiederholen sich daher auch in einer Tagesperiode. Im Vergleich zu den vorher betrachteten Mehrwegeeffekten, sind sie jedoch frequenzunabhängig. In Wanninger et al. (2000) wurden die Eigenschaften der Mehrwegeeffekte aufgrund von Reflexion und Beugungseffekten zusammengefasst und verglichen (vgl. Tab. 2.2).

Tab. 2.2: Vergleich der Mehrwegeeffekte durch Signalbeugung mit Mehrwegeeffkten verursacht durch Reflexion (Wanninger et al. 2000)

	Ursache: Signalbeugung	Ursache: Reflexion
Unterschiede	<ul style="list-style-type: none"> <li>• „Sichtverbindung“ zum Satelliten unterbrochen, nur gebeugtes Signal (Umwegsignal) wird empfangen</li> <li>• frequenzunabhängig: kein Einfluss auf geometriefreie Linearkombination</li> <li>• maximaler Fehler: dm-Größenordnung</li> <li>• verringertes Signal-Rausch-Verhältnis</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Überlagerung von direktem Signal und reflektierten (indirekten) Signalen</li> <li>• frequenzabhängig: Detektierung in geometrie-freier Linearkombination möglich</li> <li>• maximale theoretische Fehler: 4,8 cm bei L1, 6,1 cm bei L2; 21,4 cm bei ionosphärenfreier Kombination</li> <li>• fluktuierendes Signal-Rausch-Verhältnis</li> </ul>
Gemeinsamkeiten	<ul style="list-style-type: none"> <li>• abhängig von der Empfangsumgebung</li> <li>• Wiederholung bei selber Satellitengeometrie und unveränderter Umgebung</li> <li>• keine Verminderung durch relative Positionierung</li> <li>• Einfluss auf Koordinatenergebnis verringert sich bei statischer Punktbestimmung mit zunehmender Beobachtungsdauer</li> <li>• verringerter Einfluss bei bewegter Antenne durch schnelle Veränderung der Empfangsumgebung und Filterung</li> </ul>	

Die durch die Beugung gestörten GPS-Signale haben, im Vergleich zu nicht gebeugten Signalen, bereits am Rand der Beugungsschatten eines Hindernisses deutlich geringere Signalamplituden bzw. S/N-Werte. Dadurch ist es möglich, diese zu erkennen.

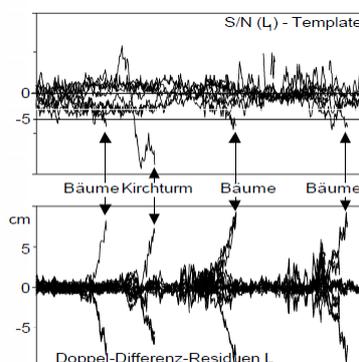


Abb. 2.7: Differenz zwischen den gemessenen S/N-Werten und dem Template (oberes Bild) und Doppel-Differenz-Residuen der L1-Frequenz (unteres Bild) (Wanninger et al. 2000)

Abb. 2.7 zeigt ein Beispiel für Beugungsereignisse: Das obere Bild zeigt die Differenz zwischen erwarteten S/N-Werten und gemessenen S/N-Werten. Die erwarteten bzw. nominellen S/N-Werte werden hier als

„Template“ bezeichnet. Das Template der S/N-Werte ist vom Empfänger und auch von der Frequenz abhängig. Wie in Wanninger et al. (2000) beschrieben, werden die Amplituden der gemessenen S/N-Werte deutlich verringert bzw. die Abweichungen zum Template deutlich größer, wenn das Signal durch die in diesem Beispiel vorhandenen Bäume und den Kirchturm gebeugt wird. Genau an diesen Stellen sind die Doppel-Differenz-Residuen der L1-Frequenz viel größer geworden, wie es im unteren Bild der Abb. 2.7 zu erkennen ist. Die Abweichungen aufgrund der Beugungseffekte betragen hier bis zu etwa 8 cm. In der Praxis können die durch Beugung resultierenden Fehler die Größenordnung von Dezimetern erreichen (vgl. Tab. 2.2), was in der Folge zu einer erschwerten Lösung der Mehrdeutigkeiten führt (Wanninger et al. 2000).

Bei der Auswertung können die durch Beugung beeinflussten Phasendaten mit Hilfe der S/N-Werte geringer gewichtet werden, wodurch ihr Einfluss auf die Auswertung reduziert wird. In Brunner et al. (1999) und Wanninger et al. (2000) wird gezeigt, dass sog. Sigma- $\Delta$ -Modelle eine Verbesserung von mehr als 50 Prozent für die Positionslösung bringen können. Eine vollständige Beseitigung der Beugungseinflüsse ist allerdings nicht möglich. In der Praxis haben diese, auf S/N-Werte basierenden Ansätze, das Problem, dass, wie in dieser Arbeit, das notwendige Template der S/N-Werten nicht zur Verfügung steht. In der verwendeten GPS-Software „Wal“ (vgl. Kapitel 4.2.2) werden die Beugungseffekte bei statischen Auswertungen durch robuste Koordinatenschätzung korrigiert. Beugungseffekte stehen nicht im Fokus der Arbeit, daher wird hier nicht im Detail darauf eingegangen. Die verschiedenen Gewichtsmodelle (wie z.B. Sigma- $\epsilon$ -Modell, Sigma- $\Delta$ -Modell, Sigma-F-Modell) können Hartinger und Brunner (1999), Brunner et al. (1999), Wanninger et al. (2000), Wieser und Brunner (2002) entnommen werden.

## 2.2.4 Nahfeldeffekte

Die sogenannten Nahfeldeffekte sind eine große Herausforderung bei der Antennenkalibrierung (vgl. Kapitel 2.3), die bereits seit den Anfängen der Antennenkalibrierung bekannt ist (Zeimetz 2012). In Tranquilla und Colpitts (1989) wurde gezeigt, dass die Kalibrierungsergebnisse streng genommen nur in der Kalibrierumgebung gelten (Dilßner 2007, Zeimetz 2012).

Alle Objekte in direkter Umgebung der Antenne wie Pfeiler, Stativ, Dreifuß und Antennengehäuse sowie Radome, die zur Abdeckung von Antennen gegen Witterungseinflüsse verwendet werden, können als Nahfeldkomponenten definiert werden und die Antennenphasenzentrumsvariation erheblich beeinflussen. Auch Abschirmungen, wie die Grundplatte oder die Choke-Ring-Grundplatte, die sich im Antennennahfeld befinden, können die Antennenphasenzentrumsvariation und das Kalibrierungsergebnis ändern (vgl. Abschnitt 5.2.2).

Die Nahfeldeffekte können durch Reflexion der Signale an den Nahfeldkomponenten, durch die Beugung der Signale an den scharfen Kanten der Grundplatte, sowie durch den sogenannte „Imaging-Effekt“ ausgelöst werden (Wübbena et al. 2006).

In Dilßner (2007) wird die Entstehung der sogenannten „Imaging-Effekte“ wie folgt erläutert: Wird die Antenne als Strahlungsquelle betrachtet, existiert ein elektromagnetisches Feld in der Antennenumgebung. Wenn sich leitende Objekte im Nahfeld der Antenne befinden, entsteht durch Induktion innerhalb der leitenden Objekte ein zusätzliches elektromagnetisches Feld. Das dadurch resultierende Antennenabbild (engl.: „antenna image“) überlagert sich mit dem ursprünglichen, elektromagnetischen Feld der Antenne, wodurch das Phasenzentrum der Antenne verändert wird (Tranquilla 1986).

Die Nahfeldeffekte aufgrund der Reflexion entsprechen den in Abschnitt 2.2.2.3 beschriebenen Eigenschaften der Mehrwegeeffekte und können im Wesentlichen lange periodische systematische Fehler hervorrufen. Wie in Abschnitt 2.2.2.3 bereits beschrieben, wird die Mehrwegeperiode länger, je näher ein Reflektor steht. Geht der Reflektor-Antennen-Abstand gegen Null, tendiert die Mehrwegeperiode gegen Unendlich. Insgesamt werden die Nahfeldeffekte im geodätischen Umfeld als systematische Fehler betrachtet, wobei die Erwartungswerte nicht Null sind. Das bedeutet, dass sie nicht durch lange Beobachtungszeit reduziert werden können (Wübbena et al. 2010). Des Weiteren fallen die Nahfeldeffekte im Allgemeinen auf der L1-Frequenz geringer aus als auf der L2-Frequenz und sie verstärken sich deutlich bei der ionosphärenfreien Linearkombination (Wanninger et al. 2006).

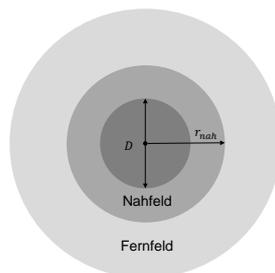


Abb. 2.8 Definition von Nah- und Fernfeld

Theoretisch soll das Nahfeld der Antennen vollständig frei von leitenden Objekten sein, damit die Nahfeldeffekte komplett vermieden werden können. Dies ist aufgrund der Anforderungen an die Standfestigkeit bei den GNSS-Messungen in der Praxis nicht möglich.

Die Abgrenzung zwischen dem Nahfeld und dem Fernfeld kann nach Balanis (2005) aus der elektrotechnischen Sicht wie in Gleichung (2-27) approximiert und in Abb. 2.8 dargestellt werden:

$$R_{nah} = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2-27)$$

mit

- $D$ : maximaler Durchmesser der Antennenwirkfläche,  
 $\lambda$ : Wellenlänge.

$D$  ist der maximal wirksame Durchmesser der elektrischen Antennenwirkfläche und nicht die geometrische Fläche der Antennenapparatur. Dieser ist i.d.R. nicht exakt bekannt (Zeimetz 2012), jedoch entspricht er bei elektrisch kleinen Antennen  $D$  etwa der doppelten Wellenlänge (Dilßner 2007). Gleichung (2-27) wird in dieser Arbeit nicht zur Abschätzung des Radius des Antennennahfeldes verwendet. Zum einen gilt diese Gleichung nur für Antennen mit  $D > 2,5\lambda$  (Bansal 1999). Zum anderen ist der Übergang zwischen dem Nahfeld und dem Fernfeld nicht sprunghaft, sondern fließend (Dilßner 2007). In der Praxis soll ein gewisser Abstand zwischen der Antenne und den Reflektoren in der Umgebung gehalten werden. In Zeimetz et al. (2011) wird empfohlen, einen Abstand zwischen der Antenne und den Reflektoren von mindestens 50 cm einzuhalten. Dieser Abstand wird in dieser Arbeit als Definition des Radius des Nahfeldes angenommen.

Weitere Maßnahmen zum Reduzieren der Nahfeldeffekte sind in Zeimetz et al. (2011) gegeben. Antennen sollen z.B. durch eine Grundplatte oder Choke-Ring-Grundplatte abgeschirmt werden. Die Abschirmungen

sollen jedoch mit den Antennen zusammen kalibriert werden. Die Nahfeldkomponenten, wie Dreifuß und Pfeilerkopf, sollen am besten auch bei Kalibrierung mitkalibriert werden, damit die Nahfeldeffekte durch eine Rekonstruktion der repräsentativen Nahfeldkomponenten bestimmt werden (Wübbena et al. 2006).

Die Nahfeldeffekte werden in dieser Arbeit nicht ausführlich behandelt. Zum einen werden die Antennen, die in dieser Arbeit verwendet wurden, abgeschirmt. Wenn die Signale an Nahfeldkomponenten, wie Dreifuß, Stativ und Halterung, die i.d.R. unter dem Antennenhorizont stehen, reflektieren, könnten sie langperiodische Fehler auslösen. Ihre Einflüsse werden durch die verwendeten Abschirmungen der Antennen, die in dieser Arbeit verwendet wurden, deutlich reduziert. Zum anderen wurden die Antennen mit den Abschirmungen gemeinsam kalibriert, so dass Nahfeldeffekte aufgrund der Abschirmungen bereits kalibriert sind. Des Weiteren bleibt, wie bereits beschrieben, ein Teil der systematischen Fehler aufgrund der Nahfeldeffekte zeitlich konstant (Wübbena et al. 2006). Solche Fehler sind für das Monitoring, bei dem die Änderungen der Koordinaten im Fokus stehen, nicht relevant.

## 2.2.5 Geometrische Modellierungen der Reflexion resultierter Mehrwegeeffekte

Wie bereits in Abschnitt 2.2.2 erwähnt, sind die durch die Reflexion hervorgerufenen Mehrwegeeffekte geometrisch modellierbar. In diesem Abschnitt wird zuerst in Abschnitt 2.2.5.1 die allgemeine Modellierung für die Umweglänge des reflektierten Signals erklärt. Die Modellierung basiert auf dem Zusammenhang zwischen der Satelliten-, Antennen- und Reflektorposition. Anschließend wird in Abschnitt 2.2.5.2 die vereinfachte geometrische Modellierung speziell für die horizontalen und vertikalen Reflektoren beschrieben, damit sich die Größenordnungen der Mehrwegerefrequenzen bzw. Mehrwegeperioden auf den Trägerphasen einfach abschätzen lassen. Aufgrund der Komplexität des Reflexionsverhältnisses in der Realität, vor allem beim Monitoring, wird die Praxistauglichkeit der vereinfachten Modellierung anschließend in Abschnitt 2.2.5.3 diskutiert. Der zu entwickelnde Algorithmus ist koordinatenbasiert, die geometrischen Modellierungen basieren hingegen auf den Phasenmessungen, deswegen wird der Zusammenhang zwischen den Mehrwegeeffekten auf die Phasenmessungen und auf Koordinatenebene abschließend in Abschnitt 2.2.5.4 diskutiert.

### 2.2.5.1 Geometrische Modellierung

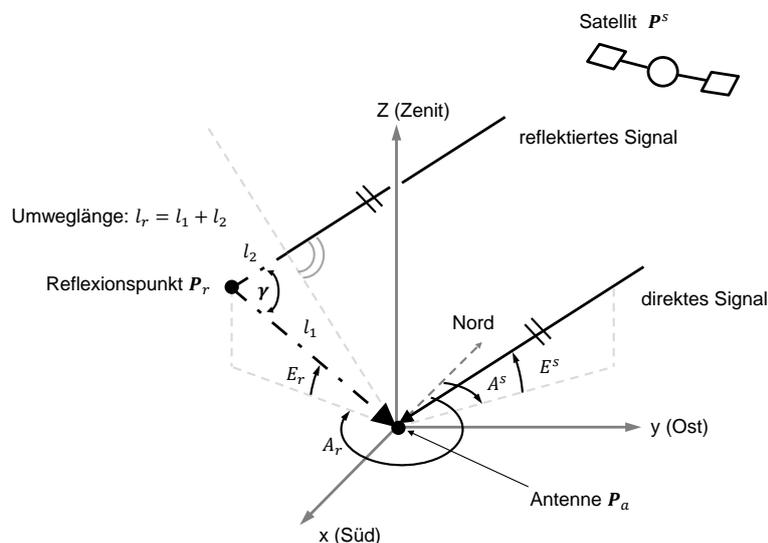


Abb. 2.9: Geometrischer Zusammenhang zwischen Satelliten-, Antennen- und Reflektorposition (nach Irsigler 2008)

Die Umweglänge des reflektierten Signals  $l_r$  kann, wie bereits in Becker et al. (1994) beschrieben wird, als eine allgemeine Funktion des geometrischen Zusammenhangs zwischen Satelliten-, Antennen- und Reflektorposition beschrieben werden (Irsigler 2008). Der geometrische Zusammenhang wird in einem lokalen topozentrischen System dargestellt, dessen Ursprung die Antennenposition  $\mathbf{P}_a$  ist (vgl. Abb. 2.9). Der Punkt, an dem das Signal reflektiert wird, wird als Reflexionspunkt  $\mathbf{P}_r$  bezeichnet.

Die Positionen des Satelliten  $\mathbf{P}^s$  und des Reflexionspunktes  $\mathbf{P}_r$  in diesem lokalen System können jeweils mit der Entfernung  $R_a^s$  zwischen dem Satellit und der Antenne, dem Elevations- und Azimutwinkel des direkten Satellitensignals ( $E^s, A^s$ ) bzw. mit der Entfernung  $l_1$  zwischen dem Reflexionspunkt  $\mathbf{P}_r$  und der Antenne  $\mathbf{P}_a$  und dem Elevations- und Azimutwinkel des reflektierten Signals ( $E_r, A_r$ ), wie in den Gleichungen (2-28) und (2-29) in Abhängigkeit der Zeit  $t$ , dargestellt werden:

$$\mathbf{P}^s(t) = R_a^s(t) \cdot \begin{pmatrix} -\cos E^s(t) \cdot \cos A^s(t) \\ \cos E^s(t) \cdot \sin A^s(t) \\ \sin E^s(t) \end{pmatrix}, \quad (2-28)$$

$$\mathbf{P}_r(t) = l_1(t) \cdot \begin{pmatrix} -\cos E_r(t) \cdot \cos A_r(t) \\ \cos E_r(t) \cdot \sin A_r(t) \\ \sin E_r(t) \end{pmatrix} \quad (2-29)$$

mit

- $R_a^s(t)$ : Entfernung zwischen dem Satelliten und der Antenne  $P_a$ ,
- $l_1(t)$ : Entfernung zwischen dem Reflexionspunkt  $P_r$  und der Antenne  $P_a$ ,
- $E^s(t)$ : Elevationswinkel des Satellitensignals bzw. des direkten Signals,
- $A^s(t)$ : Azimutwinkel des Satellitensignals bzw. des direkten Signals,
- $E_r(t)$ : Elevationswinkel des reflektierten Signals,
- $A_r(t)$ : Azimutwinkel des reflektierten Signals.

In Irsigler (2008) und Rost (2011) wird bei der Modellierung angenommen, dass die Richtung des reflektierten Signals zeitlich invariant ist und nur die Richtung des direkten Satellitensignals sich aufgrund der Satellitenbewegungen zeitlich verändert. In dieser Arbeit wird jedoch davon ausgegangen, dass sich die Richtung des reflektierten Signals nach dem Reflexionsgesetz ebenfalls ändert. Aus diesem Grund werden die Größen in Abhängigkeit der Zeit  $t$  dargestellt.

Die Umweglänge  $l_r(t)$ , die in Abb. 2.9 als fette gestrichelte Linie dargestellt wird, kann aus zwei Teilen  $l_1(t)$  und  $l_2(t)$ , wie in Gleichung (2-30), berechnet werden:

$$l_r(t) = l_1(t) + l_2(t). \quad (2-30)$$

$l_2(t)$  kann aus  $l_1(t)$  und dem von  $l_1(t)$  und  $l_2(t)$  eingeschlossenem Winkel  $\gamma(t)$  berechnet werden. Es gilt:

$$l_2(t) = l_1(t) \cdot \cos \gamma(t). \quad (2-31)$$

Damit vereinfacht sich Gleichung (2-30) zu:

$$l_r(t) = l_1(t) \cdot (1 + \cos\gamma(t)). \quad (2-32)$$

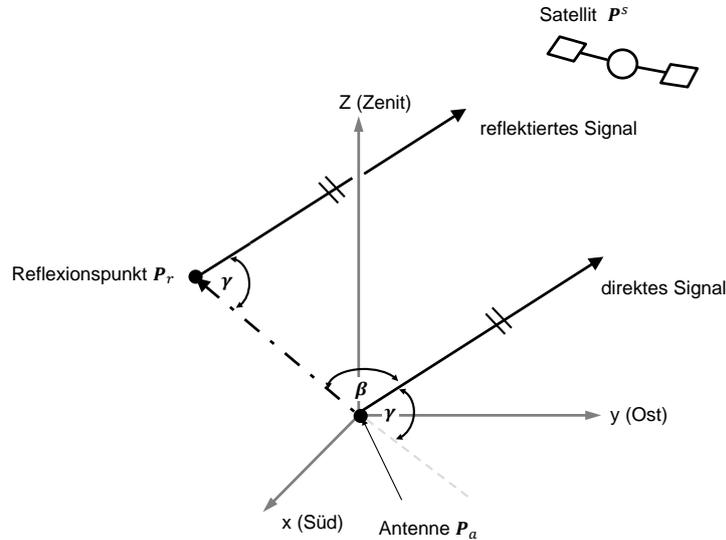


Abb. 2.10 Geometrischer Zusammenhang zwischen Satelliten-, Antennen- und Reflektorposition dargestellt mit Richtungsvektoren (nach Irsigler 2008)

Wie in Abb. 2.10 dargestellt, ist der Winkel  $\gamma(t)$  der Nebenwinkel des Winkels  $\beta(t)$ . Der Winkel  $\beta(t)$  kann aus dem Skalarprodukt der beiden Positionsvektoren  $\mathbf{P}^s$  und  $\mathbf{P}_r$  durch Gleichung (2-33) berechnet werden:

$$\begin{aligned} \beta(t) &= \arccos \left( \frac{\mathbf{P}^s(t) \cdot \mathbf{P}_r(t)}{|\mathbf{P}^s(t)| \cdot |\mathbf{P}_r(t)|} \right) = \arccos \left( \frac{\mathbf{P}^s(t) \cdot \mathbf{P}_r(t)}{R_r^s(t) \cdot l_1(t)} \right) \\ &= \arccos \left( \cos E^s(t) \cdot \cos E_r(t) \cdot \cos(A^s(t) - A_r(t)) + \sin E^s(t) \cdot \sin E_r(t) \right). \end{aligned} \quad (2-33)$$

Es folgt Gleichung (2-34) für den Winkel  $\gamma(t)$ :

$$\gamma(t) = \arccos \left( -\cos E^s(t) \cdot \cos E_r(t) \cdot \cos(A^s(t) - A_r(t)) - \sin E^s(t) \cdot \sin E_r(t) \right). \quad (2-34)$$

Wird Gleichung (2-34) für  $\gamma(t)$  in Gleichung (2-32) eingesetzt und Gleichung (2-24) berücksichtigt, ergibt sich Gleichung (2-35) für die Phasenverschiebung des reflektierten Signals  $\Delta\varphi_r$ :

$$\Delta\varphi_r(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l_1(t) \cdot (1 - \cos E^s(t) \cdot \cos E_r(t) \cdot \cos(A^s(t) - A_r(t)) - \sin E^s(t) \cdot \sin E_r(t)). \quad (2-35)$$

$\Delta\varphi_r(t)$  ist eine Funktion des Azimut- und Elevationswinkels des Satelliten und ebenso des Reflexionspunktes, sowie der Entfernung zwischen dem Reflexionspunkt und der Antenne und ist zusätzlich abhängig von der Zeit. Damit die Auswirkungen der Einflussgrößen veranschaulicht werden kann, wird im Folgenden die allgemeine Modellierung im Falle eines einzelnen horizontalen und vertikalen Reflektors vereinfacht angegeben.

### 2.2.5.2 Vereinfachte Modellierung für eine horizontale und eine vertikale Reflektorebene

#### Vereinfachte Modellierung bei einer horizontalen Reflektorebene

Der Boden ist ein Reflektor, der Mehrwegeeffekte verursacht, und kann in den meisten Fällen als eine horizontale Reflektorebene betrachtet werden.

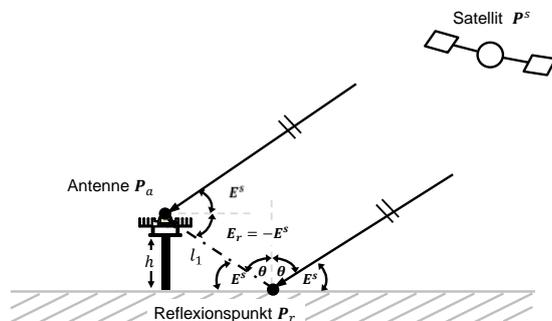


Abb. 2.11: Reflexion bei einer horizontalen Reflektorebene (Seitenansicht, nach Rost 2011)

Wenn angenommen wird, dass es nur eine horizontale Reflektorebene gibt und sich der Reflexionspunkt  $P_r$  und das Antennenzentrum  $P_a$  in einer vertikalen Ebene befinden, vereinfacht sich der geometrische Zusammenhang.

Wie in Abb. 2.11 dargestellt, gilt in diesem Fall der folgende geometrische Zusammenhang:

- $\theta = 90^\circ - E^s(t)$ , d.h. der Einfallswinkel und Ausfallswinkel  $\theta$  ist der Komplementwinkel der Elevation des Satellitensignals  $E^s(t)$ ;
- $E_r(t) = -E^s(t)$ , d.h. wenn die Elevation des direkten Satellitensignals  $E^s(t)$  oberhalb des Horizonts ist, dann erreicht das reflektierte Signal die Antenne unter genau dem Winkel  $E^s(t)$  unterhalb des Horizonts die Antenne. Daher entsteht nur ein Vorzeichenunterschied bei der Elevation der beiden Signale;
- $A_r(t) = A^s(t)$ , d.h. der Azimutwinkel des direkten Signals ist nach der Reflexion unverändert.

Des Weiteren kann  $l_1(t)$  als eine Funktion der Antennenhöhe  $h$  und der Elevation des direkten Signals  $E^s(t)$  wie in Gleichung (2-36) dargestellt werden:

$$l_1(t) = \frac{h}{\sin E^s(t)}. \quad (2-36)$$

Setzt man  $A_r(t) = A^s(t)$ ,  $E_r(t) = -E^s(t)$  und Gleichung (2-36) in (2-35) ein, erhält man Gleichung (2-37) als eine vereinfachte Funktion der Phasenverschiebung  $\Delta\varphi_r(t)$  für eine horizontale Reflektorebene:

$$\Delta\varphi_r(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l_1(t) \cdot (1 - \cos^2 E^s(t) + \sin^2 E^s(t)) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l_1(t) \cdot 2 \cdot \sin^2 E^s(t) = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot h \cdot \sin E^s(t). \quad (2-37)$$

Gleichung (2-37) zeigt, dass die Phasenverschiebung des reflektierten Signal bei horizontalen Reflektoren mit zunehmendem Reflektor-Antennen-Abstand  $h$  und Elevation  $E^s(t)$  größer wird.

### Vereinfachte Modellierung bei einer vertikalen Reflektorebene

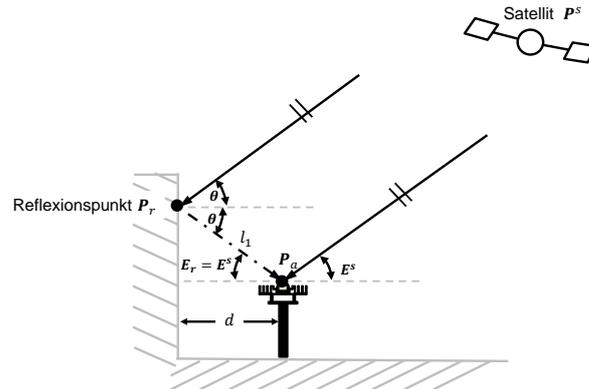


Abb. 2.12: Reflexion bei einer vertikalen Reflektorebene (Seitenansicht, nach Rost 2011)

Wände oder Gebäude sind typische vertikale Reflektoren in der Antennenumgebung. Angenommen wird, dass es nur einen einzelnen vertikalen Reflektor gibt und sich der Reflexionspunkt  $P_r$  und das Antennenzentrum  $P_a$  in einer vertikalen Ebene befinden. In Abb. 2.12 ist der Zusammenhang der Richtungen des direkten und reflektierten Signals dargestellt, es gilt in diesem Fall:

- $\theta = E^s(t)$ , d.h. der Einfalls- und Ausfallswinkel  $\theta$  ist gleich der Elevation des Satelliten  $E^s(t)$ ;
- $E_r(t) = E^s(t)$ , d.h. die Elevation des direkten und des reflektierten Signals ist identisch;
- $A_r(t) = A^s(t) \pm 180^\circ$ , d.h. das Azimut des direkten und des reflektierten Signals weisen in genau entgegengesetzte Richtung.

$l_1(t)$  kann in diesem Fall als eine Funktion des horizontalen Abstandes  $d$  zwischen der Antenne und der Reflektorebene und der Elevation des direkten Signal  $E^s(t)$  wie in Gleichung (2-38) berechnet werden:

$$l_1(t) = \frac{d}{\cos E^s(t)}. \quad (2-38)$$

Setzt man  $A_r(t) = A^s(t) \pm 180^\circ$ ,  $E_r(t) = E^s(t)$  und Gleichung (2-38) in (2-35) ein, so erhält man Gleichung (2-39) als eine vereinfachte Funktion der Phasenverschiebung  $\Delta\varphi_r(t)$  für die vertikale Reflektorebene:

$$\Delta\varphi_r(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l_1(t) \cdot (1 + \cos^2 E^s(t) - \sin^2 E^s(t)) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l_1(t) \cdot 2 \cdot \cos^2 E^s(t) = \frac{4\pi}{\lambda} \cdot d \cdot \cos E^s(t). \quad (2-39)$$

Aus Gleichung (2-39) ist ersichtlich, dass die Phasenverschiebung des reflektierten Signals bei einem vertikalen Reflektor mit zunehmendem Reflektor-Antennen-Abstand  $d$  größer, jedoch mit ansteigender Elevation  $E^s(t)$  kleiner wird.

### Abschätzung der Mehrwegeperioden der Phasenmessung durch vereinfachte Modellierung bei horizontalen und vertikalen Reflektoren

Werden Gleichung (2-37) und (2-39) zusammengefasst, gilt:

$$\Delta\varphi_r(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \begin{cases} 2 \cdot h \cdot \sin E^s(t) & \text{(horizontaler Reflektor),} \\ 2 \cdot d \cdot \cos E^s(t) & \text{(vertikaler Reflektor).} \end{cases} \quad (2-40)$$

Aus der Gleichung (2-40) wird der Sachverhalt deutlich, dass die Phasenverschiebung des reflektierten Signals und somit die Mehrwegeeffekte von der Orientierung des Reflektors abhängig sind.

Mit der zeitlichen Ableitung der Phasenverschiebung (Gleichung (2-40) in Gleichung (2-25) eingesetzt) erhält man Gleichung (2-41):

$$f_{\delta\varphi}(t) = \frac{2}{\lambda} \cdot \begin{cases} h \cdot \cos E^s(t) \cdot \dot{E}^s(t) & \text{(horizontaler Reflektor),} \\ -d \cdot \sin E^s(t) \cdot \dot{E}^s(t) & \text{(vertikaler Reflektor)} \end{cases} \quad (2-41)$$

mit

$\dot{E}(t)$ : die Geschwindigkeit der Elevation des Satelliten.

Aus Gleichung (2-41) lässt sich erkennen, dass  $f_{\delta\varphi}(t)$  von der Wellenlänge des Satellitensignales abhängig ist. Daher ist die Mehrwegfrequenz für die L1-, L2-Frequenz und für die Linearkombinationen unterschiedlich. Bei einer kleineren Wellenlänge ergibt sich eine größere Mehrwegfrequenz und somit eine kürzere Periodendauer. Des Weiteren gilt im Allgemeinen, dass je geringer der Abstand Reflektor-Antenne ist, desto länger ist die durch Mehrwegeeffekte hervorgerufene Periode. Außerdem sind die Mehrwegeperioden elevationsabhängig. Bei einem horizontalen Reflektor werden die Mehrwegeperioden mit zunehmender Elevation größer. Bei einem vertikalen Reflektor ist dies umgekehrt. Zusätzlich spielt die Geschwindigkeit der Elevation eine Rolle, je langsamer der Satellit sich bewegt, desto länger ist die Periode, da die reflektierten Signale länger auf die Antenne wirken. Dabei ist noch zu beachten, dass der Dämpfungsfaktor  $\alpha(t)$  sich auf die Amplitude (vgl. Gleichung (2-23) in Abschnitt 2.2.2.2), jedoch nicht auf die Frequenz der Mehrwegeeffekte (vgl. Gleichung (2-41)) auswirkt. Die Geschwindigkeit der Satellitenelevation  $\dot{E}(t)$  ist nicht konstant und kann von 0 mrad/s bis etwa 0,14 mrad/s variieren. Wenn die Geschwindigkeit  $\dot{E}(t)$  Null ist, geht die Periode gegen Unendlich.

Im Folgenden wird die Länge der Mehrwegeperioden für die beiden vereinfachten Fälle exemplarisch abgeschätzt. Dabei wird  $\lambda = 0,19$  m eingesetzt, da in dieser Arbeit Ein-Frequenz-GPS-Empfänger verwendet werden. In der Regel werden die Satelliten mit einer Elevation weniger als  $10^\circ$  nicht in der Auswertung berücksichtigt, daher werden die Mehrwegeperioden jeweils für die Elevationswinkel bei  $10^\circ$  (Minimum),  $45^\circ$  (Mittelwert) und  $90^\circ$  (Maximum) berechnet. Für die Elevationsgeschwindigkeit wird ein Mittelwert von 0,07 mrad/s verwendet.

Tab. 2.3: Abschätzung der Mehrwegeperioden [Minuten] bei einem horizontalen Reflektor

Periode T [Min]		Antennen-Reflektor-Abstand h [m]		
		0,5	1,0	1,5
Elevation	10°	46	23	15
	45°	64	32	21
	90°	$\infty$	$\infty$	$\infty$

In Tab. 2.3 sind abgeschätzte Mehrwegeperioden bei einem horizontalen Reflektor jeweils für die vertikalen Antennen-Reflektor-Abstände von 0,5 m, 1 m und 1,5 m in Minuten angegeben. Die Periode wird mit zunehmenden Abstand immer kürzer (vgl. Tab. 2.3 von links nach rechts). Hierbei wird der Abstand von 0,5 m als allgemeine empirische Grenze zwischen dem Nahfeld und dem Fernfeld betrachtet (vgl. Kapitel 2.2.4). Die Periode bei einem vertikalen Abstand von 0,5 m ist größer als eine halbe Stunde. Mit geringerem Ab-

stand wird die Periode noch länger, dies entspricht der beschriebenen Eigenschaft der Nahfeldeffekte in Abschnitt 2.2.4.

Die typische Stativhöhe variiert zwischen 1,0 m und 1,5 m. Bei dieser Antennenhöhe werden Mehrwegeperioden, wie in Tab. 2.3 dargestellt, von etwa 15 Minuten bis 30 Minuten bei einem Elevationswinkel zwischen  $10^\circ$  und  $45^\circ$  auftreten.

Mit zunehmender Elevation wird die Mehrwegeperiode länger (vgl. Tab. 2.3 von oben nach unten). Wenn die Elevation  $90^\circ$  ist, d.h. der Satellit steht direkt im Zenit der Antennen, wird die Mehrwegeperiode unendlich groß. Dies wird allerdings nur kurz vorkommen, denn sobald sich der Satellit bewegt und die Elevation kleiner wird, werden die Mehrwegeperioden auch kürzer.

Tab. 2.4: Abschätzung der Mehrwegeperioden [Minuten] bei einem vertikalen Reflektor

Periode T [Min]		Antenne-Reflektor-Abstand d [m]		
		0,5	5,0	10,0
Elevation	$10^\circ$	261	26	13
	$45^\circ$	64	6	3
	$90^\circ$	45	5	2

In Tab. 2.4 wird die Länge der Mehrwegeperioden bei einem vertikalen Reflektor dargestellt, beispielhaft für die horizontalen Abstände von 0,5 m, 5 m und 10 m abgeschätzt. Auch hier gilt, dass je weiter entfernt der Reflektor ist, desto kürzer ist die dadurch hervorgerufene Mehrwegeperiode (vgl. Tab. 2.4 von links nach rechts). Die im Nahfeld ausgelösten Mehrwegeperioden liegen zwischen 45 Minuten und 4,4 Stunden bei einem Abstand von 0,5 m. Die Mehrwegeperioden aus dem Fernfeld, beispielsweise hier bei 5 m und 10 m gewählt, liegen unter einer halben Stunde. Mit ansteigender Elevation wird die Mehrwegeperiode bei einem vertikalen Reflektor kürzer (vgl. Tab. 2.4 von oben nach unten).

Wie bereits erklärt, sind die in Tab. 2.3 und Tab. 2.4 angegebenen Werte eine Abschätzung der Mehrwegeperioden, um eine Vorstellung der Größenordnung der Mehrwegeperioden zu erhalten. Die Bestimmung der tatsächlichen Mehrwegeperioden ist ohne genaue Kenntnisse der Geschwindigkeit und Elevation der Satelliten nicht möglich. Die Abschätzungen basieren außerdem auf der vereinfachten Modellierung, deren Praxistauglichkeit im nächsten Abschnitt 2.2.5.3 diskutiert wird.

### 2.2.5.3 Praxistauglichkeit der vereinfachten Modellierungen

In den beiden zuvor dargestellten speziellen Fällen wird der geometrische Zusammenhang vereinfacht, so dass die Phasenverschiebung  $\Delta\varphi_r(t)$  nur von der Wellenlänge und der Elevation des Signals sowie dem Abstand zum Reflektor abhängig ist. Diese Vereinfachungen gelten allerdings nur unter der Annahme, dass sich der Reflexionspunkt  $P_r$  und der Antennenpunkt  $P_a$  in einer vertikalen Ebene befinden, was nicht immer gilt. Die Ebene (in Abb. 2.13 schraffiert dargestellt), in der Reflexion geschieht, wird von der Richtung des direkten Signals und dem Normalenvektor der Reflektorebene aufgespannt. Somit liegt die Richtung des reflektierten Signals, der Reflexionspunkt  $P_r$ , sowie der Antennenpunkt  $P_a$  in dieser Ebene. Diese Ebene kann beliebig schief im Raum liegen und ändert sich mit dem Azimut und der Elevation des direkten Satellitensignals. In der Folge ändern sich die Richtung der reflektierten Signale und somit die Mehrwegeeffekte nicht nur mit der Elevation, sondern auch mit dem Azimut der Satelliten.

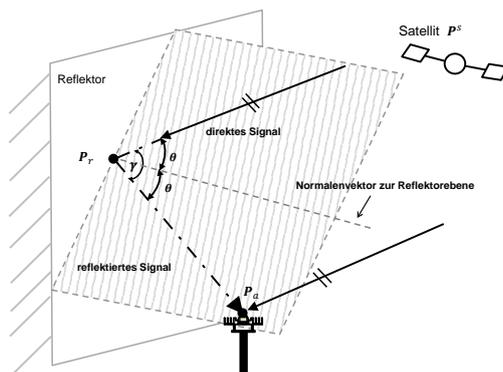


Abb. 2.13: Reflexion bei einer vertikalen Reflektorebene (allgemeine Situation)

Die Richtung des reflektierten Signals ist abhängig von der Orientierung der Reflektorebene. Wenn sich z.B., wie in Abb. 2.14 dargestellt, in der Antennenumgebung mehrere vertikale Reflektoren befinden, können die Satellitensignale an unterschiedlichen Reflektoren reflektiert werden. Die Richtungen der reflektierten Signale sind dabei unterschiedlich, wobei es möglich ist, dass mehrere der reflektierten Signale die Antenne erreichen. Bei der in Abb. 2.14 dargestellten Situation (2D-Draufsicht) wird davon ausgegangen, dass  $P_r$  und  $P_a$  nicht in einer vertikalen Ebene liegen.

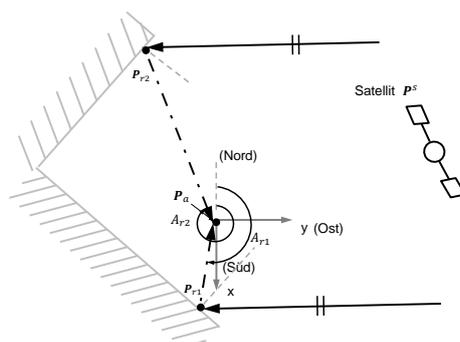


Abb. 2.14: Reflexion bei mehreren vertikalen Reflektorebenen (2D-Draufsicht)

Der Zusammenhang zwischen dem reflektierten Signal und der Orientierung der Reflektoren kann auch durch ein Beispiel, wie in Abb. 2.15 dargestellt, veranschaulicht werden. Wenn der Boden nicht horizontal ist, z.B. wie bei Hängen, ändern sich die Richtungen der reflektierten Signale auch mit der Neigung des Hangs (vgl. Abb. 2.15). Auf Grund unregelmäßiger Oberflächenstrukturen der Reflektorebene ist es durchaus möglich, dass die Signale vom gleichen Satelliten an unterschiedlichen Stellen reflektiert werden und an der Antenne ankommen (vgl. Abb. 2.15).

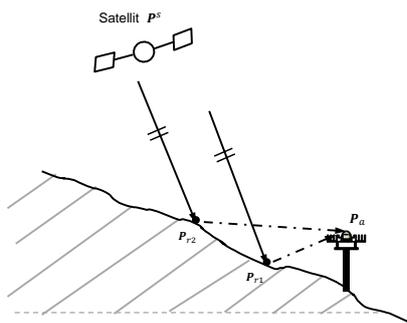


Abb. 2.15: Reflexion bei einem Hang (Seitenansicht)

Aus diesem Grund ist für die Berechnung der Richtung des reflektierten Signals aus Elevation  $E_r(t)$  und Azimut  $A_r(t)$  die Orientierung der Reflektoren nötig. In der Praxis soll man von einem allgemeinen Modell ausgehen und, wie in Gleichung (2-35) dargestellt, die Phasenverschiebung des reflektierten Signals mit der Funktion  $\Delta\varphi_r(t) = \Phi(\lambda, l_1(t), E^s(t), A^s(t), E_r(t), A_r(t))$  in Abhängigkeit von der Wellenlänge  $\lambda$ , der Entfernung  $l_1(t)$  zwischen der Antenne und dem Reflektor sowie der Richtung des direkten  $E^s(t), A^s(t)$  und reflektierten Signals  $E_r(t), A_r(t)$  beschreiben.

Des Weiteren gilt dieses Modell nur für den Fall, dass nur ein einzelnes direktes Satellitensignal von einem einzelnen reflektierten Signal überlagert wird. In der Praxis ist es allerdings schwierig das Modell umzusetzen, da es durchaus möglich ist, dass direkte Signale von einem oder mehreren Satelliten gleichzeitig an mehreren Reflektoren reflektiert werden. Es können sich daher mehrere reflektierte Signale mit den direkten Signalen überlagern und die Position der Antenne verfälschen (vgl. Abschnitt 2.2.5.4). Da es nur in wenigen Sonderfällen möglich ist, alle Reflektoren in der Antennenumgebung zu erfassen, ist eine Umsetzung des kompletten Modells in der Praxis schwierig.

### 2.2.5.4 Einflüsse der Mehrwegeeffekte auf die Koordinaten

Die bisher beschriebenen mathematischen Modelle beziehen sich auf die Phasenmessungen, betrachtet auf der „Beobachtungsebene“. Hierfür sind die Einflussgrößen und ihre Zusammenhänge in Abb. 2.16 im oberen Teil zusammengefasst.

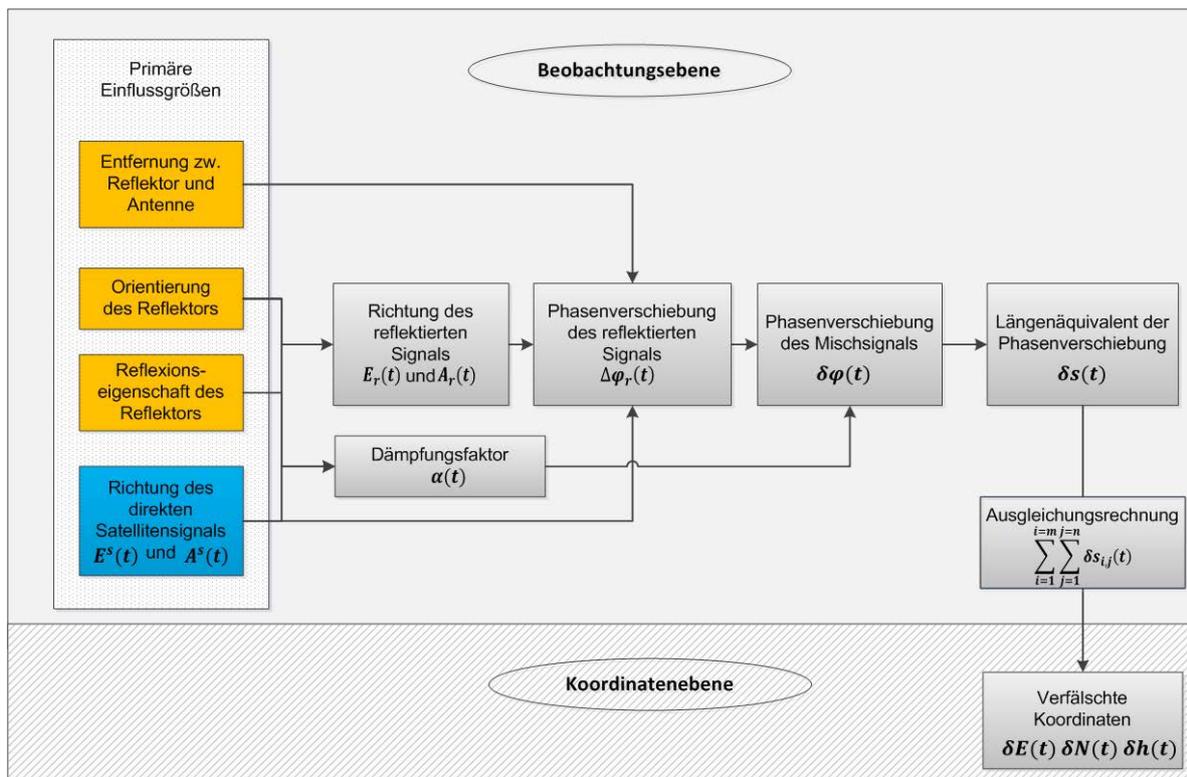


Abb. 2.16: Überblick über die Einflussgrößen der Mehrwegeeffekte auf die Koordinaten

Das Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung eines koordinatenbasierten Algorithmus, in Abb. 2.16 im unteren Teil angedeutet. Das bedeutet, dass die Einflüsse der Mehrwegeeffekte in der vorliegenden Arbeit nicht auf der Beobachtungsebene  $\delta\varphi(t)$ , sondern auf der Koordinatenebene  $\delta E(t), \delta N(t)$  und  $\delta h(t)$  untersucht werden.

Da die Mehrwegeeffekte auf die Koordinaten  $\delta E(t)$ ,  $\delta N(t)$  und  $\delta h(t)$  letztendlich auf die Einflüsse der Phasenmessung zurückzuführen sind, wurde die Modellierung der Mehrwegeeffekte auf der Phasenebene detailliert beschrieben und im Folgenden zusammengefasst. Der Übergang von der Beobachtungsebene zur Koordinatenebene, die Einflussgrößen und ihre Zusammenhänge sind in Abb. 2.16 dargestellt und werden im Anschluss diskutiert.

Die Einflussfaktoren (als primäre Einflussgrößen in Abb. 2.16 bezeichnet) aufgrund des Reflektors werden durch dessen Orientierung und Entfernung zur Antenne und seine Reflexionseigenschaften (Rauheit sowie die elektromagnetischen Eigenschaften) bestimmt. Mit der Orientierung, der Reflexionseigenschaft des Reflektors und der Richtung des direkten Satellitensignals ( $E^s(t)$ ,  $A^s(t)$ ) können die Richtung des reflektierten Signals ( $E_r(t)$ ,  $A_r(t)$ ) und der Dämpfungsfaktor  $\alpha(t)$  bestimmt werden (vgl. Abschnitt 2.2.2.1).

Wie bereits in Abschnitt 2.2.5.1 und 2.2.5.2 diskutiert, kann die Phasenverschiebung des reflektierten Signals  $\Delta\varphi_r(t)$  anschließend aus dem Abstand zwischen Antenne und Reflektor und den Richtungen des direkten und reflektierten Signals berechnet werden. Die durch die Mehrwegeeffekte erzeugte Phasenverschiebung des Mischsignals  $\delta\varphi(t)$  kann mit dem Dämpfungsfaktor  $\alpha(t)$  und der Phasenverschiebung des reflektierten Signals  $\Delta\varphi_r(t)$  mit Gleichung (2-22) in Abschnitt 2.2.2.2 berechnet werden. Das Problem in der Praxis ist, dass selbst wenn die geometrischen Zusammenhänge zwischen den Satelliten, der Empfangsantenne und den Reflektoren erfasst werden können, können Reflexionseigenschaften wie die Rauheit und der zeitliche veränderte Dämpfungsfaktor  $\alpha(t)$  nicht erfasst werden. Somit bleiben auf der Beobachtungsebene Parameter unbekannt und deswegen bleiben die Mehrwegeeffekte ein gravierendes Problem bei der präzisen Positionierung.

Auf der Beobachtungsebene beschreibt  $\delta\varphi(t)$  die Phasenverschiebung in Winkleinheiten. Um die Fehlereinflüsse in einer metrischen Größeneinheit darzustellen, ist in Abb. 2.16 eine Größe  $\delta s(t)$  eingeführt. Die Größe  $\delta s(t)$  ist das Längenäquivalent der Phasenverschiebung des Mischsignals, es gilt:

$$\delta s(t) = \delta\varphi(t) \cdot \frac{\lambda}{\pi}, \quad (2-42)$$

und  $\delta s(t)$  wird hier als Hilfsgröße zum besseren Verständnis eingeführt.

$\delta s(t)$  stellt die verfälschte Entfernung für den Fall vor, bei dem nur ein einzelnes direktes Signal von einem einzelnen reflektierten Signal überlagert wird. Wie bereits in Abschnitt 2.2.5.3 diskutiert wird, können die Mehrwegeeffekte sowohl von mehreren Satelliten als auch von mehreren Reflektoren gleichzeitig ausgelöst werden. Wird die verfälschte Entfernung von Satellit  $i$  und Reflektor  $j$  mit  $\delta s_{i,j}(t)$  bezeichnet, kann die gesamte verfälschte Position, wie in Gleichung (2-43) formelmäßig dargestellt, beschrieben werden:

$$\Delta s = \sum_{i=1}^{i=m} \sum_{j=1}^{j=n} \delta s_{i,j}(t) \quad (2-43)$$

mit

- $m$ : Anzahl der Satelliten,
- $n$ : Anzahl der Reflektoren.

Mit der Doppelsumme soll die Tatsache veranschaulicht werden, dass die Mehrwegeeffekte aus mehreren Satelliten und Reflektoren resultieren. Inwieweit der einzelne Fehler  $\delta s_{i,j}(t)$  die Position beeinträchtigt, ist

davon abhängig, wie  $\delta s_{ij}(t)$  auf die Koordinatenachsen projiziert wird. Es wird hier vereinfacht angenommen, dass der einzelne Fehler  $\delta s_{ij}(t)$  jeweils mit dem Elevationswinkel  $E_i^s(t)$  und dem Azimutwinkel  $A_i^s(t)$  auf die Ost-, Nord- und Höhenkomponente projiziert wird. Wie in Gleichung (2-44) dargestellt wird, ergeben sich somit die Koordinatenfehler  $\delta E_{ij}(t)$ ,  $\delta N_{ij}(t)$  und  $\delta h_{ij}(t)$ :

$$\begin{pmatrix} \delta E_{ij}(t) \\ \delta N_{ij}(t) \\ \delta h_{ij}(t) \end{pmatrix} = \delta s_{ij}(t) \cdot \begin{pmatrix} -\cos E_i^s(t) \cdot \cos A_i^s(t) \\ \cos E_i^s(t) \cdot \sin A_i^s(t) \\ \sin E_i^s(t) \end{pmatrix}. \quad (2-44)$$

Die gesamten Koordinatenfehler  $\delta E(t)$ ,  $\delta N(t)$  und  $\delta h(t)$  ergeben sich wiederum, wie in Gleichung (2-45), (2-46) und (2-47) formuliert, als Summe aller einzelnen Koordinatenfehler  $\delta E_{i,j}(t)$ ,  $\delta N_{i,j}(t)$ ,  $\delta h_{i,j}(t)$  für mehrere Satelliten und Reflektoren:

$$\delta E(t) = \sum_{i=1}^{i=m} \sum_{j=1}^{j=n} \delta E_{i,j}(t), \quad (2-45)$$

$$\delta N(t) = \sum_{i=1}^{i=m} \sum_{j=1}^{j=n} \delta N_{i,j}(t), \quad (2-46)$$

$$\delta h(t) = \sum_{i=1}^{i=m} \sum_{j=1}^{j=n} \delta h_{i,j}(t). \quad (2-47)$$

Wie bereits beschrieben, ist es von  $E_i^s(t)$  und  $A_i^s(t)$  abhängig, ob die Mehrwegeeffekte in einer einzelnen Koordinatenkomponente tatsächlich wiederzufinden sind. Wie aus Gleichung (2-44) ersichtlich wird, tritt der Mehrwegeeffekt für  $E_i^s(t) = 0^\circ$  nur in den Lagekomponenten auf, in der Praxis werden allerdings nur die Satelliten, deren Elevationswinkel größer als  $10^\circ$  sind, zur Auswertung herangezogen. Für  $E_i^s(t) = 90^\circ$  wird  $\delta s_{ij}(t)$  ausschließlich auf die Höhenkomponente projiziert. Dieser Fall tritt in den in dieser Arbeit erzeugten Daten nicht auf, in denen der maximale Elevationswinkel ca.  $88^\circ$  beträgt. Wie der Fehler auf die zwei Lagekomponenten verteilt wird, hängt von  $A_i^s(t)$  ab. Falls  $A_i^s(t)$  bei  $0^\circ$  oder  $180^\circ$  liegt, wird der Fehler in der Lage komplett auf die Ostkomponente projiziert und die Nordkomponente bleibt von den Mehrwegeeffekten ungestört. Wenn  $A_i^s(t)$   $90^\circ$  oder  $270^\circ$  beträgt, wird die Ostkomponente nicht von den Mehrwegeeffekten beeinflusst.

Tab. 2.5: Angenommene Elevations- und Azimutwinkel der Satelliten

Satelliten Nr.	$E^s(t_1)$ [°]	$E^s(t_{900})$ [°]	$A^s(t)$ [°]
<b>G05</b>	42	48	0
<b>G16</b>	10	15	90
<b>G21</b>	10	12	45
<b>G25</b>	16	10	90
<b>G29</b>	10	14	0
<b>G31</b>	88	86	45

Um diese Effekte zu veranschaulichen, werden im Folgenden die Mehrwegeeffekte auf der Koordinatenebene simuliert. Dabei wird angenommen, dass Signale von sechs Satelliten nur an einem vertikalen Reflektor, der 5,5 m von der Antenne entfernt ist, reflektiert werden. Der Dämpfungsfaktor  $\alpha(t)$  bleibt konstant bei 0,20. Es wird eine Wellenlänge von  $\lambda = 0,19$  m und ein Rauschen der Phasenmessungen von 3 mm eingesetzt. Die Beobachtungszeit beträgt 900 Sekunden. Die simulierten Elevationswinkel der einzelnen Satelliten am Anfang und am Ende des Beobachtungszeitraums  $E^s(t_1)$  und  $E^s(t_{900})$  und die Azimutwinkel  $A_i^s(t)$

sind in Tab. 2.5 angegeben. Zur Vereinfachung wird hier von konstanten Azimutwinkeln ausgegangen, in der Praxis variieren sowohl die Elevationswinkel als auch die Azimutwinkel.

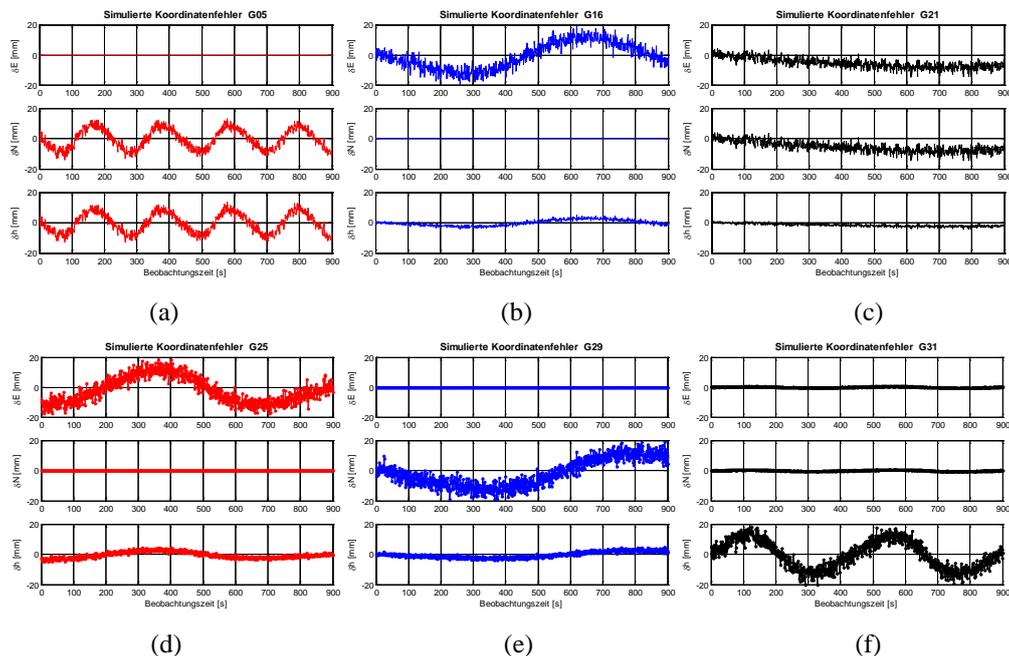


Abb. 2.17: Simulierte Koordinatenfehler der einzelnen Satelliten

Mit den oben angenommenen Werten werden zuerst die Phasenverschiebungen des reflektierten Signals  $\Delta\varphi_r(t)$  nach Gleichung (2-39) berechnet. Anschließend können die Phasenverschiebungen des Mischsignals  $\delta\varphi(t)$  nach Gleichung (2-22) und das Längenäquivalent der Phasenverschiebung  $\delta s(t)$  nach Gleichung (2-42) berechnet werden. Die einzelnen Koordinatenfehler  $\delta E_{i,j}(t)$ ,  $\delta N_{i,j}(t)$ ,  $\delta h_{i,j}(t)$  lassen sich dann aus Gleichung (2-44) berechnen und sind in Abb. 2.17 dargestellt. Schließlich können die gesamten Koordinatenfehler  $\delta E(t)$ ,  $\delta N(t)$  und  $\delta h(t)$  nach Gleichung (2-45), (2-46) und (2-47) als Summe aller einzelnen Koordinatenfehler  $\delta E_{i,j}(t)$ ,  $\delta N_{i,j}(t)$ ,  $\delta h_{i,j}(t)$  berechnet und in Abb. 2.18 graphisch dargestellt werden.

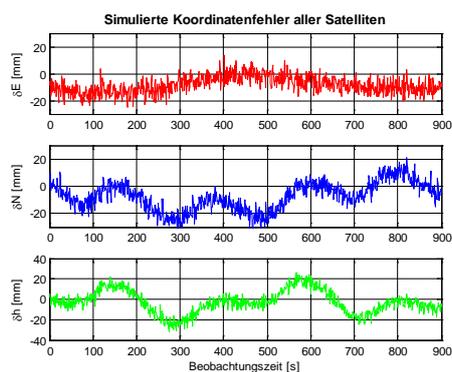


Abb. 2.18: Simulierte Koordinatenfehler aller Satelliten

In Abb. 2.17 ist deutlich zu erkennen, dass in Abhängigkeit der Projektion von  $\delta s(t)$  auf die Koordinatenachsen die Mehrwegeeffekte in einer oder sogar in zwei Koordinatenkomponenten nicht auftreten. Daher fallen die Abweichungen der einzelnen Koordinatenreihen deutlich unterschiedlich aus (siehe Abb. 2.18); dies gilt sowohl für Amplituden der Fehler als auch für deren Frequenzen. Diese Extremfälle zeigen, dass

sich Fehler verschiedener Satelliten auf den einzelnen Koordinatenkomponenten unterschiedlich stark ausprägen. Dieser Effekt zeigt sich wieder in der Analyse in Kapitel 6.

### Mehrwegfrequenzen im Koordinatenraum

Aus systemtheoretischer Sicht können die Phasenmessungen und die Koordinaten jeweils als Eingangsgrößen bzw. Ausgangsgrößen eines Systems betrachtet werden (vgl. Abb. 2.19).

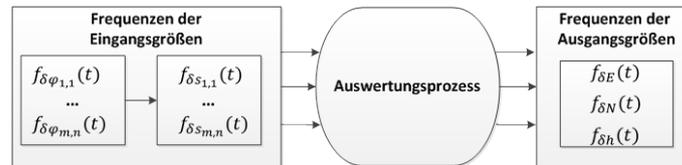


Abb. 2.19: Frequenzen im Beobachtungs- und Koordinatenraum

Der Auswertungsprozess zur Koordinatenberechnung (vgl. Abschnitt 2.1.2.3) stellt das System dar. Für lineare Systeme gilt dabei der sogenannte Frequenzerhaltungssatz (Heunecke et al. 2013), der besagt, dass im Spektrum der Ausgangsgröße nur Frequenzen enthalten sein können, die auch im Spektrum der Eingangsgröße vorhanden sind (Heunecke et al. 2013). Der wesentliche Bestandteil des Auswertungsprozesses ist eine Ausgleichung. Die Ausgleichung wird in der Geodäsie im Allgemeinen als lineare Auswertung realisiert, wobei bei nichtlinearen funktionalen Zusammenhängen die Gleichungen linearisiert werden (Niemeier 2002). Somit kann von einem linearen System ausgegangen werden und somit sind theoretisch die Mehrwegfrequenzen der Phasenmessungen auch im Koordinatenraum bei allen Koordinatenkomponenten wiederzufinden.

An dieser Stelle ist allerdings anzumerken, dass

- die Mehrwegeeffekte im Allgemeinen für Signale von mehreren Satelliten gleichzeitig durch mehrere Reflektoren hervorgerufen werden können. Demzufolge können sich mehrere einzelne Mehrwegfrequenzen zu Mischfrequenzen überlagern.
- In der Ausgleichung werden die Mehrdeutigkeitsparameter festgelegt. Die richtige bzw. falsche Festlegung der Mehrdeutigkeitsparameter für das Signal von einem einzelnen Satellit beeinflusst die ausgegebenen Koordinaten.
- Ob die Mehrwegfrequenzen für die einzelne Koordinatenkomponente tatsächlich wieder gefunden werden können, ist davon abhängig, wie der einzelne Fehler  $\delta s_{ij}(t)$  auf die Koordinatenachsen projiziert wird. Aus diesen Gründen kann es passieren, dass die Mehrwegfrequenzen der Phasenmessung nicht durchgängig in allen Koordinatenreihen zu finden sind. Dieser Effekt wird in der Analyse in Kapitel 6 auch aufgezeigt.

## 2.2.6 Methoden zur Reduzierung der Mehrwegeeffekte

### 2.2.6.1 Überblick

Die Mehrwegeeffekte stellen sich als gravierendes Problem bei der präzisen Positionierung dar, daher gibt es zahlreiche Untersuchungen und Methoden zur Reduzierung der Mehrwegeeffekte. Nach Wanninger (2000) können die Methoden zur Verringerung der Mehrwegeeffekte aus chronologischer Sicht in drei Kategorien aufgeteilt werden:

- 1) Vor der Signalverarbeitung (durch Stationsauswahl und Antennendesign);
- 2) Während der Signalverarbeitung (durch Empfängertechnologie);
- 3) Nach der Signalverarbeitung (durch Weiterverarbeitung der Beobachtungsgrößen).

Keine der Methoden kann die Mehrwegeeffekte vollständig eliminieren, jedoch können durch die Kombination mehrerer Ansätze bessere Ergebnisse erzielt werden (Wanninger 2000). Im Folgenden wird ein kurzer Überblick zu den bis dato entwickelten Methoden gegeben. Der Fokus liegt dabei auf den Ansätzen, die i.d.R. durch die Nutzer realisiert werden können. Zwei Methoden, die auch in der vorliegenden Arbeit verwendet werden, sind in Abschnitt 2.2.6.2 und in Abschnitt 2.2.6.3 detailliert beschrieben.

### **Stationsauswahl**

Eine sorgfältige Auswahl der Antennenumgebung gehört zu den einfachsten und effektivsten Methoden, um die Mehrwegeeffekte zu minimieren. Zum Beispiel sind Reflektoren oberhalb des Antennenhorizonts und starke Reflektoren unterhalb der Antenne zu vermeiden. Dies ist allerdings in der Praxis aus logistischen (z.B. die Stabilität des Standpunktes) oder organisatorischen Gründen nicht immer möglich.

### **Antennendesign**

Die Ansätze zur Optimierung des Antennendesigns, insbesondere durch Verwendung von Abschirmungen, werden in Abschnitt 2.2.6.2 im Detail beschrieben.

### **Empfängertechnologie**

Die Ansätze der zweiten Kategorie sind durch die Signalverarbeitung innerhalb des Empfängers realisiert. Derartige Ansätze fokussieren bei der Reduzierung der Mehrwegeeffekte eher auf die Codemessungen als auf die Phasemessungen und sind z.B. durch eine Verkleinerung des Abstandes des Korrelatorenpaares auf einen Bruchteil des Signal-Chips (sogenannter „Narrow Correlator“, Van Dierendonck et al. 1992) oder Erhöhung der Anzahl der Korrelatoren durch die MEDLL-Technik (Multipath Estimating Delay Lock Loop) (Townsend et al. 1995) realisiert. Eine weitere Technik wie der Strobe Correlator, kann die Mehrwegeeffekte bei der Trägerphasenmessung reduzieren, wenn die Umweglängen mindestens 24 Meter betragen (Garin und Rousseau 1997). Bei der Phasemessung werden große Fehler aber schon bei kurzen Umweglängen erreicht. In Weill (1997) ergibt sich das Fazit, dass auf der Empfängertechnologie basierende Ansätze keine Wirkung auf die Mehrwegeeffekte bei der Phasemessung für Umweglängen mit weniger als einen Meter haben. Deswegen sind derartige Ansätze kein wesentlicher Bestandteil dieser Arbeit und es wird hier auf eine detaillierte Beschreibung verzichtet.

### **Weiterverarbeitung der Beobachtungsgrößen**

Bei der Weiterverarbeitung der Beobachtungsgrößen finden sich zahlreiche Methoden. Im Folgenden werden einige dieser Methoden aufgeführt.

#### **Mittel über lange Beobachtungszeit**

In statischen Messungen kann der Mittelwert über eine lange Beobachtungszeit berechnet und damit zumindest die Einflüsse der kurzen periodischen Mehrwegeeffekte beseitigt werden. Beim Monitoring ist allerdings eine Nahe-Echtzeit- oder sogar eine Echtzeit-Lösung erforderlich. Eine Nahe-Echtzeit-Lösung sollte

bereits nach einer kurzen Beobachtungszeit geliefert werden, d.h. die Beobachtungszeit darf nicht sehr lange sein. Somit können die Mehrwegeeffekte, deren Perioden im Vergleich zu der Beobachtungszeit relativ groß sind, nicht durch die Mittelwertbildung reduziert werden. Diese Fehler bleiben dann in der Koordinatenlösung enthalten, so dass sie eventuell als Deformation fehlinterpretiert werden können.

### Stationskalibrierung

Aufgrund der siderischen Periode der Mehrwegeeffekte besteht bei statischen Messungen, insbesondere bei Referenzstationen, die Möglichkeit, die Mehrwegeeffekte aus älteren Messdaten abzuleiten und die aktuelle Messung zu korrigieren. Bei der sogenannten „Stationskalibrierung“ können z.B. stations- und frequenzspezifische, azimut- und elevationsabhängige Mehrwegekorrekturen durch unterschiedliche Methoden berechnet und auf die Phasenmessungen angebracht werden (Wanninger und May 2000, Böder et al. 2001, Dilßner 2007). Die Gültigkeit der Korrekturen ist allerdings begrenzt. Die Mehrwegeeffekte ändern sich zum einen aufgrund der sich langsam ändernden Satellitenkonfiguration (vgl. Abschnitt 2.1.1.1) und zum anderen aufgrund der Änderungen der Reflexionseigenschaft der Reflektoren z.B. durch Schneebedeckung (Wanninger und May 2000). In Kapitel 6 wird die Auswirkung der siderischen Periode auf die Koordinaten der statischen Stationen analysiert, allerdings nicht im Detail behandelt. Da sich beim Monitoring, wie z.B. bei Hangrutschungen, die Position und auch die Umgebung der Roverstation aufgrund der Deformation ändert, können die Mehrwegeeffekte von Tag zu Tag noch mehr variieren.

### Trägerphasenglättung

Die Mehrwegeeffekte bei der Codemessung können mit den von Mehrwegeeffekten weniger verfälschten Phasenmessungen geglättet werden (Hatch 1982). Die Glättungswirkung und die Mehrdeutigkeit wird allerdings bei der Ein-Frequenz-Messung dadurch begrenzt, dass die Ionosphäre unterschiedlich auf die Code- und Phasenmessung wirkt (vgl. Abschnitt 2.1.1.1), bei der Zwei-Frequenz-Messung wird das Problem behoben (Wanninger 2000).

### Beobachtungsgewichtung

Weitere Ansätze zur Verarbeitung der Beobachtungsgröße können z.B. durch die Gewichtung der Beobachtungsvarianzen realisiert werden. Da Mehrwegeeffekte in unteren Elevationsbereichen im Allgemeinen verstärkt auftreten, werden i.d.R. die Messungen der tiefstehenden Satelliten durch geeignete Elevationsmasken (z.B.  $10^\circ$ ) ausgeblendet (Gewichtung auf Null). Dies führt allerdings dazu, dass die Satellitengeometrie und somit die Positionslösung verschlechtert wird.

Oftmals werden in der Ausgleichung die Varianzen der Beobachtungen nach Gleichung (2-48) elevationsabhängig gewichtet (Rothacher et al. 1997):

$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{\sigma_0^2}{\sin^2(E)} \quad (2-48)$$

mit

$\sigma_0^2$ : a priori Varianz der Gewichtseinheit,  
 $\sigma_{\phi}^2$ : Varianz der Beobachtung.

Auch die durch Beugungseffekte verfälschten Phasenmessungen können durch Verwendung der Signalqualität auf ähnlicher Weise herabgewichtet werden (vgl. Abschnitt 2.2.3).

### Verwendung von Signalqualitätswerten

Wie in Abschnitt 2.2.2 beschrieben, ändern sich die Signalamplituden durch die Reflexion. Zahlreiche Ansätze basieren auf Signalqualitätswerten (Axelrad et al. 1994 und 1996, Bilich et al. 2003, Rost 2011). Die Parameter der Mehrwegeeffekte, z.B. die Mehrwegfrequenzen, Amplituden oder die Phasenverschiebungen des reflektierten Signals können aus den Signalqualitätswerten des gemischten und des direkten Signals geschätzt werden (basierend auf dem mathematischen Modell in Abschnitt 2.2.2.2) und somit die Phasenmessung korrigiert werden.

### Multiantennensysteme

Werden mehrere Antennen dicht aneinander angeordnet, sind die Mehrwegeeffekte der einzelnen Antennen sowohl zeitlich als auch räumlich untereinander korreliert. Die Ansätze mit Multi-Antennen können als eine Kombination aus Optimierung des Antennendesigns und Weiterverarbeitung der Beobachtung betrachtet werden. Sie werden in Abschnitt 2.2.6.3 beschrieben.

#### 2.2.6.2 Optimierung des Antennendesigns

Wie in Abschnitt 2.2.2.1 beschrieben, kann sich die Polarisation des Signals durch die Reflexion verändern. Ein Ansatz zur Optimierung ist das Unterdrücken der Mehrwegesignale durch die Erhöhung des Antennengewinns bzw. der Empfindlichkeit oder Sensitivität gegenüber RHZP-Signalen und gleichzeitig der Verringerung des Gewinns gegenüber LHZP-Signalen (vgl. Abschnitt 2.2.2.1). In der Praxis ist es möglich, das LHZP-Signal um etwa 5 bis 10 dB zu dämpfen (Dilßner 2007). Dieser Ansatz funktioniert jedoch nicht für alle Mehrwegesignale. Zum einen ändert nur ein Teil der reflektierten Signale ihre Polarisationsrichtung (vgl. Abschnitt 2.2.2.1), zum anderen kann bei mehrfach reflektierten Signalen die Richtung der Polarisation unverändert bleiben (Dilßner 2007). Bei gebeugten Signalen und einem Teil der reflektierten Signale wird sich lediglich die Form der Polarisation von einem Kreis zu einer Ellipse ändern. Einer der Antennenparameter ist das sogenannte „Axialverhältnis“ (engl.: axial ratio). Je geringer das Axialverhältnis ist, desto weniger empfindlich wird die Antenne auf elliptisch polarisierte Signale reagieren und desto unempfindlicher ist die Antenne gegenüber den Mehrwegeeffekten (Caizzone et al. 2012). Hochwertige Antennen haben meistens ein Axialverhältnis von 2 dB oder weniger in Zenitrichtung (Dilßner 2007).

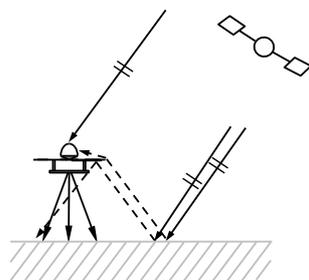


Abb. 2.20: Antenne mit einer Grundplatte

Ein sehr gebräuchlicher und einfacher Ansatz zur Reduzierung der Mehrwegeeffekte ist die Optimierung der Antennenabschirmungen wie z.B. durch den Einsatz einer runden Grundplatte. Die Grundplatte kann ein Teil der am Boden reflektierten Mehrwegesignale abschirmen (vgl. Abb. 2.20).

Die Grundplatten oder allgemein die Abschirmungen ändern die Antennengewinne. In Sciré-Scappuzzo und Makarov (2009) wurden Antennengewinne beim Einsatz von Grundplatten mit unterschiedlichen Durchmessern untersucht. Das Ergebnis zeigt, dass das 1,5-fach der Wellenlänge einen optimalen Durchmesser für die Grundplatte definiert. Das heißt, dass der Durchmesser für die GPS L1-Frequenz bei ca. 28,5 cm und bei der GPS L2-Frequenz bei 36 cm liegen sollte. Das entspricht dem Design der kommerziellen Choke-Ring-Antennen, die i.d.R. einen Durchmesser von 36 cm bis 38 cm aufweisen.

Die Grundplatte kann die am Boden reflektierten Mehrwegesignale nur teilweise abschirmen. Aufgrund der elektrischen Leitfähigkeit des Materials können diese Mehrwegesignale durch das Auftreffen auf die metallene Unterseite der Grundplatte Oberflächenwellen an der Oberseite der Grundplatte auslösen. Die Oberflächenwellen können sich wiederum mit dem direkten Signal überlagern und die Antenne erreichen. Des Weiteren kann das Signal an den scharfen Kanten gebeugt werden und zur Antenne gelangen, so dass Mehrwegesignale nicht komplett abgeschirmt werden (Dilßner 2007). Um dieses Problem zu lösen, wurde die sogenannte Choke-Ring-Antenne entwickelt.



Abb. 2.21: Choke-Ring-Antenne (Trimble 2014)

Der Standardtyp einer Choke-Ring-Antenne (mit Dorne & Margolin Antenne und Choke-Ring-Grundplatte) wurde ursprünglich von dem Jet Propulsion Laboratory (JPL) entwickelt und geodätische Anwendungen der Choke-Ring-Antenne wurden in Tranquilla und Colpitts (1989) und Tranquilla et al. (1994) publiziert. Heutzutage werden die Choke-Ring-Antennen von vielen namenhaften Herstellern in adaptierter Form angeboten. Eine Choke-Ring-Antenne besteht aus einer runden metallischen Grundplatte und mehreren konzentrischen Metallringen rund um die eigentliche Antenne (vgl. Abb. 2.21). Das Prinzip der Choke-Ring-Grundplatte wird im Folgenden beschrieben.

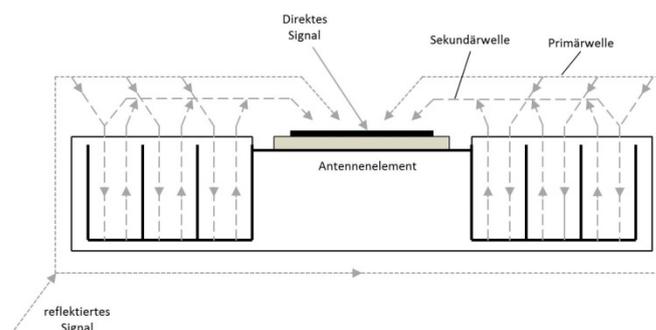


Abb. 2.22: Prinzip der Choke-Ring-Antenne (nach Filippov et al. 1998)

Trifft das reflektierte Mehrwegesignal an der Unterseite der Grundplatte auf, wird eine Oberflächenwelle ausgelöst, die in Abb. 2.22 als „Primärwelle“ dargestellt ist. Die Primärwelle kann eine sogenannte „Sekundärwelle“ anregen wobei die Sekundärwelle dann am Boden der Ringe reflektiert wird. Wenn die Ringtiefe der Choke-Ring-Grundplatte ein Viertel der Wellenlänge beträgt, entspricht die Laufstrecke der Sekundärwelle einer halben Wellenlänge. Damit liegt die Phasenverschiebung zwischen der Primärwelle und Sekundärwelle bei  $180^\circ$  und die Wellen löschen sich gegenseitig aus. Durch diese Konstruktion hat die Antenne im unteren Elevationsbereich aber auch einen geringeren Antennengewinn.

Die Wirksamkeit der Choke-Ring-Grundplatte (CR-Grundplatte) ist somit von den Frequenzen abhängig. Ein Viertel der Trägerwellenlänge ist bei der L1-Frequenz ca. 47 mm und bei der L2-Frequenz sind dies 60 mm. Die Ringtiefe der kommerziellen CR-Grundplatte beträgt i.d.R. zwischen 50 mm und 64 mm (Unavco 2014), wobei es sich um eine Kompromisslösung zwischen GPS L1- und L2-Frequenz handelt. Die Mehrwegeeffekte können nicht für beide Frequenzen gleichzeitig durch die Wahl einer Ringtiefe optimal reduziert werden.

In Filippov et al. (1998) wurde eine Zwei-Frequenzen-optimierte CR-Grundplatte vorgestellt. In die Ringe sind spezielle elektromagnetische Filter eingebaut, die die L1-Trägersignale bei einer Tiefe von 47 mm reflektieren, aber die L2-Trägersignale durchkommen lassen und bei einer Tiefe von 60 mm reflektieren. Somit können die Sekundärwellen von beiden Frequenzen durch ihre optimale Tiefe laufen und ein Auslöschung der Primärwelle bewirken. Gleichzeitig ergeben sich durch die zusätzlichen Satellitensysteme mit unterschiedlichen Frequenzen immer neue Herausforderungen für das Design neuer wirksamer CR-Grundplatten.



Abb. 2.23: 3D CR-Grundplatte (a) von Kunysz (2003) und Breitbandantenne Antenne mit konvexer Impedanz-Grundplatte (b) von Tatarnikov et al. (2011)

Bei den normalen zwei-dimensionalen (2D) CR-Grundplatten wird der Antennengewinn für niedrige Elevationswinkel geschwächt. Somit ist die Sensitivität der Antenne gegenüber tiefstehenden Satelliten, die für eine geometrisch-stabile Positionslösung nötig sind, niedrig. Daher gibt es eine Weiterentwicklung der CR-Grundplatte, die sogenannte drei-dimensionale (3D) CR-Grundplatte (vgl. Abb. 2.23 a), bei der die Ringe pyramidenförmig angeordnet sind. Durch die pyramidenförmige Anordnung der Ringe wird der Antennengewinn für niedrige Elevationswinkel erhöht (Kunysz 2003).

Eine weitere entwickelte Variante der CR-Grundplatte ist die sogenannte „konvexe Impedanz-Grundplatte“ (englisch: Convex impedance ground plane), diese wurde in Tatarnikov et al. (2011) vorgestellt (vgl. Abb. 2.23 b). Die Stecknadeln bzw. Pins haben eine ähnliche Funktion wie die Ringe bei CR-Grundplatte (Tatarnikov et al. 2011). Durch die kugelförmige Oberfläche mit den Stecknadeln wird auch der Antennengewinn für kleine Elevationswinkel erhöht (Tatarnikov et al. 2011). Die Breitbandantenne kann im Prinzip die GNSS-Signale aller üblichen Satellitensysteme und Frequenzen von 1160 bis 1615 MHz empfangen. Die spezielle Konstruktion einer derartigen Grundplatte hat den Vorteil, dass ihre Wirksamkeit hinsichtlich un-

terschiedlicher Frequenzen nicht so stark variiert, und die Antenne somit für unterschiedliche Satellitensysteme einsetzbar ist (Tatarnikov et al. 2011).

Die 2D CR-Antennen gehören zur Standardausrüstung für GNSS-Referenzstationen und sind für die meisten präzisen Überwachungsaufgaben einsetzbar. Sie sind allerdings wegen ihrer Größe und ihres Gewichts nicht für alle Aufgabenstellungen geeignet. Ein weiterer Nachteil, sowohl bei der einfachen Grundplatte, als auch bei der CR-Grundplatte besteht darin, dass sie auf die Mehrwegesignale, die oberhalb des Antennenhorizontes eintreten und direkt auf das Antennenelement treffen, keine Wirkung haben (Weill 1997).

In Krantz et al. (2001) wurde eine leichtgewichtige Antenne aus speziellem Kunststoff vorgestellt, die einen großen Widerstand besitzt und ursprünglich für Tarnkappenflugzeuge verwendet wurde. Die auf eine derartige Grundplatte treffenden Mehrwegesignale werden gedämpft und in Wärmeenergie umgewandelt. Durch das Variieren der Stärke des Materials mit zunehmender Entfernung vom Antennenelement wächst der Widerstand exponentiell an. Derartige Antennen haben den Vorteil, dass sie leicht sind und ihre Wirksamkeit frequenzunabhängig ist, so dass ihr Anwendungsgebiet nicht mehr so eingeschränkt ist, wie es im Vergleich die Anwendungsgebiete klassischer CR-Grundplatten sind. Die Sensitivität gegenüber tiefstehenden Satelliten ist besser als die der traditionellen CR-Grundplatte. Ihre absoluten Antennenphasenvariationsvariationen sind generell kleiner als die der traditionellen Choke-Ring-Antenne (Krantz et al. 2001). Allerdings ist auch hier keine Verbesserung hinsichtlich der Reduzierung der Mehrwegeeffekte bei derartigen Grundplatten im Vergleich zu 2D-CR-Grundplatten festzustellen (Krantz et al. 2001).

### 2.2.6.3 Multiantennensysteme

In Abb. 2.24 sind zwei Beispiele für Multiantennensysteme von Ray et al. (1998) und Brown und Mathews (2005) dargestellt.

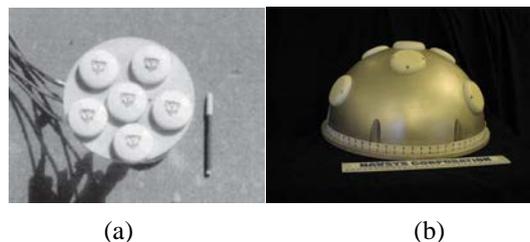


Abb. 2.24: Beispiele für Multiantennensysteme (a) von Ray et al. (1998) und (b) von Brown und Mathews (2005)

Der Ansatz von Brown und Mathews (2005) beruht auf der Steuerung des Gewinns der Antennen. Der Antennengewinn gegenüber tiefstehenden Satelliten wird z.B. gedämpft, die Verbesserung auf der Positionsbestimmung ist allerdings unbekannt.

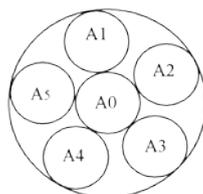


Abb. 2.25: Multiantennensystem mit sechs Antennen

Das in Ray et al. (1998) vorgestellte Multiantennensystem macht sich die hohen räumlichen Korrelationen und den bekannten geometrischen Zusammenhang zwischen mehreren dicht angeordneten Antennen zunutze. Sechs baugleiche GPS-L1-Antennen werden auf einer Grundplatte angeordnet (vgl. Abb. 2.25) und über drei Empfänger gesteuert.

Aufgrund der räumlichen Distanz zwischen den Antennen ist die Phasenverschiebung des reflektierten Signals  $\Delta\varphi_r(t)$  bzw. des Mischsignals  $\delta\varphi(t)$  (vgl. Abschnitt 2.2.2.2) unterschiedlich. Die mittlere Antenne kann als Referenzantenne (vgl. Abb. 2.25) betrachtet werden. Phasenunterschiede zwischen der Referenzantenne und allen anderen Antennen können einerseits durch die Einfachdifferenzen berechnet werden und lassen sich andererseits durch den bekannten geometrischen Zusammenhang (Distanz zwischen den Antennen) und den Dämpfungsfaktor mathematisch modellieren. Damit wird der zeitlich variierenden Dämpfungsfaktor  $\alpha(t)$  (für alle Antennen als gleich angenommen), die Phasenverschiebung, Azimut und Elevation des reflektierten Signals für die Referenzantenne durch Kalman-Filter berechnet. Die Verbesserungen werden zuerst auf die Phasenmessung angebracht, bevor die Koordinaten berechnet werden. Die Koordinaten werden dadurch um etwa 70 % verbessert (Ray et al. 1998).

In der vorliegenden Arbeit werden mehrere Antennen verwendet und die zeitlichen und räumlichen Korrelationen zwischen den Antennen genutzt. Die Methode basiert allerdings, wie bereits zuvor erwähnt, auf den Koordinaten und nicht auf den Phasendaten.

## 2.3 Variation des Antennenphasenzentrums

### 2.3.1 Definition

Die Koordinatenbestimmungen bei GNSS-Verfahren beziehen sich auf einen geometrisch festen Bezugspunkt der Antenne, der als Antennenreferenzpunkt (ARP) bezeichnet werden kann. Der ARP fällt jedoch nicht mit dem elektronischen Phasenzentrum (PZ), auf dem die GNSS-Signale empfangen werden, zusammen (vgl. Abb. 2.26). Die Position dieses Phasenzentrums ist außerdem nicht fest, sondern variiert mit den Einstrahlrichtungen (Azimut und Elevation) der Signale. Dies wird als Antennenphasenvariation bezeichnet und ist eine der wichtigsten stationsabhängigen Fehlerquellen.

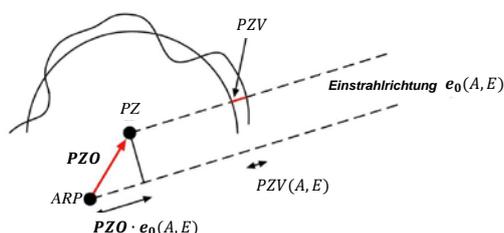


Abb. 2.26: Modell der richtungsabhängigen Phasenzentrumsvariationen (nach Zeimetz et al. 2011)

Um dieses richtungsabhängigen Empfangsverhalten der Antenne zu beschreiben, werden Phasenzentrums-offsets (PZO) und Phasenzentrumsvariationen (PZV) definiert. Das PZO ist als das Offset zwischen dem ARP und dem mittleren PZ definiert. Das PZO ist ein dreidimensionaler Vektor (in Ost-, Nord- und Höhenkomponente). Die richtungsabhängigen Variationen sind als PZV definiert (vgl. Abb. 2.26).

Wie in Zeimetz et al. (2011) beschrieben, werden das PZO und die PZV durch Gleichung (2-49) als Korrekturen an die Phasenmessungen angebracht:

$$\Delta\phi(A, E) = \mathbf{PZO} \cdot \mathbf{e}_0(A, E) + \mathbf{PZV}(A, E) \quad (2-49)$$

mit

- $A$ : Azimutwinkel des eingehenden Signals,  
 $E$ : Elevationswinkel des eingehenden Signals,  
 $\mathbf{e}_0(A, E)$ : normierter Richtungsvektor (bzw. Einheitsvektor) des eingehenden Signals,  
 $\Delta\phi(A, E)$ : gesamte Korrektur an der Phasenmessung des eingehenden Signals mit dem Azimutwinkel  $A$  und dem Elevationswinkel  $E$ .

Der Einfluss des PZO wird hierbei zunächst mit Hilfe des normierten Richtungsvektors des eingestrahnten Signals berechnet. Der Korrekturwert des PZV kann direkt auf die Phasenmessungen angebracht werden. Die Summe der beiden Teile ist die gesamte Korrektur an die Phasenmessung des eingestrahnten Signals. Das PZO und die PZV müssen immer gemeinsam betrachtet werden, da zur Beschreibung des Empfangsverhaltens zu jedem beliebigen PZO die entsprechenden PZV bestimmt werden können.

Die PZV werden üblicherweise in einem Elevations-Azimut-Raster (meistens  $5^\circ$ ) zusammen mit dem PZO in Millimeter in einer Antennenkorrekturdatei im ANTEX-Format (Antenna Exchange Format, Rothacher und Schmid 2010) oder NGS-Format (National Geodetic Survey, NGS 2014) angegeben. Die Phasenänderung ist frequenzabhängig, deswegen sind die Antennenkorrekturen für unterschiedliche Satellitensysteme und Frequenzen separat angegeben.

### 2.3.2 Antennenkalibrierverfahren

Die Antenneneigenschaften können als zeitlich konstant betrachtet werden (Zeimetz et al. 2011). Die Antennenkorrekturen, bzw. das PZO und die PZV, können durch das Antennenkalibrierverfahren bestimmt und bei der Auswertung, wie in Gleichung (2-49) dargestellt, rechnerisch an die Phasenmessungen angebracht werden.

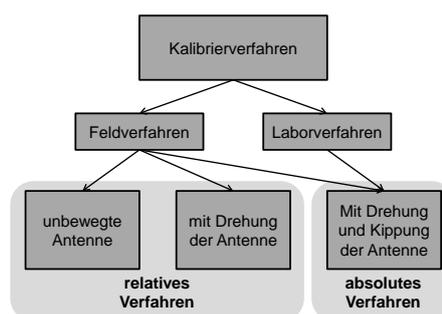


Abb. 2.27: Kategorisierung der Kalibrierverfahren für GNSS-Antennen (nach Zeimetz et al. 2011)

In Zeimetz et al. (2011) werden verschiedene Kalibrierverfahren vorgestellt. Bei Kalibrierverfahren unterscheidet man zwischen Feld- und Laborverfahren (vgl. Abb. 2.27). Beim Feldkalibrierverfahren gibt es wiederum ein relatives und ein absolutes Verfahren (vgl. Abb. 2.27). Bei dem relativen Feldverfahren ist die Testantenne (zu kalibrierende Antenne) entweder unbewegt oder sie wird horizontal gedreht. Das Problem bei dem Verfahren mit unbewegter Antenne ist, dass sich die Phasenzentrumsvariationen mit den Mehrwegeeffekten überlagern, d.h. die Ergebnisse dieses Verfahrens werden von den durch die Umgebung der Kalibrierstation hervorgerufenen Mehrwegeeffekten beeinflusst (Zeimetz 2012). Beim Verfahren mit An-

tenndrehung können Mehrwegeeffekte besser als beim Verfahren mit unbewegter Antenne reduziert werden (Zeimetz et al. 2011). Das Verfahren mit Antennendrehung ist außerdem schneller als das Verfahren mit unbewegter Antenne. Bei dem relativen Verfahren werden die Antennenparameter der Testantenne relativ zu einer Referenzantenne bestimmt. Wenn die absoluten Kalibrierungsparameter der Referenzantenne vorhanden sind, können die absoluten Kalibrierungsparameter der Testantenne abgeleitet werden.

Im Gegensatz zum relativen Verfahren ist beim absoluten Verfahren keine Referenzantenne nötig. Durch die horizontale Drehung und Verkippung der Testantenne können die Antennenparameter absolut bestimmt werden und die Mehrwegeeffekte können, besonders bei niedrigen Elevationen, verringert werden (Zeimetz et al. 2011).

Im Gegensatz zum Feldverfahren wird das Laborverfahren in einem Hochfrequenzlabor durchgeführt und die Satellitensignale werden künstlich erzeugt bzw. simuliert. Dadurch können im Labor bereits Antennenkalibrierungen für die zukünftigen GNSS-Systeme (Galileo, Beidou) und Signale (z.B. GPS-L5) durchgeführt werden (Zeimetz 2012). Die Änderung der Einstrahlung wird bei der Kalibrierung durch Drehung und Verkippung der Testantenne realisiert.

Die Feldverfahren „mit Antennendrehung“ und „mit Drehung und Verkippung“ sowie Laborverfahren liefern in Ringversuchen vergleichbare Kalibrierergebnisse (Zeimetz et al. 2011).

Die in dieser Arbeit verwendeten GPS-Antennen wurden an der Universität Bonn durch das Laborverfahren kalibriert, welches im Folgenden vorgestellt wird. Der Aufbau, die Entwicklung und die Evaluierung dieses Laborverfahrens werden in Zeimetz (2012) detailliert beschrieben.

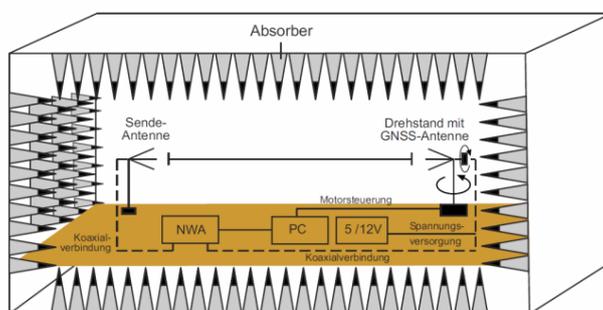


Abb. 2.28: Prinzipskizze der Antennenmesskammer der Universität Bonn (Zeimetz 2012)

In Abb. 2.28 ist die Prinzipskizze der Antennenkammer der Universität Bonn dargestellt. Das Messprinzip ist einfach: ein Netzwerkanalysator (NWA) erzeugt und sendet ein Signal an eine ortsfeste Sende-Antenne (in Abb. 2.28). Das Signal wird von der Sende-Antenne ausgestrahlt und von einer Testantenne (vgl. Abb. 2.28) empfangen und wiederum weiter an den NWA zurückgesendet. Damit die Änderungen von Elevation und Azimut der Einstrahlung bei der Testantenne simuliert werden können, wird die Testantenne computergesteuert gedreht und verkippert. Der NWA kann durch den Vergleich von Ausgangs- und Eingangssignal richtungsabhängige Phasenänderungen erfassen. Aus den Phasenänderungen können das PZO und die PZV bestimmt werden.

Damit die Mehrwegeeffekte aus dem Fernfeld minimal gehalten werden können, wird die Kalibrierung in einem reflexionsarmen „Absorberraum“, der mit speziellen Absorbern ausgekleidet ist, durchgeführt (vgl.

Abb. 2.28). Die elektromagnetischen Wellen, die auf die Absorber treffen, werden durch die Absorber in Wärmeenergie umgewandelt. Somit können keine an der Kammerwand bzw. den Absorber reflektierten Mehrwegesignale die Testantenne erreichen. Die Kalibrierungsergebnisse sind damit nicht von Mehrwegeeffekten beeinflusst (Zeimetz 2012), allerdings können die Nahfeldeffekte dadurch nicht reduziert werden. Somit sind die Nahfeldeffekte die verbleibenden dominierenden Einflussgrößen nach der Kalibrierung (Zeimetz 2012).

## 3 Grundlagen zur Zeitreihenanalyse

Automation und kontinuierliche Messungen sind aktuelle Trends beim Monitoring. Durch die Weiterentwicklung der Technologie der Messinstrumente wurde zum einen die Erfassung der Messwerte automatisiert, zum anderen wurde eine hohe Messungshäufigkeit erreicht (Heunecke et al. 2013). Durch die Automatisierung der Messungen liegen die Messwerte digital vor, womit eine computergestützte Weiterverarbeitung der Messwerte möglich ist. Die Zeitreihenanalyse ist hierbei ein wichtiges Tool zur Datenverarbeitung, um z.B. die periodischen Erscheinungen und Korrelationen der Beobachtungen zu analysieren. In diesem Kapitel werden die Grundlagen der Zeitreihenanalyse beschrieben.

Die Formelzeichen in der Zeitreihenanalyse unterscheiden sich zwischen kontinuierlichen und diskreten sowie theoretischen und empirischen Fällen. Da in der Praxis Messwerte nicht kontinuierlich, sondern zu diskreten Zeitpunkten erfasst werden, die Erwartungswerte meistens unbekannt und die Beobachtungsanzahl nicht unendlich groß sein kann, werden die Formeln in der vorliegenden Arbeit nur für diskrete und empirische Zeitreihen angegeben.

### 3.1 Datenaufbereitung

In der Praxis setzt man Stationarität und Ergodizität der Zeitreihen voraus, auch wenn dies nicht streng zutreffend ist (Heunecke et al. 2013). Stationarität bedeutet, dass die Verteilungsfunktion und damit der Erwartungswert und die Autokorrelationsfunktion (vgl. Abschnitt 3.2.1) der Zeitreihe unabhängig von der Zeit ist (DIN 18709-5, 2010). Ergodizität heißt, dass eine Realisierung  $x(t)$  eines stochastischen Prozesses  $X(t)$  alle Informationen über den Gesamtprozess enthält (DIN 18709-5, 2010).

#### 3.1.1 Detektion und Elimination der Ausreißer

Die Ausreißer bei GPS-Messungen können aufgrund der falsch oder nicht gelösten Mehrdeutigkeiten auftreten und sind zuerst zu eliminieren. Zur Detektion der Ausreißer wird häufig die „3  $\sigma$ -Regel“, mit der Standardabweichung  $\sigma$ , verwendet (DIN 18709-4).

Die „3  $\sigma$ -Regel“ basiert auf der Normalverteilung. Es wird angenommen, dass alle mit zufälligen Abweichungen  $\varepsilon$  behafteten Beobachtungen  $x$ , mit einem Erwartungswert  $\mu$  und einer theoretischen Standardabweichung  $\sigma$ , normal verteilt sind. Das wird im Allgemeinen als  $l \sim N(\mu, \sigma)$  dargestellt.

Es gilt:

$$\varepsilon_i = x_i - \mu \quad (3-1)$$

mit

- $\varepsilon_i$ : zufällige Abweichung,
- $x_i$ : Beobachtung,
- $\mu$ : Erwartungswert.

Die Wahrscheinlichkeit  $P$ , bei der die zufälligen Abweichungen  $\varepsilon$  innerhalb von  $\lambda \cdot \sigma$  liegen, ist  $1 - \alpha$  (wie in Gleichung (3-2) dargestellt).  $\alpha$  ist die Irrtumswahrscheinlichkeit.

$$P(|\varepsilon| \leq \lambda \cdot \sigma) = 1 - \alpha \quad (3-2)$$

mit

- $\alpha$ : Irrtumswahrscheinlichkeit,
- $\sigma$ : theoretische Standardabweichung,
- $\lambda$ : Faktor

Für  $\lambda = 1, 2$  und  $3$  können die sogenannte  $1\sigma$ -,  $2\sigma$ - und  $3\sigma$ -Bereiche, wie in Abb. 3.1 dargestellt, definiert werden. Für die Normalverteilung gilt:

$$\lambda = y_{1-\alpha/2} \quad (3-3)$$

mit

$y_{1-\alpha/2}$ : Quantil der Normalverteilung mit Wahrscheinlichkeit  $1 - \alpha$ .

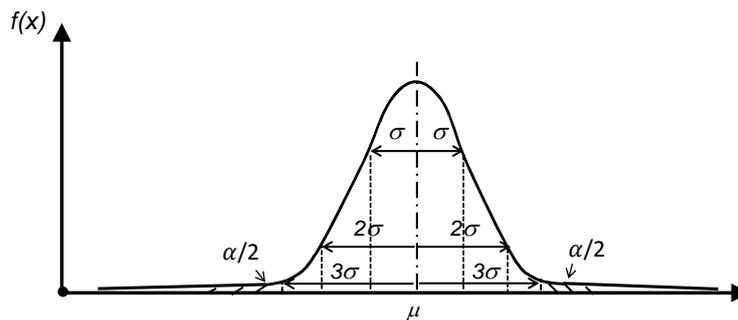


Abb. 3.1: Normalverteilung mit  $1\sigma$ -,  $2\sigma$ - und  $3\sigma$ -Bereichen

Für  $\lambda = 1, 2$  und  $3$  sind die Wahrscheinlichkeiten  $1 - \alpha$  nach der Gleichung (3-3) jeweils etwa  $68,2\%$ ,  $95\%$  bzw.  $99,7\%$ . Das heißt mit einer Wahrscheinlichkeit von  $68,2\%$ ,  $95\%$  bzw.  $99,7\%$  liegen die Beobachtungen innerhalb der  $1\sigma$ -,  $2\sigma$ - und  $3\sigma$ -Bereiche um den Erwartungswert. Daraus ergibt sich für die Wahrscheinlichkeit, bei der die Beobachtungen außerhalb des  $3\sigma$ -Bereiches liegen, ein Wert von  $0,3\%$ . Diese Wahrscheinlichkeit ist sehr gering. Wenn eine Beobachtung außerhalb des  $3\sigma$ -Bereiches liegt, kann diese Beobachtung folglich als Ausreißer betrachtet werden. Der  $3\sigma$ -Bereich kann in Abhängigkeit von der Dimension der Verteilung sowohl als ein eindimensionaler Konfidenzbereich als auch eine zweidimensionale Konfidenzellipse oder als ein dreidimensionales Konfidenzellipsoid definiert werden.

In der Praxis sind der Erwartungswert  $\mu$  und die theoretische Standardabweichung  $\sigma$  unbekannt. In der Regel werden der Mittelwert  $\bar{x}$  (vgl. Gleichung (3-4)) und die empirische Standardabweichung  $s$  (vgl. Gleichung (3-5)) aus den Beobachtungen berechnet und als Schätzwerte für  $\mu$  und  $\sigma$  angenommen:

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n} \quad (3-4)$$

mit

$\bar{x}$ : Mittelwert,  
 $n$ : Anzahl der Beobachtungen.

Die empirische Standardabweichung des Einzelwertes  $s$  ist die positive Quadratwurzel aus der empirischen Varianz  $s^2$  (vgl. Gleichung (3-5)):

$$s = +\sqrt{s^2}. \quad (3-5)$$

Die empirische Varianz  $s^2$  wird aus den Verbesserungen  $v_i$  nach der Gleichung (3-6) gerechnet:

$$s^2 = \frac{\sum_{i=1}^n v_i^2}{n-1}, \quad (3-6)$$

wobei die Verbesserung  $v_i$

$$v_i = \bar{x} - x_i \quad (3-7)$$

ist.

In diesem Fall folgen die Beobachtungen der  $t$ -Verteilung mit dem Freiheitsgrad  $f$ . Statt der theoretischen Standardabweichung  $\sigma$  wird die empirische Standardabweichung  $s$  für den Ausreißertest nach der „3  $\sigma$ -Regel“ verwendet.

### 3.1.2 Interpolation von Datenlücken

Die Algorithmen der Zeitreihenanalyse setzen i.d.R. eine konstante Abtastrate  $\Delta t$  voraus (Heunecke et al. 2013). In der Praxis wird diese Bedingung meistens nicht erfüllt, die konstante Abtastrate  $\Delta t$  wird durch Datenlücken gestört. Die Datenlücken können durch die Elimination der Ausreißer, wie in Kapitel 3.1.1 beschrieben, entstehen oder durch Datenlücken in den Originaldaten bedingt sein. Gründe für die fehlende Datenaufzeichnung können ein Stromausfall bei der automatischen Datenerfassung (Glabsch et al. 2010) oder eine instabile Datenübertragung sein. Das automatische Low-Cost GPS-System, das in Zhang und Schwieger (2013) vorgestellt wurde, weist z.B. unregelmäßige Datenlücken aufgrund der WLAN-Datenübertragung auf.

Um Datenlücken zu schließen und eine konstante Abtastrate herzustellen, werden entsprechende Werte interpoliert. Viele Interpolationsansätze werden in Heunecke et al. (2013) aufgeführt, wie z.B. die lineare Interpolation aus benachbarten Beobachtungen, Approximation der Daten mit Polynomen unterschiedlicher Ordnungen und Modellierung mit harmonischen Schwingungen. Die Plausibilität unterschiedlicher Ansätze wird durch graphische Darstellungen entscheidend unterstützt (Heunecke et al. 2013). Allerdings muss man bei allen Interpolationsansätzen in Kauf nehmen, dass die wahren Informationen durch die Interpolation verloren gehen oder zumindest verändert werden.

### 3.1.3 Lineare Trendbereinigung

Wenn eine Zeitreihe einen linearen Trend enthält, handelt es sich nicht um eine stationäre Zeitreihe. Der lineare Trend kann, wie in Gleichung (3-8) beschrieben, mithilfe der zwei Parameter  $a$  und  $b$  ausgedrückt und durch eine Ausgleichung deterministisch bestimmt werden:

$$x(t) = a + b \cdot t_i \quad (3-8)$$

mit

- $a$ : Mittelwert bzw. Offset der Zeitreihe,
- $b$ : linearer Trend bzw. Skalierungsfaktor der Zeitreihe.

#### Signifikanztest

Im nächsten Schritt folgen Signifikanztests für die beiden Parameter  $a$  und  $b$ . Die entsprechenden Hypothesen sind jeweils in Gleichung (3-9) und (3-10) formuliert:

$$\begin{aligned} H_0: E\{a\} &= 0; \\ H_A: E\{a\} &\neq 0. \end{aligned} \quad (3-9)$$

$$\begin{aligned} H_0: E\{b\} &= 0; \\ H_A: E\{b\} &\neq 0. \end{aligned} \quad (3-10)$$

Den Alternativhypothesen in Gleichung (3-9) und (3-10) liegen zweiseitige Fragestellung zugrunde, da die beiden Parameter  $a$  und  $b$  sowohl positiv als auch negativ sein können.

Die Testgrößen der Parameter  $a$  und  $b$  folgen der  $t$ -Verteilung und werden folgendermaßen definiert:

$$T_a = \left| \frac{\hat{a}}{s_a} \right|, \quad (3-11)$$

$$T_b = \left| \frac{\hat{b}}{s_b} \right| \quad (3-12)$$

mit

- $\hat{a}$ : geschätzter Parameter  $a$  (aus der Ausgleichung),
- $\hat{b}$ : geschätzter Parameter  $b$  (aus der Ausgleichung),
- $s_a$ : geschätzte empirische Standardabweichung des Parameters  $a$  (aus der Ausgleichung),
- $s_b$ : geschätzte empirische Standardabweichung des Parameters  $b$  (aus der Ausgleichung).

Die Testgrößen  $T_a$  und  $T_b$  sind mit einem Quantil der multiplen  $t$ -Verteilung  $t_{f,1-\alpha/(2 \cdot m)}$  zu vergleichen, wobei  $m$  die Anzahl der Unbekannten ist (hier ist  $m = 2$ ). Hierfür werden der Freiheitsgrad  $f$  und die Irrtumswahrscheinlichkeit  $\alpha$  benötigt. In der Regel wird eine Irrtumswahrscheinlichkeit  $\alpha = 0,05$  gewählt. Wenn die Größe des Freiheitsgrads  $f$  gegen unendlich strebt, wird das Quantil der  $t$ -Verteilung durch das Quantil der Normalverteilung approximiert. Wenn die Testgröße das zugehörige Quantil überschreitet, wird

die Nullhypothese aus Gleichung (3-9) oder (3-10) verworfen. Der entsprechende Parameter wird als signifikanter Parameter klassifiziert. Ein signifikanter linearer Trend ist von der Zeitreihe abzuspalten.

### 3.1.4 Periodische Trends

Die Zeitreihen enthalten oft nicht nur einen linearen Trend, sondern auch nicht-lineare Anteile. Diese nicht-linearen Trends können z.B. durch ein Polynom höheren Grades oder als harmonische Schwingungen formuliert werden (Heunecke et al. 2013). Der letztgenannte Fall lässt sich folgendermaßen ausdrücken:

$$x(t) = A_0 + \sum_{j=1}^q A_j \cdot \sin(2\pi f_j t_i + \Delta\varphi_j) \quad (3-13)$$

mit

$i$ :	Index der Beobachtungszeit,
$q$ :	Anzahl der harmonischen Schwingungen,
$f_j$ :	Frequenz der jeweiligen Schwingung,
$A_0$ :	Mittelwert der Zeitreihe,
$A_j$ :	Amplitude der jeweiligen harmonischen Schwingung zur Frequenz $f_j$ ,
$\Delta\varphi_j$	Phasenverschiebung der harmonischen Schwingung zur Frequenz $f_j$ .

Durch Gleichung (3-13) wird die Zeitreihe als eine Summe von  $q$  harmonischen Schwingungen ausgedrückt. Wenn die Zeitreihe mittelwertfrei ist, gilt  $A_0 = 0$ . Wenn die Frequenzen  $f_j$  bekannt sind, können die Amplitude  $A_j$  und Phasenverschiebung  $\Delta\varphi_j$  als Unbekannte in einer Ausgleichung geschätzt werden. Hierbei ist ein Nachteil, dass Gleichung (3-13) zunächst linearisiert werden muss und Näherungswerte für  $A_j$  und  $\Delta\varphi_j$  benötigt werden.

$$x(t) = \sum_{j=1}^q A_j \cdot (\sin(2\pi f_j t_i) \cos \Delta\varphi_j + \cos(2\pi f_j t_i) \sin \Delta\varphi_j), \quad (3-14)$$

$$a_j = A_j \cdot \cos \Delta\varphi_j, \quad (3-15)$$

$$b_j = A_j \cdot \sin \Delta\varphi_j, \quad (3-16)$$

$$x(t) = \sum_{j=1}^q a_j \cdot \sin(2\pi f_j t_i) + b_j \cdot \cos(2\pi f_j t_i), \quad (3-17)$$

$$x_j(t) = a_j \cdot \sin(2\pi f_j t_i) + b_j \cdot \cos(2\pi f_j t_i). \quad (3-18)$$

Wird Gleichung (3-13) in Gleichung (3-14) umformuliert und die Gleichungen (3-15) und (3-16) in Gleichung (3-14) eingesetzt, erhält man Gleichung (3-17). Diese Gleichung stellt eine alternative Formulierung zu (3-13) dar. Eine einzelne Schwingung aus Gleichung (3-17) kann mithilfe von Gleichung (3-18) ausgedrückt werden.

Der Vorteil der Gleichung (3-17) gegenüber (3-13) ist, dass keine Linearisierung und keine Näherungswerte für die beiden Parameter  $a_j$  und  $b_j$  für die Ausgleichung nötig sind. Die Parameter  $A_j$ ,  $\Delta\varphi_j$  lassen sich mittels der Gleichungen (3-19) und (3-20) aus  $a_j$  und  $b_j$  berechnen (Heunecke et al. 2013):

$$\Delta\varphi_j = \arctan\left(\frac{-b_j}{a_j}\right) + \frac{\pi}{2}, \quad (3-19)$$

$$A_j = \sqrt{a_j^2 + b_j^2}. \quad (3-20)$$

Die zwei Parameter  $a_j$  und  $b_j$  können für die Frequenz  $f_j$  ebenfalls in einer Ausgleichung geschätzt werden. Für beide Parameter werden Signifikanztests nach dem in Abschnitt 3.1.3 beschriebenen Prinzip durchgeführt. Da die Phasenverschiebungen  $\Delta\varphi_j$  auch nahe bei  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$  oder  $360^\circ$  liegen können, können auch  $a_j$  und  $b_j$  nahe bei Null liegen. Deswegen muss lediglich einer der beiden Parameter signifikant sein (Kriterium 1).

Die beiden Parameter  $a_j$  und  $b_j$  gehören zur selben Frequenz. Sie können als Tupel betrachtet werden. Deswegen kann eine Testgröße  $T_j$ , die der  $\chi^2$ -Verteilung folgt, nach Gleichung (3-21) berechnet werden:

$$T_j = [a_j \quad b_j] \cdot \begin{bmatrix} s_{a_j}^2 & s_{a_j b_j} \\ s_{b_j a_j} & s_{b_j}^2 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} a_j \\ b_j \end{bmatrix}. \quad (3-21)$$

In Gleichung (3-21) wird die Korrelation zwischen den beiden Parametern  $a_j$  und  $b_j$  berücksichtigt. Die Testgröße  $T_j$  wird dazu mit dem Quantil  $\chi_{f,1-\alpha}^2$  (in diesem Fall mit Freiheitsgrad  $f = 2$ ) verglichen. Wenn die Testgröße  $T_j$  das Quantil  $\chi_{2,1-\alpha}^2$  überschreitet (Kriterium 2) und das zuvor beschriebene Kriterium 1 auch erfüllt ist, werden die geschätzten Schwingungen  $x_j(t)$  als signifikante periodische Trends betrachtet.

## 3.2 Analyse im Zeitbereich

### 3.2.1 Autokovarianzfunktion und Autokorrelationsfunktion

#### Autokovarianzfunktion

Die Autokovarianzfunktion beschreibt die Erhaltensneigung, d.h. die stochastische Abhängigkeit der Werte mit zunehmendem zeitlichem Abstand einer Messreihe. Die empirische Autovarianzfunktion einer diskreten Zeitreihe kann wie in Gleichung (3-22) formuliert werden:

$$\hat{C}_{XX}(k) = \frac{1}{n-k-1} \sum_{i=1}^{n-k} (x_i - \bar{x})(x_{i+k} - \bar{x}), \quad (3-22)$$

mit

- $k$ : Index der Autokovarianzfunktion  $k = 0, 1, \dots, n/10$ ,  
 $n$ : Anzahl der Messwerte.

Die Autokovarianzfunktion wird oft nur bis auf 1/10 der gesamten Beobachtungslänge berechnet, d.h.  $k = 0, 1, 2$  bis  $n/10$ , da sie nur bis dort genau genug geschätzt werden kann (Taubenheim 1969 und Heunecke et al. 2013). Die Autokovarianzfunktion ist bei einer Zeitverschiebung grundsätzlich um Null symmetrisch.

Aus Gleichung (3-22) lässt sich erkennen, dass die Varianz aus der Autokovarianzfunktion abgeleitet werden kann. Es gilt, wie in Gleichung (3-23) dargestellt, dass die Varianz dem Wert der Autokovarianzfunktion für eine Zeitverschiebung von Null gleicht:

$$\hat{C}_{XX}(0) = s^2. \quad (3-23)$$

### Autokorrelationsfunktion

Eine Autokorrelationsfunktion  $\hat{R}_{XX}(k)$  ist eine um die Varianz normierte Autokovarianzfunktion. Es gilt Gleichung (3-24):

$$\hat{R}_{XX}(k) = \frac{\hat{C}_{XX}(k)}{\hat{C}_{XX}(0)} = \frac{\hat{C}_{XX}(k)}{s^2}. \quad (3-24)$$

Die Autokorrelationsfunktion ist einheitslos und variiert zwischen  $[-1, 1]$ . Wird Gleichung (3-23) in Gleichung (3-24) eingesetzt, erhält man Gleichung (3-25):

$$\hat{R}_{XX}(0) = 1. \quad (3-25)$$

Das bedeutet, das Maximum der Autokorrelation bzw. der Autokovarianzfunktion liegt bei der Zeitverschiebung von Null.

Die Autokorrelationsfunktion hat einen Konfidenzbereich von  $B$  (vgl. Gleichung (3-26)):

$$B = \pm 2/\sqrt{n}, \quad (3-26)$$

wobei  $n$  die Anzahl der Beobachtungen darstellt (Chatfield 1989). Das heißt, der Betrag der Autokorrelationswerte  $|r|$  muss größer als  $|B|$  sein, damit sich die Korrelationskoeffizienten signifikant von Null unterscheiden (mit einer Sicherheitswahrscheinlichkeit von 95 %). Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit der Bereich zwischen  $-2/\sqrt{n}$  und  $+2/\sqrt{n}$  als Null-Konfidenzbereich der empirischen Autokorrelationen definiert. Entsprechend kann der Bereich zwischen  $-2s^2/\sqrt{n}$  und  $+2s^2/\sqrt{n}$  als der Null-Konfidenzbereich der empirischen Autokovarianzfunktion festgelegt werden.

### Interpretation der Autokovarianzfunktion bzw. der Autokorrelationsfunktion

Die folgende Abb. 3.2 zeigt die Autokovarianzfunktionen verschiedener typischer stochastischer Prozesse.

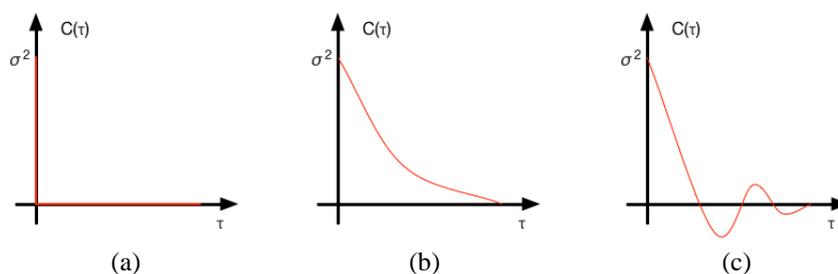


Abb. 3.2: Autokovarianzfunktion typischer Prozesse: (a) weißes Rauschen, (b) rotes Rauschen, (c) farbiges Rauschen (Heunecke et al. 2013)

#### a) Weißes Rauschen:

Bei einem Prozess, der nur weißes Rauschen enthält, liegt keine Korrelation zwischen benachbarten Zeitepochen vor. Damit gilt für die diskrete Autokovarianzfunktion  $C_{XX}(k) = 0$  wenn  $k \neq 0$  ist (vgl. Abb. 3.2 a). Die allgemeine Eigenschaft  $C_{XX}(0) = \sigma^2$  gilt auch hier. Dieser Prozess weist keine Erhaltungsnei-

gung auf. Es handelt sich um einen rein theoretischen Prozess, der physikalisch jedoch nicht existiert. Bei vielen Algorithmen wird aber weißes Rauschen vorausgesetzt, z.B. beim Kalman-Filter.

### b) Rotes Rauschen:

Ein realitätsnaher Prozess ist das rote Rauschen, bei dem die Korrelation der Werte mit zunehmendem zeitlichem Abstand langsam abnimmt (Abb. 3.2 b). Je langsamer die Korrelation mit zunehmendem Abstand (Index  $k$  der diskreten Autokovarianzfunktion) abfällt, desto größer ist die Erhaltungsneigung eines Prozesses.

### c) Farbige Rauschen:

Farbiges Rauschen ergibt sich aus der Überlagerung eines roten Rauschens mit periodischen Schwingungen (vgl. Abb. 3.2 c). Das farbige Rauschen weist sowohl die Erhaltungsneigung als auch periodische Erscheinungen auf.

### Kombination verschiedener Rauschtypen

In der Praxis kann ein Prozess eine Kombination der verschiedenen Prozesstypen sein. In Kapitel 6.2 wird gezeigt, dass die GPS-Messung eine Kombination aller drei Rauschtypen ist.

Aus Sicht der Erhaltungsneigung oder Korrelation der Zeitreihe kann man die drei Rauschtypen in zwei Gruppen aufteilen: weißes Rauschen entsteht durch nicht-korrelierende Fehler, dagegen sind rotes und farbiges Rauschen durch korrelierende Fehler verursacht. Diese Aufteilung wird auch in Kapitel 6.2 verwendet.

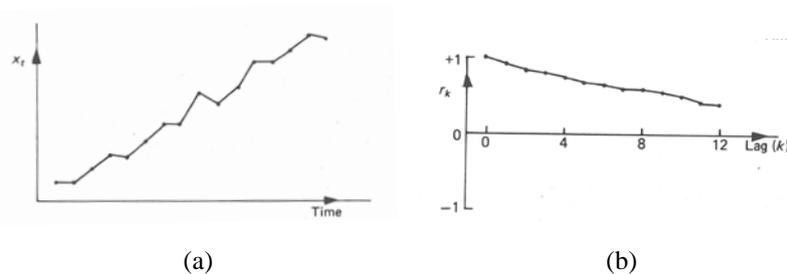


Abb. 3.3: Beispiele für eine nicht-stationäre Zeitreihe (a) und der zugehörigen Autokorrelationsfunktion (b) (Chatfield 2004)

Mit Hilfe der Autokorrelationsfunktion lässt sich die Stationarität einer Zeitreihe erkennen. In Abb. 3.3 a) ist ein Beispiel einer nicht-stationären Zeitreihe gegeben. Da die Zeitreihe  $x(t)$  einen linearen Trend enthält, wird die Autokorrelation (Abb. 3.3 b) auch nach großer Zeitverschiebung nicht Null.

## 3.2.2 Kreuzkovarianzfunktion und Kreuzkorrelationsfunktion

### Kreuzkovarianzfunktion

Analog zur Autokovarianzfunktion, welche die zeitliche Abhängigkeit einer Zeitreihe beschreibt, kann die Kreuzkovarianzfunktion zur Beschreibung der zeitlichen Abhängigkeit zweier Prozesse  $X(t)$  und  $Y(t)$  eingeführt werden. Sind  $x(t)$  und  $y(t)$  die Realisierungen der Zufallsprozesse  $X(t)$  und  $Y(t)$  und liegen

insgesamt  $n$  diskrete Realisierungen mit einer Abtastrate  $\Delta t$  vor, so gilt für die empirische Kreuzkovarianzfunktion  $\hat{C}_{XY}(k)$  für diese diskreten Zeitreihen:

$$\hat{C}_{XY}(k) = \frac{1}{n-k-1} \sum_{i=1}^{n-k} (x_i - \bar{x})(y_{i+k} - \bar{y}), \quad (3-27)$$

mit

- $\bar{x}$ : empirischer Mittelwert der Realisierung  $x(t)$ ,
- $\bar{y}$ : empirischer Mittelwert der Realisierung  $y(t)$ ,
- $k$ : Index der Kreuzkorrelationsfunktion  $|k| = 0, 1, \dots, n/10$ ,
- $n$ : Anzahl der Messwerte.

Analog zur Autokovarianzfunktion wird auch die empirischen Kreuzkovarianzfunktion oft nur bis zur Stelle  $|k| = n/10$  berechnet (Heunecke et al. 2013).

### Kreuzkorrelationsfunktion

Die Kreuzkorrelationsfunktion  $\hat{R}_{XY}(k)$  kann als eine normierte Kreuzkovarianzfunktion betrachtet werden. Die empirische Kreuzkorrelation einer diskreten Zeitreihe ist:

$$\hat{R}_{XY}(k) = \frac{\hat{C}_{XY}(k)}{\sqrt{\hat{C}_{XX}(0) \cdot \hat{C}_{YY}(0)}} = \frac{\hat{C}_{XY}(k)}{s_X \cdot s_Y}. \quad (3-28)$$

Die Kreuzkorrelationsfunktion ist wie die Autokorrelationsfunktion einheitslos und kann zwischen  $[-1, 1]$  variieren. Im Gegensatz zur Autokorrelationsfunktion muss der Funktionswert der Kreuzkorrelationsfunktion  $\hat{R}_{XY}(0)$  allerdings nicht 1 sein und das Maximum der Kreuzkorrelations- bzw. Kreuzkovarianzfunktion muss nicht bei der Zeitverschiebung von Null auftreten. Die Kreuzkorrelationsfunktion bzw. die Kreuzkovarianzfunktion ist i.d.R. nicht um Null symmetrisch.

Die Kreuzkorrelationsfunktion kann z.B. zur Untersuchung der zeitlichen Abhängigkeit zwischen Deformationen und äußeren Einflüssen, wie z.B. Verformung aufgrund der Lufttemperatur, verwendet werden. In diesem Fall liegt das Maximum der Kreuzkorrelationsfunktion i.d.R. nicht bei einer Zeitverschiebung von Null, sondern weist eine Verzögerung auf, da es eine gewisse Zeit dauert, bis die Materialtemperatur sich an die Lufttemperatur angepasst hat und sich das überwachte Objekt aufgrund der Materialtemperaturänderung verformt.

In dieser Arbeit wird die Kreuzkorrelationsfunktion für die Untersuchung der zeitlichen Abhängigkeit dicht nebeneinanderstehender Ein-Frequenz GPS-Empfänger eingesetzt. Diese Korrelationen kann man als zeitliche und räumliche Korrelation verstehen, welche in Kapitel 6 intensiv analysiert werden.

### 3.2.3 Filterung einer Zeitreihe

In der Praxis ist eine gemessene Zeitreihe häufig so verrauscht, dass eine deutliche Trennung zwischen Rauschverhalten, vorliegender Periodizität und linearem Trend nicht möglich ist. Das gleitende Mittel (vgl. Gleichung (3-29)) ist eine Möglichkeit, um das Rauschen einer Zeitreihen zu reduzieren:

$$g_j = \frac{1}{2n+1} \sum_{k=-n}^{k=n} x_{j+k}. \quad (3-29)$$

Die geglättete Zeitreihe  $g$  besteht damit aus Mittelwerten, die über  $2n + 1$  Werten der Zeitreihe  $x$  berechnet werden. Die Größe  $2n + 1$  wird als Filterlänge bezeichnet.

### 3.3 Analyse im Frequenzbereich

#### 3.3.1 Leistungsspektrum

Einige Eigenschaften der Zeitreihen, wie z. B. die Periodizität, lassen sich durch eine ausschließliche Betrachtung im Zeitbereich oft nicht erkennen. Da die Energie der Zeitreihe bei der Fourier-Transformation erhalten bleibt (Theorem von Parseval, Deichmann 2012), kann eine Zeitreihe  $x(t)$  über die Fourier-Transformation in den Frequenzbereich  $H(f)$  überführt werden:

$$x(t_p) = \frac{1}{n\Delta t} \sum_{k=1}^n H(f_k) e^{i\frac{2\pi k p}{n}}, \quad (3-30)$$

mit  $p = 1, 2, \dots, n$ ,  $k = 1, 2, \dots, n$ , und in der Umkehrung:

$$H(f_k) = \Delta t \sum_{p=1}^n x(t_p) e^{-i\frac{2\pi k p}{n}}. \quad (3-31)$$

Die Berechnung von  $x(t)$  nach  $H(f)$  wird, wie in Gleichung (3-30) und (3-31) dargestellt, als diskrete Fourier-Transformation (DFT) bezeichnet. In der Literatur werden oft die Formeln der DFT ohne die Abtastrate  $\Delta t$  angegeben, beiden Varianten sind richtig. Die Abtastrate  $\Delta t$  ist allerdings notwendig, um die richtigen Einheiten im Ergebnis zu erhalten (Deichmann 2012).

Durch die Fourier-Transformation einer Zeitreihe entsteht das Leistungsspektrum bzw. das Energiespektrum. Die in der Zeitreihe enthaltene Periodizität lässt sich durch das Leistungsspektrum nachweisen. Das direkt aus der Fourier Transformation berechnete Leistungsspektrum wird als Periodogramm bezeichnet (Deichmann 2012).

Die spektrale Auflösung des Periodogramms wird durch  $\Delta f$ :

$$\Delta f = \frac{1}{n\Delta t} \quad (3-32)$$

definiert. Aus Gleichung (3-32) ist zu erkennen, dass idealerweise eine Zeitreihe unendlich lang sein sollte, damit alle periodischen Schwingungen erfasst werden können. Dies ist natürlich in der Praxis nicht realisierbar und führt dazu, dass je kürzer die Beobachtungsdauer ist, desto schlechter ist die spektrale Auflösung.

In Abb. 3.4 wird exemplarisch ein Periodogramm dargestellt. Abb. 3.4 a) zeigt eine gemessene Zeitreihe für die Aktivität der Sonnenflecken über etwa 300 Jahre. Um die Periodizität der Sonnenflecken zu untersuchen, wird das Periodogramm dieser Zeitreihe berechnet und in Abb. 3.4 b) gezeigt.

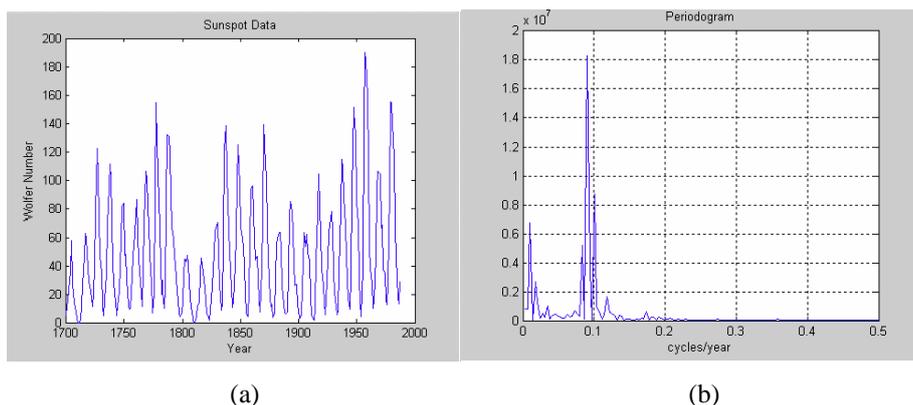


Abb. 3.4: Zeitreihe zur Aktivität der Sonnenflecken (a) und das zugehörige Periodogramm (b) (MathWorks 2007)

Die Ordinate des Periodogramms zeigt die Energie für die zugehörige Frequenz. Ein Peak im Periodogramm bei einer Frequenz  $f_p$  ist ein Hinweis auf eine mögliche zyklische Schwingung in der Zeitreihe mit der Frequenz  $f_p$  bzw. der Periodendauer  $T = 1/f_p$ . Im Beispiel zeigt das Periodogramm in Abb. 3.4 b) ein Maximum bei etwa  $f_p = 0,09$  Zyklen/Jahr. Das heißt, dass die Periodendauer der Sonnenflecken bei etwa 11 Jahren liegt. Dies zeigt, dass ein Periodogramm ein geeignetes Hilfsmittel zur Aufdeckung periodischer Effekte in einer Zeitreihe ist.

Es gibt auch andere Möglichkeiten, um das Leistungsspektrum zu berechnen. So kann das Leistungsspektrum über die Fourier-Transformation aus der Autokovarianzfunktion berechnet werden (Taubenheim 1969 und Heunecke et al. 2013). Dadurch können die Amplituden der Schwingungen in der Zeitreihe erwartungstreu geschätzt werden. Durch das Periodogramm erhält man keine erwartungstreue Schätzung für die Amplituden. Die Amplituden der harmonischen Schwingungen lassen sich nicht ohne Weiteres aus den Energien des Periodogramms entnehmen.

Das aus der Autokovarianzfunktion berechnete Leistungsspektrum hat allerdings den Nachteil, dass die Autokovarianzfunktion nur bis zu  $1/10$  der Beobachtungszeit berechnet werden kann (vgl. Abschnitt 3.2.1). Somit ist die spektrale Auflösung des Leistungsspektrums (vgl. Gleichung (3-32)) aufgrund der verkürzten Autokovarianzfunktion gering, so dass die Frequenzen nicht ausreichend genau bestimmt werden.

Das Ziel der Analyse in dieser Arbeit ist nicht die erwartungstreue Schätzung der Amplitude. Stattdessen soll herausgefunden werden, welche Frequenzen der Zeitreihe hohe Energien enthalten. Deswegen hat die Autorin sich für den Einsatz von Periodogrammen entschieden.

### 3.3.2 Interpretation des Leistungsspektrums

Da die Mehrwegeeffekte periodische Effekte bedingen, werden in Kapitel 6 die gemessenen GPS-Zeitreihen in den Frequenzbereich transformiert. So werden die Periodogramme berechnet und analysiert. In Tab. 3.1 sind mögliche Interpretationen des Leistungsspektrums aufgeführt.

Wie in Tab. 3.1 dargestellt, wird die höchste erfassbare Frequenz als Nyquist-Frequenz  $f_N$  bezeichnet, es gilt:

$$f_N = \frac{1}{2\Delta t}. \quad (3-33)$$

Die Nyquist-Frequenz ist folglich durch die Abtastrate  $\Delta t$  bestimmt. Falls höhere Frequenzen als  $f_N$  in der Zeitreihe vorhanden sind, können diese nicht mehr erfasst werden. Das bedeutet, dass die Information zu höheren Frequenzen verloren gehen. Deswegen müssen die zu untersuchenden Frequenzen bei der Wahl der Abtastrate, d.h. bei der Konzeption des Messsystemes berücksichtigt werden. Wenn z.B. eine Frequenz von 20 Hz erfasst werden soll, muss die Abtastrate  $\Delta t$  mindestens 0,025 Sekunden sein.

Tab. 3.1: Interpretation des Leistungsspektrums (nach Heunecke et al. 2013)

Ursache	Wirkung
Zyklische Schwankung in der Zeitreihe $x(t)$ mit Periodendauer $T_p$	Hohe Energie im Leistungsspektrum bei der Frequenz $f_p = 1/T_p$
Zyklische Schwankung nicht rein sinusförmig	Oberschwingungen: hohe Energien bei den Vielfachen von $f_p$
$x(t)$ mit Abtastrate $\Delta t$	Nur Frequenzen bis $f_N$ sind erfassbar
Perioden mit $f_p > f_N$ in $x(t)$ enthalten	Hohe Energien bei Aliasfrequenz zu $f_p$ im Leistungsspektrum
$x(t)$ nicht von Mittelwert befreit	Hohe Energie bei $f = 0$
$x(t)$ nicht von Trend befreit	Hohe Energie in der Nähe von $f = 0$
$x(t)$ mit endlicher Beobachtungsdauer	Fenstereffekt: Verminderung der spektralen Auflösung (äquivalente Bandbreite), Leakage, Energieeintrag aus Seitenbändern
Empirische Werte in $X(t)$	Nur Schätzwert des Leistungsspektrum, Konfidenzbereich ist angebbbar

Ist ein Trend nicht von einer Zeitreihe abgespalten, bevor diese in den Frequenzbereich transformiert wird, wirkt der lineare Trend wie eine Schwingung mit sehr großer Periodendauer und es ergibt sich eine hohe Energie nahe der Frequenz 0. Wenn die Zeitreihe nicht mittelwertfrei ist, dann zeigt sich eine hohe Energie direkt bei einer Frequenz von Null.

## 4 Testszenarien, Vorprozessierung und Qualitätsmodell

In der vorliegenden Arbeit werden zwei Testszenarien beschrieben: ein Test dient zur Qualitätsuntersuchung der Varianten der Antennen-Abschirmung (als „Test 1“ bezeichnet, vgl. Kapitel 5.3); der andere dient der Analyse der zeitlichen und räumlichen Korrelationen innerhalb einer Antennen-Matrix (als „Test 2“ bezeichnet, vgl. Kapitel 6).

Das Testfeld, die Schritte der Vorprozessierung sowie die Kriterien zum Beurteilen der Qualität der GPS-Messungen sind für die beiden Tests gleich. Aus diesem Grund werden sie gemeinsam in diesem Kapitel beschrieben. Das einzelne Testszenario, die Ergebnisse der Szenarien sowie weitere Details werden jeweils in Kapitel 5 und Kapitel 6 ausführlich beschrieben und diskutiert.

### 4.1 Testfeld

Die Roverstationen wurden auf dem Dach eines Gebäudes (in der Geschwister-Scholl-Str. 24D) der Universität Stuttgart aufgestellt. In ca. 500 m Entfernung zu diesem Gebäude befindet sich eine Station des Satellitenpositionierungsdienstes der deutschen Landesvermessung, kurz SAPOS (SAPOS 2015), die SAPOS-Station in Stuttgart (vgl. Abb. 4.1). Diese SAPOS-Station wird als Referenzstation zu den Roverstationen verwendet, deren Positionen somit durch die relative Positionierung bzw. Basislinien bestimmt werden können. Der Höhenunterschied zwischen der Referenzstation und den Roverstationen liegt bei ca. 15 m (auf ca. 500 m Entfernung), d.h. die Basislinien verlaufen annähernd horizontal.



Abb. 4.1: Testfeld (@Google Map)

In diesem Kapitel wird zuerst die Instrumentierung der Referenzstation und der Roverstationen kurz vorgestellt. Anschließend wird die Antennenumgebung der Roverstationen in Hinblick auf die Mehrwegeeffekte im Detail beschrieben.

#### 4.1.1 Ausrüstung der Referenzstation

Die Referenzstation ist mit dem geodätischen Zwei-Frequenz-GNSS-Empfänger Trimble Net R5 und der Antenne TRM59800.00 SCIS (Choke-Ring Antenne mit Radom, vgl. Abb. 4.2) ausgestattet, die GPS- und GLONASS-Signale empfangen können (SAPOS 2015). In Abb. 4.2 sind die Nord- und Südansicht der GNSS-Antenne der Referenzstation auf dem Dach des Landesamtes für Geoinformation und Landentwicklung (LGL) Baden-Württemberg dargestellt. Kein Reflektor ist über dem Antennenhorizont aus Abb. 4.2 erkennbar. Das Dach ist jedoch ein Reflektor, so dass Mehrwegesignale durch das Dach entstehen können.

Durch Verwendung der Choke-Ring-Grundplatte sollten diese Mehrwegeeffekte drastisch vermindert werden, so dass diese Referenzstation wenig von Mehrwegeeffekten beeinflusst sein sollte.

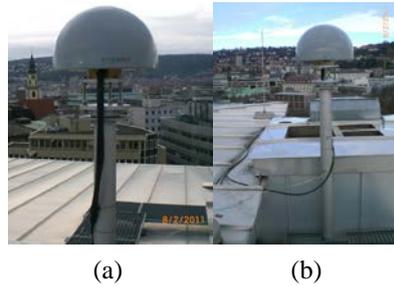


Abb. 4.2: Nordansicht (a) und Südansicht (b) der GNSS-Antenne der SAPOS-Station (Stuttgart) auf dem Dach des LGL (SAPOS 2015)

### 4.1.2 Ausrüstung der Roverstationen

Das IIGS hatte bereits Voruntersuchungen mit der vorherigen Generation der LEA-6T Empfänger, der LEA-4T Empfänger (Ublox 2015) der Firma Ublox (Ublox 2014a), durchgeführt und es wurden dabei sehr gute Genauigkeiten erzielt (Schwieger 2007, Schwieger 2008, Schwieger 2009). Da zur Zeit der Beschaffung die LEA T-Serie die einzige Serie von Empfängern der Firma Ublox war, die die Rohdaten der Phasenmessung ausgeben konnten, wurden diese auf den Roverstationen (vgl. Abb. 4.3) eingesetzt.



Abb. 4.3: EVK-6T inkl. LEA-6T Empfänger

Das EVK-6T (vgl. Abb. 4.3) umfasst einen LEA-6T Empfänger (Ublox 2014b), der in einem Gehäuse eingebaut ist und eine Ublox ANN-MS Antenne, welche in dieser Arbeit nicht verwendet werden (vgl. Abb. 4.3). Der EVK-6T kostet ca. 300 €, wobei der LEA-6T Empfänger (vgl. Abb. 4.4 a) alleine nur etwa 60 € kostet. Noch kostengünstiger ist es, ausschließlich den GNSS-Chip zu erwerben (vgl. Abb. 4.4 b). Im Gegensatz zum EVK-6T besitzt der Empfänger LEA-6T keine Anschlüsse für die Ein- und Ausgaben der Daten, weshalb hier die Entscheidung auf die komfortable Variante des EVK-6T fiel.

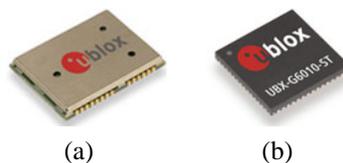


Abb. 4.4: LEA-6T Module (a) und Chip (b) (Ublox 2014a)

Neben dem kostengünstigen GPS-Empfänger für das Low-Cost GPS-System muss auch eine kostengünstige, aber zuverlässige Antenne gefunden werden. In Takasu und Yasuda (2008) wurden verschiedene Low-Cost GPS Ein-Frequenz-Antennen und -Empfänger in Kombination getestet. Die Tests zeigen, dass hochwertige Antennen einen größeren Einfluss auf das Ergebnis haben als hochwertige Empfänger. Aus diesem Grund wurde die Qualität verschiedener kostengünstiger Ein-Frequenz-Antennen (inkl. der Ublox ANN-MS An-

tenne), mit einem Stückpreis von unter 100 € mit dem LEA-6T GPS-Empfänger in Zhang und Schwieger (2013) getestet. Durch die Tests wurde gezeigt, dass die Trimble Bullet III Antenne (vgl. Abb. 4.5), kurz TBIII-Antenne, eine bessere Leistungsfähigkeit als die ANN-MS Antenne von Ublox aufweist. Aus diesem Grund werden TBIII-Antennen im Rahmen dieser Arbeit weiter verwendet. Die TBIII-Antenne hat einen Durchmesser von 77,5 mm, eine Höhe von 66,2 mm, einen Antennengewinn von 35 dB und das Axialverhältnis liegt bei maximal 4 dB bei 90° und maximal 6 dB bei 10° (Trimble Bullet III 2015).



Abb. 4.5: Trimble Bullet III Antenne

Zur Verminderung der Mehrwegeeffekte werden eine einfache Grundplatte und eine L1-optimierte Choke-Ring-Grundplatte (CR-Grundplatte) für die TBIII-Antenne gebaut und getestet. Dies wird in Kapitel 5 detailliert beschrieben (Testszenario 1). Die Testergebnisse zeigen, dass die CR-Grundplatte eine viel bessere Leistungsfähigkeit als die einfache Grundplatte aufweist. Deswegen sind alle Antennen im Testszenario 2 (vgl. Kapitel 6) mit CR-Grundplatten abgeschirmt.

Die GPS-Empfänger und ein Laptop zur Datenspeicherung werden in einer wetterfesten Metallbox untergebracht und die Stromversorgung erfolgt durch das gewöhnliche 220 Volt Stromnetz. Die GPS-Rohdaten wurden mit einer Abtastrate von 1 Hz gespeichert. Die Beobachtungsdaten der Referenzstation können von der SAPOS-Website (SAPOS 2015) heruntergeladen werden. Die Auswertung der GPS-Daten im Post-Processing wird in Kapitel 4.2 beschrieben.

### 4.1.3 Antennenumgebung der Roverstationen

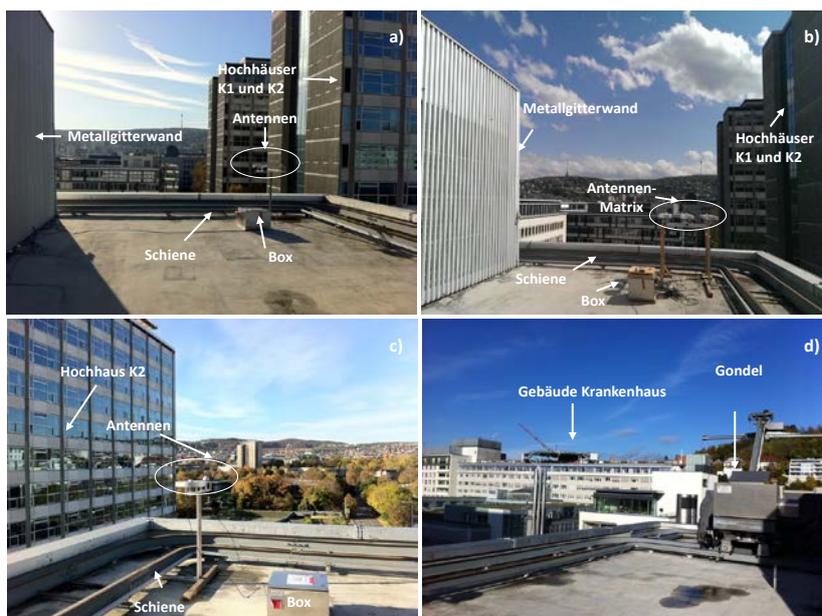


Abb. 4.6: Fotoaufnahmen des Testfeldes der Roverstationen

In Abb. 4.6 wird die Antennenumgebung im Testfeld der Roverstationen mit Fotoaufnahmen veranschaulicht. In der Antennenumgebung gibt es viele potentielle Reflektoren wie eine Metallgitterwand oder mehrere Gebäude, die Mehrwegeeffekte bedingen können. Das Dach ist mit Dachpappe bedeckt. Die Stative dürfen, zum einen aus Sicherheitsgründen und zum anderen aus Sicht der Stabilität der Standpunkte, nicht direkt auf dem Dach aufgestellt werden. Aus diesem Grund werden die Antennen zuerst auf Halterungen festgeschraubt und diese auf bereits vorhandenen Schienen montiert (vgl. Abb. 4.6). Die Antennen befinden sich ca. 1,2 m über dem Boden. Die Antennenstandpunkte sind für beide Testszzenarien ähnlich. Die beiden Testszzenarien sind zusätzlich in Abb. 4.7 und Abb. 4.8 mit Angabe der Maße zu den potentiellen Reflektoren skizziert.

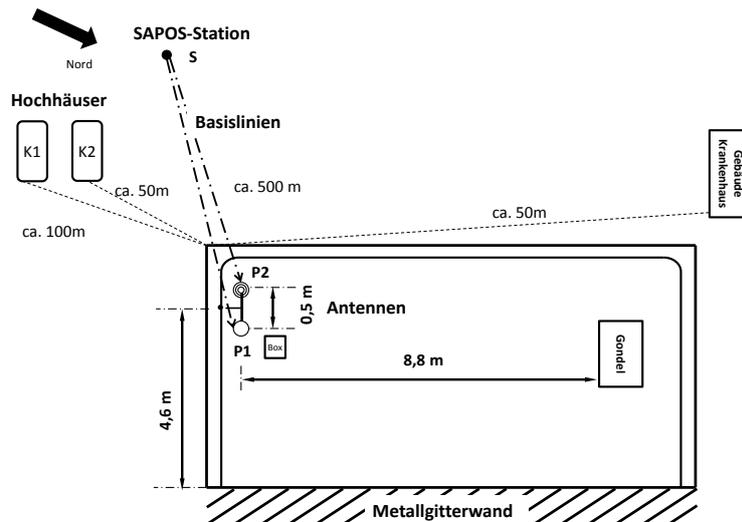


Abb. 4.7: Skizze des Testfeldes zu Testszenario 1 (nicht maßstäblich, 2D-Draufsicht)

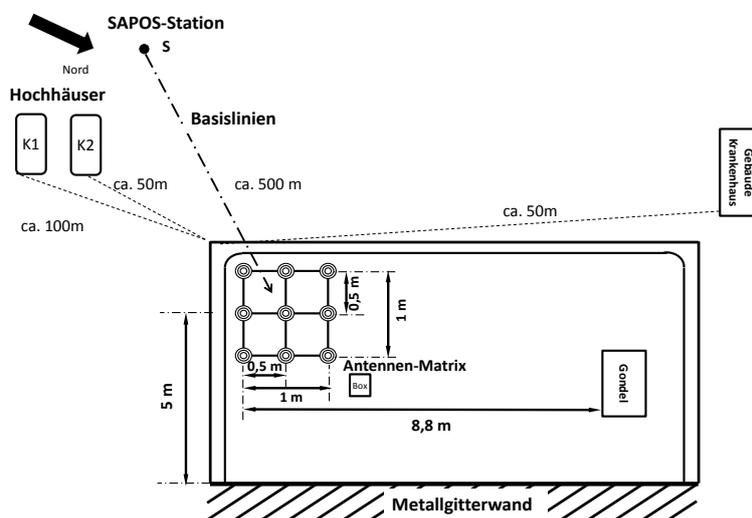


Abb. 4.8: Skizze des Testfeldes zu Testszenario 2 (nicht maßstäblich, 2D-Draufsicht)

Eine Metallgitterwand mit einer Höhe von ca. 3,9 m und einer Breite von ca. 11,5 m steht im Abstand von ca. 4,3 bis 5,5 m neben den Antennen (vgl. Abb. 4.6 a und b). Die genauen Maße können in Abb. 4.7 und Abb. 4.8 abgelesen werden. Zwei Hochhäuser der Universität (K1 und K2) befinden sich in ca. 50 m bzw. 100 m Entfernung zum Testfeld. Sie sind etwa 16 m höher als die Antennenstandpunkte (vgl. Abb. 4.6 a, b und c). Außerdem erkennt man in Abb. 4.6 d) eine Gondel in einem Abstand von ca. 7,8 bis 8,8 m von den Antennen mit einer Höhe von 1,7 m und eine Breite von 1,3 m. Zusätzlich steht eine Metallbox mit einer Größe von  $0,5\text{ m} \times 0,5\text{ m} \times 0,4\text{ m}$  ( $B \times L \times H$ ) neben den Antennen. Die Gebäude des Krankenhauses hinter der

Gondel sind ca. 50 m vom Testfeld entfernt (vgl. Abb. 4.6 d) und haben eine ähnliche Höhe wie das Testfeld. Daher sollten sie keinen Einfluss auf die GPS-Messungen haben.

Wie bereits in Abschnitt 2.2.2.1 erklärt, muss die Fläche der Reflektoren eine bestimmte Größe erreichen, damit sie Mehrwegeeffekte auslösen kann. In Tab. 4.1 werden die minimalen Flächen für die Reflektoren nach Gleichung (2-15) und die ausgelösten Mehrwegfrequenzen nach Gleichung (2-41) geschätzt. Die geschätzten Werte sind jeweils für eine Elevation von 10°, 45° und 90° und die angenommene Elevationsgeschwindigkeit von 0,07 mrad/s (vgl. Abschnitt 2.2.5.2) berechnet.

Tab. 4.1: Abschätzung der ersten Fresnel-Zone und Dauer der Mehrwegeperioden

<b>Horizontale Reflektoren</b>				
<b>Reflektor</b>	<b>Abstand [m]</b>	<b>Elevation [°]</b>	<b>Minimale Fläche [m<sup>2</sup>]</b>	<b>Mehrwegeperiode [Minuten]</b>
<b>Boden</b>	1,2	10	4,1	19,1
		45	1,0	26,7
		90	0,7	∞
<b>Box</b>	0,8	10	2,7	28,7
		45	0,7	40,0
		90	0,5	∞
<b>Vertikale Reflektoren</b>				
<b>Uni-Hochhaus (K1)</b>	100	10	60,6	1,3
		45	84,4	0,3
		90	∞	0,2
<b>Uni-Hochhaus (K2)</b>	50	10	30,3	2,6
		45	42,2	0,6
		90	∞	0,5
<b>Gondel</b>	7,8	10	4,7	16,7
		45	6,6	4,1
		90	∞	2,9
	8,8	10	5,3	14,8
		45	7,4	3,6
		90	∞	2,6
<b>Metallgitterwand</b>	4,3	10	2,6	30,3
		45	3,6	7,4
		90	∞	5,3
	5,5	10	3,3	23,7
		45	4,6	5,8
		90	∞	4,1

Aus Tab. 4.1 folgt:

- Der Boden ist groß genug, um Mehrwegeeffekte mit einer Dauer von mehr als 20 Minuten auszulösen.
- Die Metallbox hat eine Fläche von 0,25 m<sup>2</sup> und steht 0,8 m unterhalb der Antenne. Sie ist zu klein, um Mehrwegeeffekte hervorzurufen.

- An den zwei Uni-Hochhäusern K1 und K2 können Mehrwegeeffekte aufgrund der Reflexion mit kurzen Perioden (einigen Sekunden bis zu ca. 3 Minuten) resultieren. Solche kurzen periodischen Mehrwegeeffekte sind meistens unkritisch bei der Detektion der Deformation. Wegen der Höhe und der scharfen Kanten der zwei Hochhäuser können sie allerdings Signale beugen und blockieren, so dass die Verfügbarkeit der Satelliten auf dem Testfeld eingeschränkt werden kann.
- Die Gondel steht zum einen unter der Elevation von  $10^\circ$  der Antenne und ist zum anderen zu klein, um Mehrwegeeffekte für die Antennen auszulösen.
- Die Metallgitterwand kann Mehrwegeeffekte mit einer Dauer von ein paar Minuten bis zu ca. einer halben Stunde hervorrufen. In Abb. 4.9 ist noch die Fotoaufnahme der Oberflächenstruktur der Metallgitterwand dargestellt. Die Tiefe der Klüfte der Wand beträgt ca. 6 cm. Nach Gleichung (2-17) reicht die Tiefe ( $\Delta h$ ) von 2,4 cm aus, um bei einer Elevation von  $10^\circ$  eine diffuse Reflexion auszulösen. Geht die Elevation gegen  $90^\circ$ , muss  $\Delta h$  gegen unendlich groß gehen, um eine diffuse Reflexion bei einem vertikalen Reflektor auszulösen. Demzufolge ist hier bei der Metallgitterwand eine Kombination aus einer gerichteten und einer diffusen Reflexion zu erwarten. Ferner sind aufgrund der scharfen Oberkante der Metallgitterwand (vgl. Abb. 4.6 b) Beugungseffekte zu erwarten.

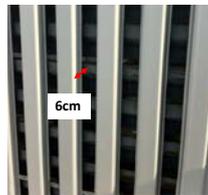


Abb. 4.9: Oberflächenstruktur der Metallgitterwand

Insgesamt ist es eine reflexionsintensive (vor allem durch den Boden und die Metallgitterwand) und abgeschattete (hauptsächlich aufgrund der zwei Universität-Hochhäuser) Antennenumgebung und es sind viele Mehrwege- und Beugungseffekte zu erwarten. Dies stellt eine Herausforderung für die GNSS-Positionierung und eine ideale Testumgebung für diese Arbeit dar.

## 4.2 Auswertung der GPS-Messungen

### 4.2.1 Auswerttablauf der GPS-Messungen

Die GPS-Rohdaten der Ublox-Empfänger liegen in einem firmenspezifischen binären Format, dem sogenannten UBX-Format, vor. Abb. 4.10 zeigt den Ablauf der Auswertung. Die Rohdaten der Roverstationen werden mittels der frei verfügbaren Software „TEQC“ (TEQC 2014) der Unavco (University NAVSTAR Consortium, Unavco 2014) in das Austauschformat RINEX (Receiver Independent Exchange Format) 2.X-Format (Gurtner 1994) umgewandelt und anschließend editiert (z.B. Eingabe der Koordinaten, der Antennenhöhen und der Antennentypen im Kopfteil der RINEX-Datei). Es gibt auch die Möglichkeit, mit TEQC die Qualität der RINEX-Daten zu überprüfen und so mögliche Gründe für schlechte Messergebnisse zu finden.



Abb. 4.10: Ablauf der Auswertung der GPS-Daten

Die GPS-Daten der Referenzstation liegen direkt im RINEX-Format vor und können ohne Umwandlung oder Editierung verwendet werden. Die hochgenau bestimmten kartesischen Koordinaten können aus dem Kopfteil der Dateien entnommen werden. Die Berechnung von Basislinien in dieser Arbeit erfolgt mittels der GNSS-Auswertesoftware „Wa1“ der Firma Wasoft (Wa1 2014), die im folgenden Abschnitt beschrieben wird. Sowohl TEQC als auch Wa1 werden über die Befehlszeile aufgerufen und gesteuert. Die weitere Auswertung erfolgt automatisch ohne Benutzereingriff, so dass die Programme für Nahe-Echtzeit-Anwendungen einsetzbar sind.

## 4.2.2 Basislinien-Auswertung mit Wa1 Software

Wa1 kann die Basislinien aus Daten der GNSS-Systeme wie GPS, GLONASS und SBAS für Code- und Phasennmessungen (von Zwei-Frequenz Empfängern und Ein-Frequenz Empfängern) sowohl im statischen als auch im kinematischen Modus auswerten. Das Nachfolgeprodukt Wa2 kann zusätzlich die Beobachtungen von Galileo, Beidou und QZSS verarbeiten (Wa2 2015). In Abhängigkeit der Beobachtungen können Genauigkeiten im Sub-Meter- bis zum Millimeterbereich erreicht werden (Wa1 2010).

### 4.2.2.1 Eingaben

Die GNSS-Beobachtungen der Referenz- und Roverstation müssen in RINEX-Format vorliegen. Für die Auswertung können Broadcast Ephemeriden (RINEX-Format) oder die präzisen Ephemeriden von IGS (SP3-Format) verwendet werden. In dieser Arbeit werden nur die Broadcast Ephemeriden verwendet, da auf der einen Seite die zeitlich verzögerten präzisen Ephemeriden für Nahe-Echtzeit Auswertungen nicht geeignet und auf der anderen Seite die Genauigkeiten der Broadcast Ephemeriden von etwa 1,0 Metern (IGS 2014) für kurze Basislinien ausreichend sind (vgl. Abschnitt 2.1.1.1).

Des Weiteren können die Antennenkorrekturen (in ANTEX- oder NGS-Format, vgl. Abschnitt 2.3.1) für die präzise Positionierung eingeführt werden. In den Testszenarien wird die individuelle Antennenkalibrierungsdatei der Referenzstation von der SAPOS-Website (SAPOS 2015) verwendet. Die Antennenkorrekturen der Roverstation liegen aus der durchgeführten Antennenkalibrierung (vgl. Kapitel 5.2) vor. Alle Antennenkorrekturen liegen im ANTEX-Format vor.

Für alle Einstellungen der GPS-Auswertungen gibt es Standardwerte, z.B. ist die Elevationsmaske auf 10° gesetzt (Wa1 2010). Individuelle Einstellungen können durch Eingabe zusätzlicher Optionen in der Befehlszeile realisiert werden. Für die Auswertung in der Arbeit werden i.d.R. die Standardwerte übernommen.

### 4.2.2.2 Ausgabedateien

#### Ergebnisdatei

Nach der Auswertung wird eine Ergebnisdatei (in TXT- oder XML-Format) ausgegeben. Wenn die Berechnung vorzeitig abgebrochen wird, wird eine Fehlermeldung in die Ergebnisdatei geschrieben (Wa1 2010). Falls die Mehrdeutigkeiten fast durchgängig gelöst werden, werden die Koordinaten der Roverstation in der Ergebnisdatei angezeigt. Wie in Abb. 4.11 dargestellt, wird hier zu jeder Lösung ein Lösungstyp („DGNSS“, „FloatDGNSS“, „FixedLW“, „FixedL1“, „FixedL2“, „FixedLN“ oder „FixedL0“) angegeben. Der Lösungstyp indiziert, bis zu welchem Schritt (vgl. Abschnitt 2.1.2.3) die Koordinaten bestimmt wurden, ob die Mehrdeutigkeiten gelöst wurden, sowie mit welcher Frequenz bzw. welcher Linearkombination (vgl. Ab-

schnitt 2.1.2.2) gelöst wurde. Bei den Ein-Frequenz Empfängern sind hier nur die Lösungstypen „DGNSS“, „FloatDGNSS“ oder „FixedL1“ möglich.

Block über Lösungsqualität			
SOLUTION QUALITY	FixedL1		
Solution_type	high		
Solution_quality			
SD	0.0023		
SD_m	98.6		
ambfix_%	0.5		
Re-weighted_obs_%	7	8.1	10
SV_min/ave/max	1.1	1.6	2.5
PDOP_min/ave/max			

Block über Parameter der Beobachtungen und der Prozessierung			
Processing type	static		
Start_time	1786 172800.00	2014-04-01 00:00:00	
End_time	1786 176400.00	2014-04-01 01:00:00	
Duration_minutes	60.00		
Duration_hours	1.0		
Interval_s	1.00		
Distance_km	1		
Elevation_mask_deg	10.0		
Elevation_min_deg	10.0		
preciseeph	No		
APCcorrection	Yes		
APCFilerRef	TRM59800.00	SCIS...601_1617.atx	
APCFilerRef	Trimble	NONE...13_02_25.atx	
Tropo_parameters	No		
Number_frequencies	1		
Satellite_systems	GPS		

Abb. 4.11: Ausschnitt einer Ergebnisdatei zur Lösungsqualität und Bearbeitungsparameter

Des Weiteren wird eine Qualitätsangabe („low“, „medium“ oder „high“) für jede Lösung angegeben (vgl. Abb. 4.11). Das Ergebnis mit einer Qualitätsangabe „high“ ist zuverlässiger als das, dem „medium“ zugeordnet ist. Die Qualitätsangabe „high“ wird nur beim Lösungstyp „FixedL1“ oder „FixedL0“ zugeordnet und zusätzlich müssen Mindestkriterien bezüglich der Mehrdeutigkeitslösungsquote, Standardabweichung der Gewichtseinheit, der Satellitenanzahl sowie des PDOP (Position Dilution of Precision), die ebenfalls in die Ergebnisdatei geschrieben werden, erfüllt sein (Wal 2010).

Danach werden in der Ergebnisdatei einige wichtige Parameter der Beobachtungen und der Prozessierung wie Beobachtungszeitraum, Elevationsmaske und Verwendung der präzisen Ephemeriden sowie der zusätzlichen Schätzung troposphärischen Parameter angegeben. Das Saastamoinen-Modell mit dem GMF-Modell (vgl. Abschnitt 2.1.1.1) wird für die Schätzung der troposphärischen Parameter in der Auswertung eingesetzt (Wal 2010). Auf eine Schätzung zusätzlicher troposphärischer Parameter wird verzichtet, da im Testfeld die Basislinien näherungsweise verlaufen. Eine Schätzung eines regionalen Ionosphären-Modells ist aus den Beobachtungen möglich (Wal 2010), allerdings ist dies nur für Zwei-Frequenz-Empfänger verwendbar und nur für längere Basislinien sinnvoll. Der Standardwert für die Grenze zwischen kurzen und langen Basislinien ist 7 km (Wal 2010), d.h. die Basislinien im Testfeld werden als kurze Basislinien ausgewertet.

Block über Referenzstation			
REFERENCE STATION	0384		
Ref_Name_short	0384		
Ref_Name_long	0384_32_1h_0		
Ref_Name_file	TRIMBLE NETR5		
Ref_Receiver_type	460800051		
Ref_Receiver_number	NAV 4.85/BOOT 4.18		
Ref_Receiver_version	TRM59800.00	SCIS	
Ref_Antenna_type	4946353601		
Ref_Antenna_number	0.1520		
Ref_Antenna_height_m	4157307.4070	671171.7030	4774690.4490
Ref_Coordinates_XYZ	48.779475077	9.170920138	341.0135
Ref_Coordinates_LLH	32512536.6266	5402955.6305	341.0135
Ref_Coordinates_UTM			

Block über Roverstation			
ROVER STATION	a4_3		
Rov_Name_short	-Unknown-		
Rov_Name_long	a4_32_140		
Rov_Name_file	U-BLIX		
Rov_Receiver_type	-Unknown-		
Rov_Receiver_number	-Unknown-		
Rov_Receiver_version	Trimble		
Rov_Antenna_type	224100575		
Rov_Antenna_number	0.0000		
Rov_Antenna_height_m	4156944.2450	671425.7715	4774949.1549
Rov_Coordinates_XYZ	48.783158885	9.175120579	326.0610
Rov_Coordinates_LLH	32512864.2699	5403365.8272	326.0610
Rov_Coordinates_UTM			

Block über Basislinie			
BASELINE	-363.1620	254.0685	258.7059
Baseline_Coo_XYZ	513.1922		
Baseline_Length_m	-14.9526		
Baseline_Height_m	0.0001	0.0000	0.0001
Stddev_XYZ_m	0.2849	0.4103	0.6578
Corrcoeff_XYZ	0.0000	0.0000	0.0001
Stddev_NEH_m	0.2381	0.1394	0.2850
Corrcoeff_NEH	0.0000	0.0000	0.0001
Stddev_UTM_m	0.2381	0.2850	0.1394
Corrcoeff_UTM			

Abb. 4.12: Ausschnitt einer Ergebnisdatei zu Referenz-, Roverstation und Basislinie

Anschließend folgen die Blöcke der Referenzstation und der Roverstation sowie der Basislinie (vgl. Abb. 4.12). Es wird in Wa1 standardmäßig davon ausgegangen, dass die Angaben im Kopfteil der RINEX-Datei korrekt sind. Dabei ist zu berücksichtigen, dass die Koordinaten der Referenzstation in der Auswertung festgehalten werden. Damit fließen die Fehler der absoluten Koordinaten der Referenzstation vollständig in die absoluten Koordinaten der gerechneten Roverstation ein. Deswegen muss sichergestellt sein, dass die Angaben im Kopfteil der RINEX-Datei, insbesondere die Koordinaten der Referenzstation und auch die Antennenhöhen sowie Antennentypen und -nummern beider Stationen, richtig sind.

Die letzten zwei Blöcke umfassen die wichtigsten Ergebnisse der Basislinienauswertung. Die Koordinaten der Roverstation werden als kartesische, ellipsoidische und UTM-Koordinaten, die Basislinienkomponenten nur als kartesische Koordinatendifferenzen ausgegeben. Ferner sind die Standardabweichungen und Korrelationskoeffizienten für alle drei Koordinatenkomponenten angegeben, die sowohl für die absolute Roverstation als auch für die Basislinien gelten. Aus den Standardabweichungen und den Korrelationskoeffizienten der drei Koordinatenkomponenten kann die Kovarianzmatrix der Ausgleichung rekonstruiert werden. Teile der Ergebnisdatei können extrahiert und in eine sogenannte „Extraktionsdatei“ geschrieben werden. Dies ist durch zusätzliche Optionen in der Befehlszeile möglich.

### Protokolldatei

Eine sogenannte „Protokolldatei“ kann zusätzlich mit unterschiedlichem Umfang erstellt werden. Die Rechenschritte (vgl. Abschnitt 2.1.2.3) sind in diesem Berechnungsprotokoll ausführlich dokumentiert. Die Phasensprünge werden in Wa1 durch Berechnung der Dreifachdifferenz (vgl. Abschnitt 2.1.2.1) detektiert und eliminiert (Wa1 2010). Das Mehrdeutigkeitssuchverfahren wird anschließend eingesetzt (vgl. Abschnitt 2.1.2.3). Bei den Ein-Frequenz Empfängern ist nur das Suchverfahren auf der L1-Frequenz möglich, ansonsten kann das Suchverfahren auf unterschiedliche Linearkombinationen angewendet werden. Die Linearkombination mit der geringsten Standardabweichung wird als beste Lösung angenommen und für die Koordinatenberechnung verwendet.

Die Koordinaten werden abschließend über eine robuste Kleinste-Quadrate-Lösung geschätzt (Wa1 2010). In der Protokolldatei sind die Satelliten aufgeführt, bei denen die Phasensprünge nicht eliminiert oder bei denen die Mehrdeutigkeiten nicht festgelegt werden können. Diese Satelliten können von der Auswertung ausgeschlossen werden, um ein besseres Ergebnis zu erhalten.

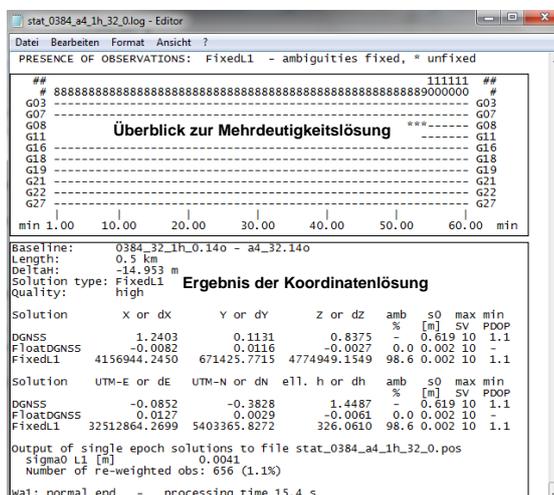


Abb. 4.13: Ausschnitt einer Protolldatei

Am Ende der Protokolldatei wird ein Überblick zur Mehrdeutigkeitslösung der Satelliten über den ganzen Beobachtungszeitraum und eine kurze Zusammenfassung zur Koordinatenlösung gegeben (vgl. Abb. 4.13).

## Positionsdatei

Die sogenannte „Positionsdatei“, in der die Positionen für jede Messepoche ausgegeben werden können, ist primär für kinematische Basislinien gedacht, kann jedoch auch für die statischen Basislinien genutzt werden. Abb. 4.14 zeigt beispielsweise einen Ausschnitt einer Positionsdatei einer statischen Basislinie. Es ist möglich, die Ausgabe zu konfigurieren und festzulegen, welche Information in der Positionsdatei ausgegeben werden sollen. Hier sind z.B. in den ersten zwei Spalten die Zeitstempel (die GPS Woche und die Sekunde) angegeben. Da die Abtastrate der Messung 1 Hz ist, werden die Ergebnisse für jede Sekunde ausgegeben. Dann werden UTM-Koordinatendifferenzen in Meter bis auf die vierte Nachkommastelle ausgegeben. Anschließend folgen der Lösungstyp, die Anzahl aller Satelliten und die Satelliten mit gelösten Mehrdeutigkeiten sowie die Standardabweichungen und Korrelationskoeffizienten der drei Koordinatenkomponenten.

#week	sec	dnorth	deast	dheight	solution	#all	#fixed	s_n	s_e	s_h	cor_ne	cor_eh	cor_nn
1786	172800.00	409.6838	308.7024	-14.9736	FixedL1	16	8	0.0049	0.0031	0.0103	0.3572	-0.0064	0.1645
1786	172801.00	409.6824	308.7020	-14.9743	FixedL1	16	8	0.0046	0.0029	0.0096	0.3572	-0.0063	0.1647
1786	172802.00	409.6847	308.7011	-14.9720	FixedL1	16	8	0.0046	0.0030	0.0097	0.3571	-0.0061	0.1650
1786	172803.00	409.6836	308.7008	-14.9770	FixedL1	16	8	0.0035	0.0023	0.0074	0.3571	-0.0059	0.1652
1786	172804.00	409.6842	308.7020	-14.9756	FixedL1	16	8	0.0045	0.0028	0.0094	0.3570	-0.0057	0.1654
1786	172805.00	409.6829	308.7015	-14.9805	FixedL1	16	8	0.0031	0.0020	0.0065	0.3570	-0.0056	0.1657
1786	172806.00	409.6832	308.7001	-14.9780	FixedL1	16	8	0.0032	0.0021	0.0068	0.3569	-0.0054	0.1659
1786	172807.00	409.6821	308.7015	-14.9802	FixedL1	16	8	0.0033	0.0021	0.0069	0.3568	-0.0052	0.1661
1786	172808.00	409.6848	308.7001	-14.9780	FixedL1	16	8	0.0035	0.0022	0.0074	0.3568	-0.0051	0.1664
1786	172809.00	409.6845	308.7025	-14.9783	FixedL1	16	8	0.0037	0.0024	0.0078	0.3567	-0.0049	0.1666
1786	172810.00	409.6794	308.7017	-14.9837	FixedL1	16	8	0.0037	0.0023	0.0077	0.3567	-0.0047	0.1668
1786	172811.00	409.6849	308.7019	-14.9747	FixedL1	16	8	0.0036	0.0023	0.0075	0.3566	-0.0046	0.1671
1786	172812.00	409.6834	308.7014	-14.9794	FixedL1	16	8	0.0033	0.0021	0.0070	0.3566	-0.0044	0.1673

GPS Woche und Sekunde      Basislinie in Nord, Ost und Höhe [m]      Lösungstyp      Anzahl der gesamten Satelliten und der mit gelösten Mehrdeutigkeiten      Standardabweichung der Basislinie in Nord, Ost und Höhe [m]      Korrelationskoeffizienten zwischen den drei Koordinatenkomponenten

Abb. 4.14: Ausschnitt einer Positionsdatei der Wa1

Die Koordinatenreihen in der Positionsdatei können als Zeitreihen betrachtet werden. Allerdings werden von der Wa1 Software keine Ergebnisse in eine Positionsdatei ausgegeben, wenn die gesamte Mehrdeutigkeitslösungsquote zu gering ist. Die gesamte Lösung wird dann als Float-Lösung definiert. Werden keine Koordinatenreihen in der Positionsdatei ausgegeben, kann keine Zeitreihenanalyse durchgeführt werden.

## 4.3 Datenaufbereitung der GPS-Zeitreihen

Liegt die Positionsdatei vor, können die Zeitreihen der Nord-, Ost- und Höhenkomponente analysiert werden. In Abb. 4.15 ist eine originale gemessene Basislinie mit einer Beobachtungszeit von 24 Stunden (bzw. 864 000 Sekunden) exemplarisch dargestellt. Es ist ersichtlich, dass die Zeitreihen verrauscht sind und einige Ausreißer enthalten. Die zwei Peaks in der Nord- und Höhenkomponente (vgl. Abb. 4.15) gehören zum gleichen Zeitpunkt und sind als Float-Lösung in der Positionsdatei gekennzeichnet, da die Mehrdeutigkeiten nur von drei Satelliten gelöst wurden. In diesem Datensatz ist dies die einzige Float-Lösung. An einigen Stellen weisen die Koordinaten jedoch große Abweichungen auf, wie an den mit dem Kreis markierten Bereich, der Ostkomponente, obwohl Fixed-Lösungen vorliegen. Die Koordinaten an solchen Stellen sind meistens nur durch vier Satelliten mit gelösten Mehrdeutigkeiten berechnet, deren Standardabweichungen im Zentimeterbereich liegen. Die Beträge der Korrelationskoeffizienten zwischen den Koordinatenkomponenten liegen meistens bei 0,8 bis 1,0. Dies liegt wahrscheinlich daran, dass alle Koordinatenkomponenten von gemeinsamen Fehlern, wie Mehrwegeeffekten, verfälscht werden. Wenn das Signal eines von vier beobachteten Satelliten Fehler enthält, wird die Koordinatenbestimmung entsprechend verfälscht. Mit den zusätzlichen Informationen (Anzahl der Satelliten mit gelösten Mehrdeutigkeiten, Standardabweichung und Korrelatio-

nen) lassen sich solche Ausreißer in den Zeitreihen gut detektieren, allerdings sind diese Informationen keine Standardausgabe einer GNSS-Software. Da der zu entwickelnde Algorithmus rein auf Koordinaten basieren soll und auch bei der Auswertung der Ergebnisse anderer GNSS-Software anwendbar sein soll, wird an dieser Stelle auf die Nutzung der zusätzlichen Informationen verzichtet.

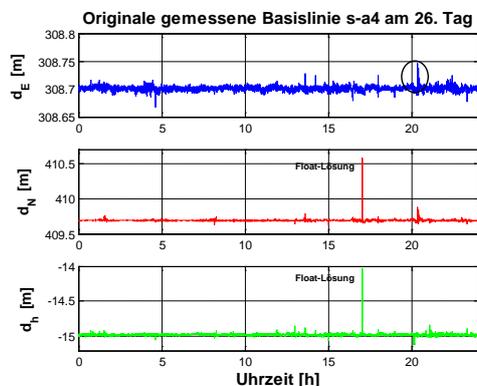


Abb. 4.15: Beispiel für die originale gemessene Basislinie

Auswerteeingriffe in die GNSS-Software, wie eine Erhöhung der Elevation und Elimination von Satelliten, werden hier nicht durchgeführt. Zu einem führen Auswerteeingriffe nicht unbedingt zu Verbesserungen, insbesondere wenn nur eine geringe Anzahl der Satelliten verfügbar ist. Sie führen dazu, dass weniger Satelliten für die Auswertung zur Verfügung stehen, so dass die Basislinienbestimmung ggf. nicht möglich ist. Zum anderen widersprechen manuelle Auswerteeingriffe einer automatisierten Auswertungen bzw. Nahe-Echtzeit-Lösungen.

Die Ausreißer werden durch eine nachfolgende statistische Auswertung detektiert und eliminiert. Die dadurch entstehenden Datenlücken werden durch Interpolation geschlossen. In diesem Abschnitt werden die Schritte für die Detektion, Elimination und Interpolation der Ausreißer erläutert und abschließend das Ergebnis für den schon vorgestellten Datensatz dargestellt.

Die Messungen in der Arbeit sind statisch, deswegen sind die Abweichungen zu Soll-Werten von Interesse. Da die Positionen der Roverstation unbekannt sind, stehen keine Soll-Werte bzw. wahren Werte für die gemessenen Basislinien zur Verfügung. Dieses ist beim Monitoring häufig der Fall. Die fehlenden Soll-Werte werden im Rahmen dieser Arbeit durch die Mittelwerte ersetzt. Die Mittelwerte können, da ein großer Stichprobenumfang  $n$  vorliegt und keine Bewegungen der Roverstationen erwartet werden, als gute Approximation der Soll-Werte angesehen werden.

Abb. 4.16 stellt den Ablauf bei der Datenaufbereitung der GPS-Zeitreihen dar. Wie in Abb. 4.16 dargestellt, basiert die Detektion bzw. die Definition der Ausreißer grundsätzlich auf der „ $3\sigma$ -Regel“ (vgl. Abschnitt 3.1.1). Hierbei sind die Mittelwerte und die empirischen Standardabweichungen die entscheidenden Parameter, die beide von den Ausreißern beeinflusst werden. Deswegen werden die Mittelwerte und Standardabweichungen der Basislinien in mehreren Schritten iterativ berechnet. Nachfolgend wird jeder Schritt der Datenaufbereitung einzeln erläutert.

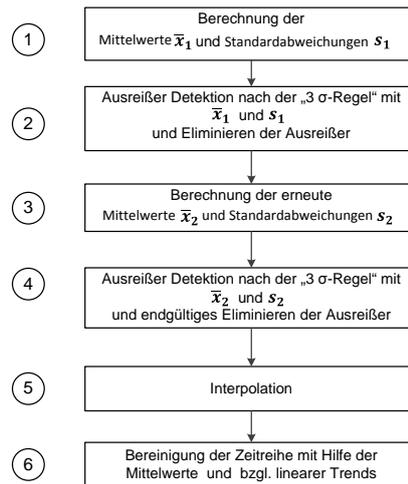


Abb. 4.16: Ablaufdiagramm der Datenaufbereitung der GPS-Zeitreihen

- 1) **Schritt 1:** Die Mittelwerte  $\bar{x}_1$  und empirischen Standardabweichungen  $s_1$  werden für jede Basislinienkomponente berechnet.
- 2) **Schritt 2:** Die Ausreißer werden mit den  $\bar{x}_1$  und  $s_1$  aus dem Schritt 1 nach der „3  $\sigma$ -Regel“ detektiert und eliminiert.
- 3) **Schritt 3:** Die Mittelwerte  $\bar{x}_2$  und empirischen Standardabweichungen  $s_2$  werden für jede Basislinienkomponente anschließend ohne Ausreißer erneut berechnet. Dadurch sind  $\bar{x}_2$  und  $s_2$  im Vergleich zu  $\bar{x}_1$  und  $s_1$  weniger von Ausreißern beeinflusst.
- 4) **Schritt 4:** Die Ausreißer werden mit  $\bar{x}_2$  und  $s_2$  in den originalen Zeitreihen nach der „3  $\sigma$ -Regel“ detektiert bzw. identifiziert. Die Detektion der Ausreißer wird hier sowohl für die einzelnen Koordinatenkomponenten als auch in einem drei-dimensionalen Konfidenzellipsoid durchgeführt.
- 5) **Schritt 5:** Die im Schritt 4 detektierten Ausreißer sind nicht verwendbar und werden als „künstliche Datenlücken“ betrachtet. Die durch die Ausreißer entstehenden „künstliche Datenlücken“ sowie die durch fehlende Datenaufzeichnung entstandenen Datenlücken werden durch die Interpolationsverfahren geschlossen, so dass äquidistante Zeitreihen entstehen. Der Anteil der Ausreißer beträgt jeweils 2,1 %, 2,8 % und 2,0 % in der Ost-, Nord- und Höhenkomponente. Es gibt in diesem Beispiel keine Datenlücke aufgrund fehlerhafter Datenaufzeichnung. Zum Schließen der Datenlücken wird die einfache lineare Interpolation verwendet. Mit vielen anderen Interpolationsansätzen, wie z.B. Polynomansätzen oder periodischen Ansätze, kann zusätzliche Periodizität in der Zeitreihe generiert werden, die den zu untersuchende periodischen Erscheinungen (aufgrund der Mehrwegeeffekte) sehr ähnlich sind. Dies würde zu einer Fehlinterpretation der Ergebnisse führen. Bei der linearen Interpolation werden keine zusätzlichen Periodizitäten erzeugt. Bei GPS-Messungen an unbewegten Objekten ist es auch möglich, dass die Datenlücken unter Zuhilfenahme benachbarter Stationen oder der Daten benachbarter Tage interpoliert werden. Inwiefern diese Ansätze geeignet sind, hängt von den räumlichen und zeitlichen Korrelationen der Datensätze untereinander ab. Dies wird in Kapitel 6 erklärt.
- 6) **Schritt 6:** Anschließend werden die Zeitreihen hinsichtlich Mittelwert und linearem Trend analysiert. Hierzu wird zunächst die Ausgleichung nach Abschnitt 3.1.3 herangezogen. Signifikante Mittelwerte wie in diesem Fall werden abgespalten. Signifikante Trends, die in diesem Beispiel gleichfalls enthalten sind, werden dagegen nicht abgespalten, da sie trotz Signifikanz die Auswertungsergebnisse nicht beeinflussen. Die maximale Auswirkung des linearen Trends erreicht zum Ende dieser Beispielzeitreihe 0,4 mm. Diese sehr geringen Werte können messtechnisch nicht streng erklärt werden. Mögliche Ursachen sind sich ändernde meteorologische Verhältnisse, Nahfeldeffekte oder Reflektionseigenschaften. Um eine

einheitliche Vorgehensweise zu erreichen, wird in Kapitel 6 in gleicher Weise vorgegangen. Die Standardabweichungen der Ost-, Nord- und Höhenkomponente betragen nach diesem Schritt jeweils 3,1 mm, 5,8 mm und 8,8 mm.

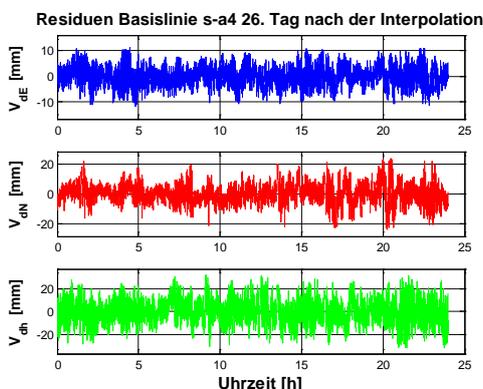


Abb. 4.17: Beispiel für die Basislinie s-a4 nach Schritt 6

## 4.4 Qualitätsmodell der GPS-Messungen

### 4.4.1 Allgemeine Definition des Qualitätsmodells

Zur Beschreibung und zur Evaluierung der Qualität der GPS-Messungen soll ein Qualitätsmodell herangezogen werden. In ISO 9000 ist Qualität als „Grad, in dem ein Satz inhärenter Anforderungen erfüllt ist“ (DIN EN ISO 9000 2005) definiert. Diese grundlegende und allgemeine Definition der Qualität muss für den jeweiligen Anwendungsfall konkretisiert werden.

Der Zusammenhang der Qualitätsbegriffe ist in Abb. 4.18 schematisch dargestellt. Ein Qualitätsmodell besteht aus mehreren konkreten Qualitätsmerkmalen. Ein Qualitätsmerkmal ist als „inhärentes Merkmal eines Produktes, Prozesses oder Systems, das sich auf eine Anforderung bezieht“ (DIN EN ISO 9000 2005) definiert. Das bedeutet, dass die Qualitätsmerkmale aufgrund den Anforderungen der jeweiligen Anwendung definiert werden sollen. Jedes Qualitätsmerkmal wird durch einen oder mehrere Qualitätsparameter konkretisiert. Mittels der Parameterwerte ist die Qualität messbar und vergleichbar. In Wiltschko (2004), Laufer (2011), Schweitzer und Schwieger (2011), Zhang und Schwieger (2011) wurden einige unterschiedliche Qualitätsmodelle für die Bereiche Verkehrstelematik bzw. Bauprozess entwickelt und vorgestellt.

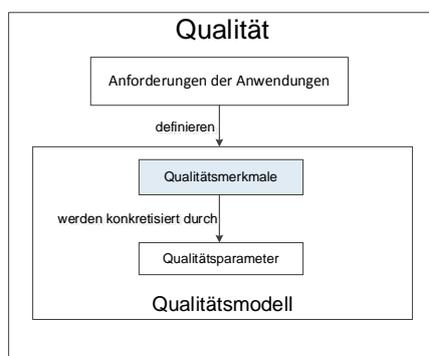


Abb. 4.18: Zusammenhang der Qualitätsbegriffe (nach Schweitzer und Schwieger 2011)

Im Rahmen dieser Arbeit werden zwei Qualitätsmodelle für GPS-Messungen unterschiedlicher Anwendungszwecke definiert. Eines dieser Qualitätsmodelle dient zur Qualitätsevaluierung der GPS-Messungen (vgl. Abschnitt 4.4.2). Dieses Qualitätsmodell wird zur Qualitätsuntersuchung der verschiedenen Kombinationen der Antennen-Abschirmungen in Kapitel 5.3 und zur Analyse der Qualität der Messungen innerhalb einer Antennen-Matrix in Abschnitt 6.2.1 und 6.4.1 herangezogen. Das andere Qualitätsmodell ist entsprechend der Anforderungen an Monitoring Applikationen definiert (vgl. Abschnitt 4.4.3). Dieses Qualitätsmodell wird bei der Evaluierung der entwickelten Methoden in Kapitel 6.6 verwendet.

#### 4.4.2 Qualitätsmodell für die Qualitätsevaluierung von GPS-Messungen

Zur Qualitätsevaluierung der GPS-Messungen wird das Qualitätsmodell (vgl. Abb. 4.19) in diesem Abschnitt auf die Qualitätsmerkmale „Genauigkeit“ und „Zuverlässigkeit“ eingeschränkt.

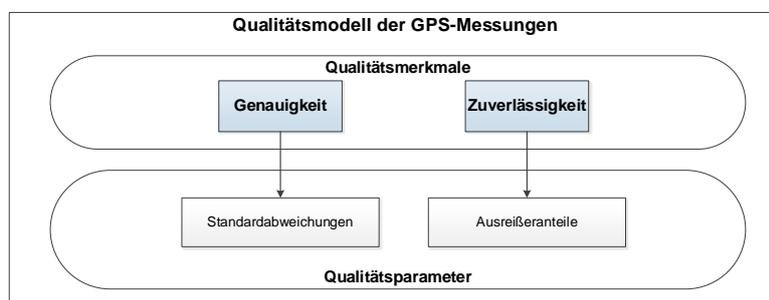


Abb. 4.19: Qualitätsmodell der GPS-Messungen für die Qualitätsevaluierung

Häufig wird die „Korrektheit“ als ein weiteres wichtiges Qualitätsmerkmal definiert werden. Da die Soll-Koordinaten der Roverstationen im Test allerdings unbekannt sind, kann die Korrektheit der Messungen nicht überprüft werden. Des Weiteren sind beim Monitoring die Koordinatenveränderungen und nicht die absoluten Positionen von Interesse. Aus diesen Gründen wird an dieser Stelle auf eine Untersuchung der Korrektheit der Messungen verzichtet. Ferner könnte auch die „Verfügbarkeit“ als ein weiteres Qualitätsmerkmal für GPS-Messungen definiert werden. Da die Datenerfassung bei den in dieser Arbeit vorgestellten Messungen sehr stabil ist, wird eine Verfügbarkeit von nahezu 100 % erreicht. Deswegen wird auf den Vergleich bzw. die Untersuchung des Merkmals „Verfügbarkeit“ der Messungen ebenfalls verzichtet.

Nachfolgend werden die Qualitätsparameter der Qualitätsmerkmale für dieses Qualitätsmodell (vgl. Abb. 4.19) definiert.

##### Zuverlässigkeit

Die Ausreißer in den ausgegebenen Koordinatenreihen können, wie in Kapitel 4.3 beschrieben, detektiert und eliminiert werden. Der Anteil der Ausreißer in den gesamten originalen Beobachtungen kann nach Gleichung (4-1) berechnet werden:

$$o = \frac{n_o}{n} \cdot 100\% \quad (4-1)$$

mit

- $n_o$ : Anzahl der Ausreißer in der Zeitreihen,  
 $n$ : Gesamtanzahl der Beobachtungen.

Die Anteile der Ausreißer können für jede Koordinatenkomponente berechnet und mit  $o_E$ ,  $o_N$  und  $o_h$  (jeweils in Ost-, Nord- und Höhenkomponente) bezeichnet werden.  $o_E$ ,  $o_N$  und  $o_h$  sind als Qualitätsparameter für das Qualitätsmerkmal „Zuverlässigkeit“ definiert. Zusätzlich wird der Mittelwert des Anteils der Ausreißer für alle drei Koordinatenkomponenten  $o_m$ :

$$o_m = \frac{o_E + o_N + o_h}{3} \quad (4-2)$$

berechnet und als vierter Zuverlässigkeitsparameter definiert. Damit kann die Zuverlässigkeit der Messungen in einem Parameter dargestellt werden, womit die Übersichtlichkeit gesteigert wird. Je größer die Anteile der Ausreißer sind, desto unzuverlässiger ist die Messung.

### Genauigkeit

Die empirischen Standardabweichungen des Einzelwerts  $s_E$ ,  $s_N$  und  $s_h$  (entspricht  $1\sigma$ ) für jede einzelne Koordinatenkomponente können aus den Zeitreihen (nach Gleichung (3-5) bis (3-7)) berechnet werden. Für das Qualitätsmerkmal „Genauigkeit“ werden  $s_E$ ,  $s_N$  und  $s_h$  als Qualitätsparameter definiert. Zusätzlich wird  $s_p$  für die dreidimensionale Position mit

$$s_p = \sqrt{s_E^2 + s_N^2 + s_h^2} \quad (4-3)$$

definiert. Durch Einführung der Standardabweichung der Position  $s_p$  als zusätzlicher Genauigkeitsparameter kann ein guter Überblick über die Genauigkeit der jeweiligen Position gegeben werden. Die von der GNSS-Software ausgegebenen Standardabweichungen sind meistens zu optimistisch, deswegen wird die Standardabweichung nicht aus der Ausgabe der Wa1-Software entnommen, sondern aus den Zeitreihen berechnet.

### 4.4.3 Qualitätsmodell der GPS-Messungen für Monitoring Applikationen

Die entwickelten Methoden sollen für Monitoring Applikationen verwendbar sein. Demzufolge sollen die Anforderungen an Monitoring Applikationen bei der Entwicklung der hier beschriebenen Methoden miteinbezogen werden. Auch das Qualitätsmodell zur Evaluierung der entwickelten Methoden wird somit auf die Anforderungen an Monitoring Applikationen bzw. Überwachungsmessungen ausgerichtet.

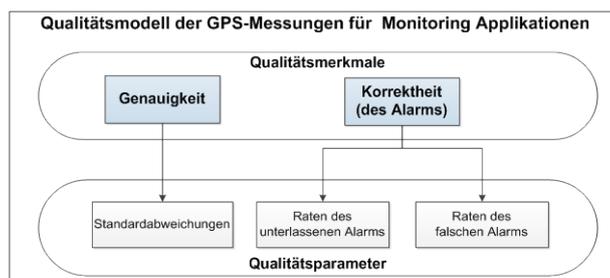


Abb. 4.20: Qualitätsmodell der GPS-Messungen für Monitoring Applikationen

Die grundlegende Anforderung an ein Monitoring System ist, dass richtige Aussagen über geometrische Änderungen des überwachten Objekts rechtzeitig zur Verfügung stehen (Fiege 2006). Deswegen wird das Qualitätsmerkmal „Korrektheit“ neben der „Genauigkeit“, die bereits in Abschnitt 4.4.2 definiert ist, in das Qualitätsmodell aufgenommen (vgl. Abb. 4.20).

### **Korrektheit**

Die Aussage, ob eine Deformation vorliegt oder nicht, kann i.d.R. durch einen Signifikanztest getroffen werden. In dem Signifikanztest wird die Testgröße beispielsweise nach Gleichung (4-4) berechnet:

$$T = \left| \frac{d}{s} \right| \quad (4-4)$$

mit

- $d$ : geometrische Änderung bzw. Deformation,  
 $s$ : empirische Standardabweichung der Messungen.

Analog zum Signifikanztest in Abschnitt 3.1.3 wird die Testgröße mit einem Quantil der  $t$ -Verteilung  $t_{f,1-\alpha/2}$  verglichen. Überschreitet die Testgröße den zugehörigen Quantil-Wert, bedeutet dies, dass eine Deformation vorliegt und ein Alarm auszulösen ist. Im anderen Fall wird davon ausgegangen, dass keine Deformationen vorliegen.

Eine Schwierigkeit bei Monitoring Applikationen besteht in der Detektion kleiner Deformationen bei großen Standardabweichungen der Messungen. In diesem Fall kann es passieren, dass tatsächliche Deformationen nicht detektiert werden; dieser Fall wird als „unterlassener Alarm“ bezeichnet. Umgekehrt ist nicht auszuschließen, dass Alarm ausgelöst wird, obwohl keine Deformation vorliegt. Dies wird als „falscher Alarm“ bzw. Fehlalarm bezeichnet. Die Rate des unterlassenen Alarms und die Rate des falschen Alarms werden als zwei Qualitätsparameter für das Merkmal Korrektheit definiert.

### **Rate des unterlassenen Alarms**

Die Rate des unterlassenen Alarms ist nach Gleichung (4-5) zu berechnen:

$$\zeta = \frac{n_u}{n_b} \cdot 100\% \quad (4-5)$$

mit

- $n_u$ : Anzahl der Blöcke für die unterlassenen Alarme,  
 $n_b$ : gesamte Anzahl der Blöcke.

Die Raten des unterlassenen Alarms  $\zeta_E$ ,  $\zeta_N$  und  $\zeta_h$  können somit für die Ost-, Nord- und die Höhenkomponente berechnet werden. Die durchschnittliche Rate des unterlassenen Alarms  $\zeta_m$  ist anschließend nach Gleichung (4-6) zu berechnen:

$$\zeta_m = \frac{\zeta_E + \zeta_N + \zeta_h}{3}. \quad (4-6)$$

Je geringer die Rate des unterlassenen Alarms ist, desto korrekter ist die Aussage.

### Rate des falschen Alarms

Analog wird die Rate des falschen Alarms nach Gleichung(4-7) bestimmt:

$$\eta = \frac{n_f}{n_b} \cdot 100\% \quad (4-7)$$

mit

- $n_f$ : Anzahl der Blöcke, die falsche Alarm gegeben haben,  
 $n_b$ : gesamte Anzahl der Blöcke.

Die Raten des falschen Alarms  $\eta_E$ ,  $\eta_N$  und  $\eta_h$  (jeweils für die Ost-, Nord- und die Höhenkomponente) können nach Gleichung (4-7) berechnet werden. Die durchschnittliche Rate des falschen Alarms kann anschließend nach Gleichung (4-8) berechnet werden:

$$\eta_m = \frac{\eta_E + \eta_N + \eta_h}{3}. \quad (4-8)$$

Je geringer die Rate der Fehlalarme ist, desto korrekter ist die Aussage.

Die später beschriebenen Methoden (vgl. Kapitel 6) können die Standardabweichung der Messungen reduzieren. Bei gleicher Deformation ergibt sich bei einer kleineren Standardabweichung eine größere Testgröße (vgl. Gleichung (4-4)). Aus diesem Grund können die entwickelten Methoden (vgl. Kapitel 6.6) die Wahrscheinlichkeit des unterlassenen Alarms verringern. Daraus lässt sich erkennen, dass die Standardabweichung einer Messung ein entscheidender Parameter für die Aussage bzgl. geometrischer Deformationen ist. Demzufolge wird die Standardabweichung in diesem Qualitätsmodell als Qualitätsparameter bzw. die Genauigkeit als Qualitätsmerkmal aufgenommen.

Ein weiteres Qualitätsmerkmal, die „Aktualität“, könnte ebenfalls in das Qualitätsmodell aufgenommen werden. Die Zeit, die benötigt wird, um eine zuverlässige und eindeutige Aussage zu treffen, könnte als Qualitätsparameter „Zeitverzug“ für das Qualitätsmerkmal „Aktualität“ definiert werden. Eine gute Qualität wird bei diesem Parameter durch einen kurzen Zeitverzug ausgedrückt.

Die Zeitverzögerungen der Aussage sind für die beiden entwickelten Methoden (vgl. Kapitel 6.6) gleich. Sie betragen maximal 15 Minuten bzw. 30 Minuten, wenn das Ampel-Prinzip (vgl. Kapitel 6.6) verwendet wird. Aus diesem Grund hat sich die Autorin entschieden, das Qualitätsmerkmal „Aktualität“ bzw. den Qualitätsparameter „Zeitverzug“ nicht in das Qualitätsmodell (vgl. Abb. 4.20) aufzunehmen.

## 5 Optimierung der Antennenabschirmung

Um unerwünschte Mehrwegeeffekte zu reduzieren, werden die selbstgebauten Grundplatten und die selbstgebauten Choke-Ring-Grundplatten (CR-Grundplatte) für die TBIII-Antennen eingesetzt. In Kapitel 5.1 wird das Design der L1-optimierte CR-Grundplatten vorgestellt.

Der Aufwand der Fertigung und die Kosten der CR-Grundplatte sind deutlich höher als bei einer normalen Grundplatte, weshalb ausführliche Untersuchungen zu den Eigenschaften der jeweiligen Grundplatte durchgeführt werden. Zuerst wurden die TBIII-Antennen jeweils mit einer normalen Grundplatte und einer CR-Grundplatte kalibriert (vgl. Kapitel 5.2). Anschließend wurden Tests durchgeführt, um festzustellen, ob die CR-Grundplatte erhebliche Verbesserungen gegenüber der normalen Grundplatte bringt. Die Tests und deren Ergebnisse werden in Kapitel 5.3 dargestellt.

### 5.1 Design der L1-optimierten Choke-Ring-Grundplatte

In Abschnitt 2.2.6.2 wurde bereits vorgestellt, dass die Optimierung der Abschirmung der Antenne ein möglicher Ansatz zur Reduzierung der Mehrwegeeffekte ist. Dieser Ansatz wird auch in dieser Dissertation herangezogen.

Die einfachste und günstigste Abschirmung ist eine normale runde Grundplatte, die allerdings nur einen Teil der Mehrwegesignale abschirmen kann (vgl. Abschnitt 2.2.6.2). Eine weitere Möglichkeit ist es, eine 2D CR-Grundplatte zu entwickeln. Andere Ansätze benötigen entweder spezielle hochwertige Materialien oder die Fertigung ist aufwendiger. Wie in Abschnitt 2.2.6.2 ausgeführt, ist die Leistungsfähigkeit der CR-Grundplatte frequenzabhängig. Der Vorteil bei Ein-Frequenz GPS-Empfängern ist, dass für diese bei der Konstruktion der CR-Grundplatte, keine Kompromisse bzgl. der Ringtiefe bzw. unterschiedlicher Wellenlängen der Satellitensignale gemacht werden müssen. Aus diesem Grund wurde die Entscheidung getroffen, eine 2D L1-optimierte CR-Grundplatte selbst zu entwickeln und umzusetzen.

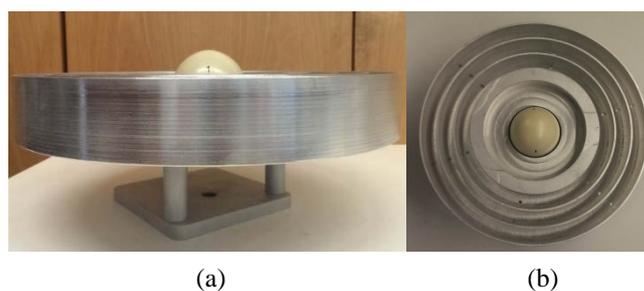


Abb. 5.1: Selbstkonstruierte CR-Grundplatte mit Antenne (Ansicht oben und seitlich)

Abb. 5.1 zeigt die am IIGS konstruierte und gefertigte L1-optimierte CR-Grundplatte, welche aus einem Aluminiumstück gefräst wurde. Die Materialkosten betragen ca. 400 € pro Stück. Eine billigere Variante ist, einzelne Bänder zu einem Ring zu biegen, an der Nahtstelle zusammen zu schweißen und anschließend ebenfalls auf einer Grundplatte mittels einer Schweißnaht zu befestigen. Bei dieser Variante ist es möglich, dass die CR-Grundplatte leicht deformiert ist und an den Nahtstellen Signalstörungen auftreten, so dass die Richtcharakteristik der Antenne inhomogen ausfällt. Für die vorgesehene präzise Überwachungsmessung fiel daher die Entscheidung auf eine teurere, aber dafür stabilere und zuverlässigere Variante. Unter der gefrästen CR-Grundplatte sind drei Stützen und eine Metallplatte montiert, damit das Antennenkabel hindurchgeführt

werden kann. Auf der unteren Metallplatte befindet sich das präzise zentrierte 5/8“ Gewinde zur Befestigung der CR-Grundplatte auf einem Pfeiler oder einem Stativ (vgl. Abb. 5.1 a). In die Bodenplatte wurden noch kleine Löcher (6 Löcher pro Ring) gebohrt, damit Wasser bei Regen abfließen kann (vgl. Abb. 5.1 b).

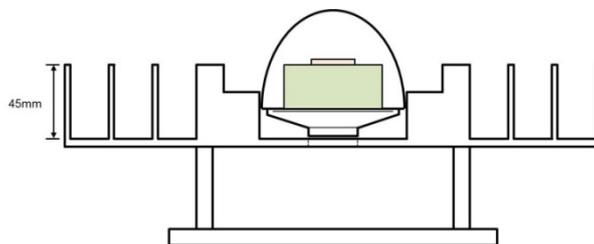


Abb. 5.2: CR-Grundplatte mit der Trimble Bullet III Antenne (Querschnitt)

Das Grunddesign der L1-optimierten CR-Grundplatte ist im Prinzip eine vereinfachte Variante der in Filippov et al. (1998) beschriebenen Zwei-Frequenz CR-Grundplatte. Auf den elektromagnetischen Filter in den Ringen wird verzichtet. In Filippov et al. (1998) wurde die optimale Ringtiefe von  $48\text{ mm} \pm 3\text{ mm}$  für die L1-Frequenz angegeben. In der Arbeit wird die TBIII GPS-Antenne mit der selbstkonstruierten CR-Grundplatte verwendet. Deren Antennenelement steht 45 mm über ihrer Unterkante, weshalb die Ringtiefe mit 45 mm gewählt wird. Durch die gewählte Ringtiefe steht das Antennenelement genau in der Höhe der Oberkante der Ringe (vgl. Abb. 5.2) und die CR-Grundplatte ist L1-optimiert.

In Sciré-Scappuzzo und Makarov (2009) wurde der Antennengewinn mit einer unterschiedlichen Anzahl an Ringen untersucht. Das Ergebnis zeigt, dass die optimale Anzahl der Ringe 3 oder 4 ist. Als Anzahl der Ringe der selbstkonstruierten CR-Grundplatte werden 3, jeweils mit einem Ringabstand von ca. 21 mm, gewählt. Der Durchmesser der CR-Grundplatte beträgt ca. 32 cm und damit das etwa 1,5-fache der Wellenlänge der L1-Frequenz (vgl. Abschnitt 2.2.6.2).

## 5.2 Antennenkalibrierung

### 5.2.1 Durchführung

Um präzise Ergebnisse zu erhalten und um die Phasenzentrumsvariation der Antenne von den Mehrwegeeffekten zu trennen, wurden die TBIII-Antennen in der Antennenmesskammer an der Universität Bonn, am Institut für Geodäsie und Geoinformation, mit dem absoluten Laborverfahren kalibriert. Wie in Abschnitt 2.2.4 beschrieben, haben die Abschirmungen erhebliche Einflüsse auf der Antennenkalibrierung. Deshalb wurden die Antennen jeweils mit einer normalen Grundplatte (vgl. Abb. 5.3) und einer CR-Grundplatte (vgl. Abb. 5.4) kalibriert.



Abb. 5.3: Kalibrierung der TBIII-Antenne mit Grundplatte (Uni Bonn 2013a)

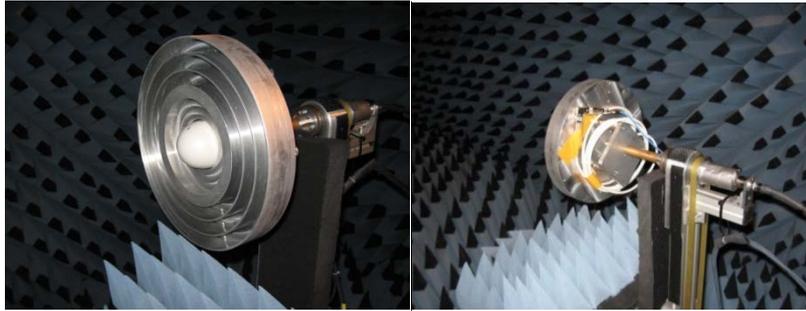


Abb. 5.4: Kalibrierung der TBIII-Antenne mit CR-Grundplatte (Uni Bonn 2013b)

Die Stützen und die untere Metallplatte wurden ebenfalls in der Kalibrierung mitkalibriert, damit die Nahfeldeffekte möglichst berücksichtigt werden (vgl. Abschnitt 2.2.4). Um reflektierte Signale aus dem Drehstand während der Kalibrierung möglichst zu vermeiden, wurden zusätzliche Absorber direkt unter die Antenne gelegt (vgl. Abb. 5.3 und Abb. 5.4).

## 5.2.2 Ergebnis

Die Phasenzentrumsvariation (PZV) der gleichen TBIII-Antenne, jeweils mit der Grundplatte (GP) und mit der CR-Grundplatte (CR-GP), sind in Abb. 5.5 dargestellt. Es lässt sich aus Abb. 5.5 sehr gut erkennen, dass die PZV der TBIII-Antenne für die beiden Abschirmungen sehr unterschiedlich ausfallen. Die PZV der Antenne mit der CR-GP sind viel geringer, homogener und symmetrischer als die mit der normalen Grundplatte. Der Grund dafür ist, dass die Abschirmungen das Antennennahfeld unterschiedlich verändern (vgl. Abschnitt 2.2.4) und somit das Antennenempfangsverhältnis unterschiedlich beeinflussen. Durch die Kalibrierung mit den verwendeten Abschirmungen werden die von den Abschirmungen verursachten Nahfeldeffekte mitberücksichtigt. Die horizontalen Phasenzentrumsoffsets (PZO) der Antennen mit beiden Abschirmungen liegen meistens im sub-mm Bereich und maximal bei 1,3 mm.

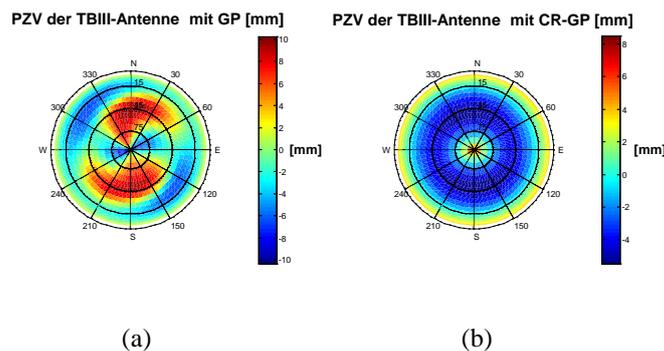


Abb. 5.5: PZV (L1) der TBIII- Antenne mit GP (a) und mit CR-GP (b)

Da die Low-Cost Antennen für den Massenmarkt entwickelt und produziert werden, ist es möglich, dass es größere Fertigungstoleranzen gibt, die wiederum zu größeren Phasenzentrumsvariationen und Offsets für die Antennen innerhalb einer Baureihe führen. Solche Variationen werden eine präzise Positionierung erheblich erschweren. Bei modernen Antennen sind die Differenzen der Antennenabweichungen (PZO und PZV) meistens geringer als 3 mm, so dass bei der Messung kurzer bis mittlerer Basislinien (bis ca. 100 km) daher eine Typkalibrierung ausreichend ist (Zeimetz et al. 2011). Die Kosten und der Aufwand der Einzelkalibrierung sind im Vergleich zum Preis einer Low-Cost GPS-Antenne sehr hoch. Inwiefern eine Einzelkalibrierung nötig ist, ist von dem Antennentyp und der Anwendung abhängig. Deshalb wird im Rahmen dieser

Arbeit untersucht, ob für diese preisgünstige TBIII-Antenne in Kombination mit einer normalen GP und einer CR-GP eine Typkalibrierung ausreichend ist. Sollte sich dabei zeigen, dass eine Einzelkalibrierung notwendig ist, stellt die Low-Cost GPS-Antenne keine echte Alternative für ein kostengünstiges Gesamtsystem dar.

Zu diesem Zweck wurden zwei TBIII-Antennen mit gleichen Abschirmungen individuell kalibriert. Die Differenz der PZO der zwei TBIII-Antennen liegt im sub-mm Bereich. Die Differenzen der PZV der zwei TBIII-Antennen jeweils mit GP und CR-GP sind in Abb. 5.6 dargestellt.

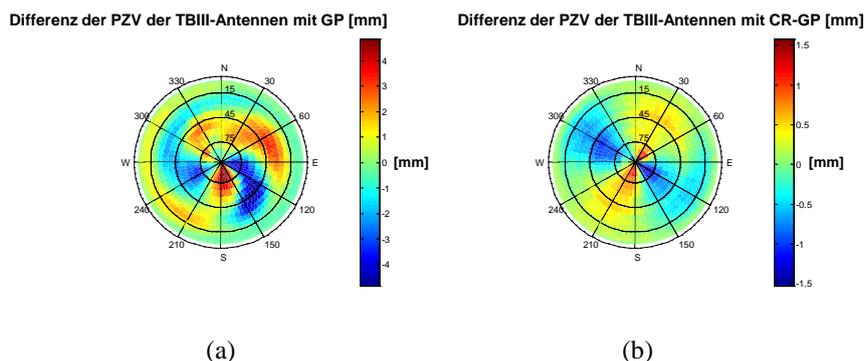


Abb. 5.6: Differenz der PZV (L1) der TBIII-Antenne mit GP (a) und mit CR-GP (b)

Die Differenzen der PZV zweier TBIII-Antennen mit einer CR-GP sind geringer als mit einer normalen GP und variieren zwischen +1,5 mm und -1,5 mm. Der Mittelwert der Differenz der PZV zweier TBIII-Antennen mit einer CR-GP liegt nahezu bei Null.

Die in Zhang und Schwieger (2013) beschriebenen Antennentests wurden jeweils ohne Kalibrierwerte und mit den Werten der Einzelkalibrierungen ausgewertet. Die Verwendung der Werte der Einzelkalibrierungen führt zu Verbesserungen im sub-mm Bereich für die Standardabweichungen der Koordinaten im Vergleich zu einer Auswertung ohne die Verwendung einer Antennenkorrektur. Diese Effekte kann man theoretisch erklären. Bei der Messung kurzer Basislinien sind die Einstrahlungsrichtungen der Satellitensignale bei beiden Antennen nahezu identisch, falls die beiden Antennen baugleich und gleichausgerichtet sind. Bei der relativen Positionierung verbleiben durch die Doppel-Differenz lediglich die Unterschiede zwischen den beiden Antennen (Zeimetz et al. 2011). Der Unterschied der PZO zwischen den beiden Antennen wirkt sich wie ein systematisches Offset aus, das über die Zeit unverändert bleibt. Dies ist für die Auswertung von Überwachungsmessungen irrelevant. Wenn die PZV der beiden Antennen nahezu identisch sind, was hier der Fall ist, bringt die Einzelkalibrierung keine wesentliche Verbesserung. Die Kosten und der Aufwand der Einzelkalibrierung sind sehr hoch und die Verbesserungen sind minimal. Aus diesem Grund wird für das Low-Cost GPS-System auf die individuelle Kalibrierung der weiteren TBIII-Antennen verzichtet. Für die weiteren Auswertungen wird die gleiche Antennenkorrekturdatei für alle TBIII-Antennen mit der CR-GP verwendet, d.h. es wird von einer Typkalibrierung ausgegangen.

## 5.3 Qualitätsuntersuchung der Varianten der Antennen-Abschirmung

### 5.3.1 Testscenario 1

Um die Wirksamkeit der Abschirmungen auf die Mehrwegeeffekte zu überprüfen bzw. nachzuweisen, inwiefern die CR-GP die Qualität der GPS-Messungen gegenüber der normalen GP verbessern kann, wurden

Tests zum Vergleich der Abschirmungen im Testfeld durchgeführt. Die TBIII-Antenne mit GP und CR-GP wurden in Oktober 2013 getestet. Damit die Verbesserungsgrade verschiedener Abschirmungen veranschaulicht werden können, wurde später in April 2014 die TBIII-Antenne zusätzlich ohne Abschirmung eingesetzt. Zum Vergleich wurde mit einem geodätischen Zwei-Frequenz GNSS-Empfangssystem der Firma Leica (Leica GX1230 GNSS-Empfänger mit einer AX1203 GNSS-Antenne) auch im April 2014 an denselben Punkten gemessen. Diese Variante sollte am zuverlässigsten und genauesten sein.



Abb. 5.7: Vier Varianten der Antennen-Abschirmung

Daher wurden insgesamt vier Varianten der Antennen-Abschirmung, die in Abb. 5.7 dargestellt sind, getestet. Hierbei wurden die ersten drei Varianten der Antennen-Abschirmung mit dem Ein-Frequenz GPS-Empfänger (Ublox LEA-6T), und die vierte Variante mit einem Zwei-Frequenz GNSS-Empfänger (Leica GX1230) gemessen:

- 1) TBIII-Antenne ohne Abschirmung mit Ublox LEA-6T GPS-Empfänger,
  - 2) TBIII-Antenne mit einer GP mit Ublox LEA-6T GPS-Empfänger,
  - 3) TBIII-Antenne mit einer CR-GP mit Ublox LEA-6T GPS-Empfänger,
  - 4) Leica AX1203 GNSS-Antenne ohne zusätzliche Abschirmung mit Leica GX1230 GNSS-Empfänger.
- Bei Leica (2015) ist jedoch bereits eine integrierte Grundplatte in die AX1203 GNSS-Antenne verbaut.

Tab. 5.1: Übersicht der Tests von Antennen und Abschirmungen

Session Nr.	Datum	Antennen und Abschirmungen	
		P1	P2
1	24.-25.10.2013	TBIII+CR-GP	TBIII+GP
2	27.-28.10.2013	TBIII+GP	TBIII+CR-GP
3	26.-27.04.2014	Leica AX1203 (GNSS)	TBIII (ohne Abschirmung)
4	27.-28.04.2014	TBIII (ohne Abschirmung)	Leica AX1203 (GNSS)

Mit jeweils zwei der genannten Varianten werden auf zwei Punkten für ungefähr einen Tag simultan Messungen durchgeführt. Die zwei Antennenstandpunkte sind jeweils als P1 und P2 bezeichnet. Jede Variante der Antennen-Abschirmung wurde sowohl auf P1 als auch auf P2 gemessen. Insgesamt ergeben sich 4 Sessions. Die Beobachtungsdaten, die verwendeten Antennen- und Empfängertypen und die Abschirmungen sind in Tab. 5.1 aufgelistet. Die Beobachtungszeit beträgt bei allen Sessions fast 24 Stunden.

In Abb. 4.6 und Abb. 4.7 (in Abschnitt 4.1.3) wurden die Fotoaufnahmen und die Skizze das Testfelds gezeigt. Die zwei Antennen waren auf einer Metallhalterung in ca. 50 cm Abstand montiert. Der Standpunkt P1 steht näher an der Metallgitterwand als Standpunkt P2.

### 5.3.2 Auswertung und Ergebnisse

Die Messungen wurden an unterschiedlichen Tagen durchgeführt und der Zeitabstand zwischen den ersten zwei Sessions und der dritten und vierten Session ist sehr groß. Um die Qualität der Antennen-Abschirmung Varianten miteinander vergleichen zu können, soll für jede Session theoretisch die gleiche Satellitenkonfiguration gegeben sein, was allerdings in der Praxis nicht möglich ist. Hier wird davon ausgegangen, dass die mittleren Satellitenperioden 246 Sekunden kürzer als der Sonnentag sind. Es wird von jeder Session ein Zeitraum von 20 Stunden ausgeschnitten, wobei die Zeitdifferenz von 246 Sekunden pro Tag berücksichtigt wird. Die Zeitverschiebung von 246 Sekunden stammt aus der Untersuchung in Abschnitt 6.2.2.1 und liegt auch in dem in Seeber et al. (1997) angegebenen Bereich. Dadurch kann man davon ausgehen, dass die Satellitenkonfiguration für jede Session annäherungsweise gleich ist. Die ausgeschnittenen Zeiträume sind in Tab. 5.2 dargestellt.

Tab. 5.2: Zeitraum zur Auswertung

Session Nr.	Ausgeschnittener Zeitraum (GPS-Zeit)
1	24.10.2013 10:30:30 - 25.10.13 06:30:29
2	27.10.2013 10:17:18 - 28.10.13 06:17:18
3	26.04.2014 21:51:06 - 27.04.14 17:51:05
4	27.04.2014 21:47:00 - 28.04.14 17:46:59

Für alle Sessions wurden die Antennen auf den gleichen Punkten aufgebaut. Während der Messungen hat es nicht geschneit. Es wird daher angenommen, dass die Mehrwegeeffekte für die Antennen bei den Sessions nahezu identisch sind. Während die TBIII-Antenne und der Ubox LEA-6T GPS-Empfänger nur das GPS L1-Frequenz Signal empfangen, kann die verwendete Leica-Antenne mit dem Empfänger sowohl alle verfügbare Frequenzen des GPS-Systems (L1, L2 und L5) als auch die Signale von GLONASS empfangen. Um vergleichen zu können, werden zuerst nur die GPS L1-Frequenz und anschließend die kompletten Messdaten (inkl. GLONASS) des Leica-Empfängers zur Auswertung verwendet.

Tab. 5.3: Die Ergebnisse der Qualitätsuntersuchung des Antennen-Abschirmungs-Tests auf P1

		Empfänger	Ubox LEA-6T GPS-L1-Empfänger			Leica GX1230 GNSS-Empfänger	
		Antenne	Trimble Bullet III			Leica AX1203	
		Abschirmung	-	GP	CR-GP	-	-
		Frequenz	GPS-L1	GPS-L1	GPS-L1	GPS-L1	GNSS
Qualität	Zuverlässigkeit (Anteil der Ausreißer)	$o_E$ [%]	4,5	3,2	2,8	1,5	1,0
		$o_N$ [%]	4,3	3,8	3,2	2,4	1,1
		$o_h$ [%]	4,0	3,7	2,8	1,7	0,9
		$o_m$ [%]	4,3	3,6	2,9	1,9	1,0
	Genauigkeit (Standardab- weichung- $1\sigma$ )	$s_E$ [mm]	7,0	6,0	3,5	4,0	3,5
		$s_N$ [mm]	10,8	8,3	5,0	6,1	4,4
		$s_h$ [mm]	16,5	14,3	9,0	11,2	9,8
		$s_p$ [mm]	20,9	17,6	10,9	13,4	11,3

Die Testergebnisse, jeweils auf P1 und P2, sind in Tab. 5.3 und Tab. 5.4 aufgelistet. P2 ist von der Metallgitterwand weiter entfernt als P1. Deswegen sind, wie erwartet, die Messungen auf P2 zuverlässiger und genauer als auf P1; mit Ausnahme des Leica-Empfangssystems. Der mögliche Grund dafür ist, dass aufgrund der besseren Antenne und Empfänger der Firma Leica bereits mehr Mehrwegesignale auf P1 als auf P2 detektiert und eliminiert wurden.

Tab. 5.4: Die Ergebnisse der Qualitätsuntersuchung des Antennen-Abschirmungs-Tests auf P2

Empfänger		Ubox LEA-6T GPS-L1-Empfänger			Leica GX1230 GNSS-Empfänger		
Antenne		Trimble Bullet III			Leica AX1203		
Abschirmung		-	GP	CR-GP	-	-	
Frequenz		GPS-L1	GPS-L1	GPS-L1	GPS-L1	GNSS	
Qualität	Zuverlässigkeit (Anteil der Ausreißer)	$o_E$ [%]	3,9	1,6	1,4	1,9	1,8
		$o_N$ [%]	4,8	2,1	1,9	3,0	1,6
		$o_h$ [%]	3,9	1,8	1,4	2,8	1,8
		$o_m$ [%]	4,2	1,8	1,6	2,6	1,7
	Genauigkeit (Standardab- weichung-1 $\sigma$ )	$s_E$ [mm]	6,6	5,2	3,2	3,5	3,5
		$s_N$ [mm]	9,3	7,4	4,8	4,9	5,2
		$s_h$ [mm]	16,9	12,3	8,4	8,4	10,4
		$s_p$ [mm]	20,4	15,3	10,2	10,3	12,1

Die Mittelwerte werden aus den Ergebnissen auf P1 und P2 gebildet und in Tab. 5.5 zusammengefasst, um einen besseren Überblick über die Qualität verschiedenen Varianten der Antennen-Abschirmungen zu bekommen. Zusätzlich werden die Mittelwerte der Anteile der Ausreißer und die Mittelwerte der Standardabweichungen der Position der verschiedenen Varianten der Antennen-Abschirmung in Abb. 5.8 veranschaulicht.

Tab. 5.5: Die Ergebnisse der Qualitätsuntersuchung des Antennen-Abschirmungs-Tests (Mittelwert aus P1 und P2)

Empfänger		Ubox LEA-6T GPS-L1-Empfänger			Leica GX1230 GNSS-Empfänger		
Antenne		Trimble Bullet III			Leica AX1203		
Abschirmung		-	GP	CR-GP	-	-	
Frequenz		GPS-L1	GPS-L1	GPS-L1	GPS-L1	GNSS	
Qualität	Zuverlässigkeit (Anteil der Ausreißer)	$o_E$ [%]	4,2	2,4	2,1	1,7	1,4
		$o_N$ [%]	4,6	3,0	2,6	2,7	1,4
		$o_h$ [%]	4,0	2,8	2,1	2,3	1,4
		$o_m$ [%]	4,2	2,7	2,3	2,2	1,4
	Genauigkeit (Standardab- weichung-1 $\sigma$ )	$s_E$ [mm]	6,8	5,6	3,4	3,8	3,5
		$s_N$ [mm]	10,1	7,9	4,9	5,5	4,8
		$s_h$ [mm]	16,7	13,3	8,7	9,8	10,1
		$s_p$ [mm]	20,7	16,4	10,5	11,9	11,7

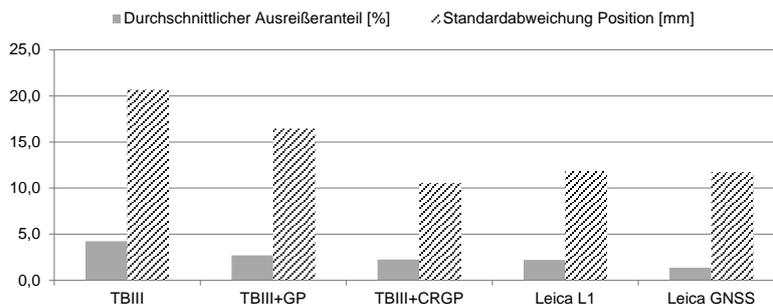


Abb. 5.8: Qualität verschiedener Varianten der Antennen-Abschirmung (Mittelwert aus P1 und P2)

Es wird aus Tab. 5.5 und Abb. 5.8 ersichtlich, dass die TBIII-Antenne mit CR-GP gegenüber derselben Antenne ohne Abschirmung und mit der normalen GP die beste Zuverlässigkeit und Genauigkeit zeigt. Die Genauigkeitssteigerungen der CR-GP gegenüber der Antenne ohne Abschirmung und mit GP liegen bei ca. 50 % bzw. 35 %.

Die TBIII-Antenne mit CR-GP kann in der reflexionsintensiven Antennenumgebung Genauigkeiten von ca. 3 mm in Ost, 5 mm in Nord und 9 mm in der Höhe erreichen. Die Genauigkeit der TBIII-Antenne mit CR-GP ist besser als die der Leica AX1203 Antenne, wenn nur GPS-L1 Daten verwendet werden. Dies liegt wahrscheinlich daran, dass die integrierte Grundplatte in der Leica AX1203 Antenne die Mehrwegeeffekte nicht so gut wie die CR-GP abschirmen kann.

Der Leica GX1230 GNSS-Empfänger mit der Leica AX1203 Antenne und unter Verwendung aller verfügbaren GNSS-Daten zeigt aufgrund mehrerer verfügbarer Satelliten die beste Zuverlässigkeit, allerdings nicht die beste Genauigkeit. Die TBIII-Antenne mit CR-GP weist eine bessere Genauigkeit als die Leica AX1203 Antenne (GNSS) auf. Zum einen kann, wie bereits erklärt, die CR-GP die Mehrwegesignale vom Boden besser abschirmen. Zum anderen ist zu beachten, dass die Standardabweichungen ohne die Einflüsse der Ausreißer berechnet werden. Hier wurden bei der TBIII-Antenne mit CR-GP mehr Ausreißer als bei der Leica AX1203 Antenne (GNSS) detektiert und eliminiert, bevor die Standardabweichungen berechnet wurden. Daraus lässt sich schlussfolgern, dass der Ein-Frequenz GPS-Empfänger und die Antenne mit CR-GP, hier der Ublox LEA-6T GPS-Empfänger mit der TBIII-Antenne, eine mit dem geodätischen GNSS-Empfänger und -Antenne, hier dem Leica GX1230 GNSS-Empfänger und der Leica AX1203 GNSS-Antenne, vergleichbare Genauigkeit und Zuverlässigkeit aufweisen kann.

Zusätzlich ist anzumerken, dass die TBIII-Antenne (ohne Abschirmung) ohne Kalibrierungswerte und die Leica AX1203-Antenne mit den Typkalibrierungsdaten aus NGS-Website (NGS 2014) ausgewertet werden. Für die TBIII-Antenne mit GP und mit CR-GP werden jedoch die individuellen Kalibrierungswerte (vgl. Kapitel 5.2) verwendet. Um die Einflüsse von unterschiedlichen Qualitäten der Antennenkorrekturen auszuschließen, werden alle Messungen ohne Antennenkorrektur erneut ausgewertet. Außer bei der TBIII-Antenne ohne Abschirmung sind die Genauigkeiten aller Varianten der Antennen-Abschirmung im sub-mm Bereich schlechter. Dies ändert nichts an der Schlussfolgerung, dass die CR-GP die beste Abschirmung darstellt und eine vergleichbare Qualität wie die geodätischer Empfänger und Antennen aufweisen kann. Aus diesem Grund wurde die CR-GP als Abschirmung für die TBIII-Antenne für die weiteren Tests verwendet.

## 6 Analyse der zeitlichen und räumlichen Korrelationen

### 6.1 Testscenario 2

Für die Analyse der zeitlichen und räumlichen Korrelation des Fehlerverhaltens der GPS-Messungen, wurden 9 Antennen in Matrixform auf dem Dach dicht nebeneinander aufgestellt. Vom 07. März bis 01. April 2014 wurde mit diesen Antennen insgesamt 26 Tage statisch gemessen. Während der Messung hat es nicht geschneit. Abb. 6.1 zeigt die Antennen-Matrix der 9 Antennen. Durch Einbindung der SAPOS-Referenzstation können somit insgesamt 9 Basislinien bestimmt werden.



Abb. 6.1: Antennen-Matrix der 9 Roverstationen

Die Fotoaufnahme und die Skizze des Testfelds wurden in Abb. 4.6 und Abb. 4.8 (vgl. Abschnitt 4.1.3) dargestellt. Die Antennen sind, wie in Abb. 6.2 dargestellt, von 4 bis 12 nummeriert; sie werden jeweils mit a4 bis a12 bezeichnet. Die Nummern 1 bis 3 sind bereits durch drei andere Antennen belegt, die nicht in weiteren Untersuchungen verwendet werden.

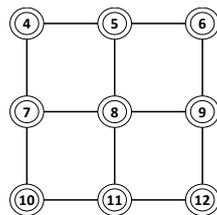


Abb. 6.2: Nummerierung der Antennen

Wie zuvor erklärt, beträgt der Abstand zwischen zwei benachbarten Antennen-Reihen jeweils 50 cm. Somit hat diese Antennen-Matrix eine Ausdehnung von 1 m×1 m. Die Antennen-Zeilen a4-a5-a6 und a7-a8-a9 sowie a10-a11-a12 sind jeweils parallel mit einem Abstand von 5,5 m, 5,0 m und 5,5 m zur Metallgitterwand aufgestellt. Die Antennen-Spalten a4-a7-a10 und a5-a8-a11 sowie a6-a9-a12 stehen entsprechend senkrecht zur Metallgitterwand. Wie in Abschnitt 4.1.3 analysiert, sind der Boden und die Metallgitterwand der horizontale und vertikale Hauptreflektor für Mehrwegeeffekte bei den Antennen. Aufgrund unterschiedlicher Abstände zur Wand sollten sich die Mehrwegeeffekte unterschiedlich auf die einzelnen Antennen-Zeilen auswirken.

In Kapitel 6.2 und 6.4 werden jeweils die zeitlichen und räumlichen Korrelationen der Messungen analysiert. Zwei koordinatenbasierte Methoden zur Qualitätssteigerung der GPS-Messungen werden jeweils unter Berücksichtigung der zeitlichen und räumlichen Korrelation entwickelt. Die zwei Methoden werden in Kapitel 6.3 und 6.5 vorgestellt und in Kapitel 6.6 gemeinsam evaluiert.

## 6.2 Zeitliche Analyse der Qualität und der Korrelationen der GPS-Messungen

Da 9 Basislinien an 26 Tagen gemessen wurden, ergibt sich eine große Datenmenge. Aus diesem Grund werden einige Ergebnisse exemplarisch herausgegriffen und hier dargestellt. Im Folgenden werden die Ergebnisse der zeitlichen Analyse für die Basislinie s-a4 als Beispiel vorgestellt.

### 6.2.1 Zeitliche Analyse der Qualität

#### 6.2.1.1 Zeitliche Variation der Zuverlässigkeit

In Abb. 6.3 werden die Anteile der Ausreißer  $o_E$ ,  $o_N$  und  $o_h$  der Tageslösung der Basislinie s-a4 für alle 26 Tage gezeigt. Sie liegen durchschnittlich bei einem Anteil von ca. 1,8 %, 2,4 % und 1,9 % aller Beobachtungen. Die Anteile der jeweiligen Ausreißer  $o_E$ ,  $o_N$  und  $o_h$  liegen nahe beieinander, wobei der durchschnittliche Anteil der Ausreißer  $o_m$  bei ca. 2 % liegt. Aus Abb. 6.3 ist zu erkennen, dass die Anteile der Ausreißer sich in geringem Umfang ändern und es vom 20. Tag bis zum 26. Tag eine leichte Steigerung der Anteile der Ausreißer im Vergleich zu den ersten 19 Tagen gibt. Am 22. Tag ist die Zuverlässigkeit der Daten am schlechtesten.

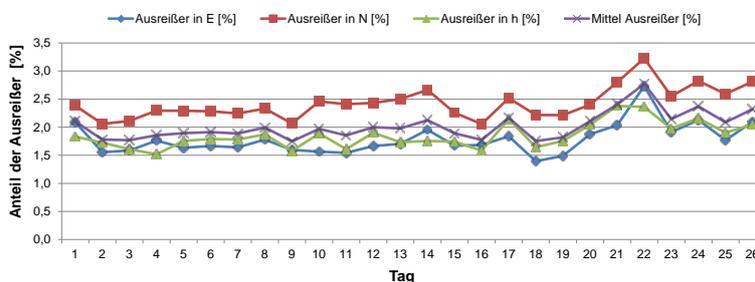


Abb. 6.3: Anteile der Ausreißer der Tageslösungen von Basislinien s-a4 von 26 Tagen

In den folgenden Abbildungen (Abb. 6.4, Abb. 6.5 und Abb. 6.6) werden beispielhaft die originalen a) und die bereinigten Residuen b) von Tag 1, 22 und 26 präsentiert.

In den originalen Residuen können die Ausreißer deutlich erkannt werden, sie sind in Abb. 6.4 a), Abb. 6.5 a) und Abb. 6.6 a) mit Kreisen markiert. Die Residuen nach Eliminierung der Ausreißer und Auffüllen der Datenlücken (die Bearbeitungsschritte vgl. Kapitel 4.3, hier werden diese Residuen als „bereinigte Residuen“ bezeichnet) fallen für die verschiedenen Tage sowohl in der Größenordnung als auch im zeitlichen Verlauf sehr ähnlich aus (vgl. Abb. 6.4 b, Abb. 6.5 b und Abb. 6.6 b). Die Korrelation zwischen den Tageslösungen der gleichen Basislinie wird in Abschnitt 6.2.2.1 analysiert.

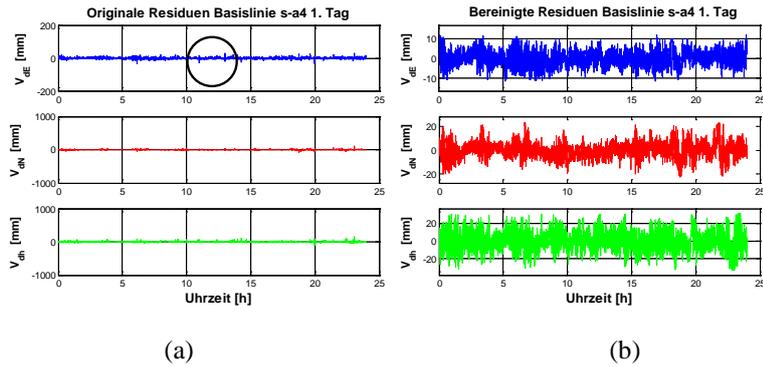


Abb. 6.4: Originale (a) und bereinigte (b) Residuen der Basislinie s-a4 am 1.Tag (Tageslösung)

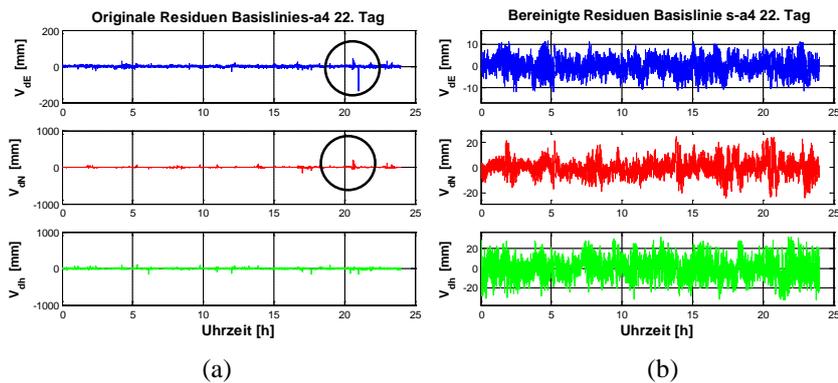


Abb. 6.5: Originale (a) und bereinigte (b) Residuen der Basislinie s-a4 am 22.Tag (Tageslösung)

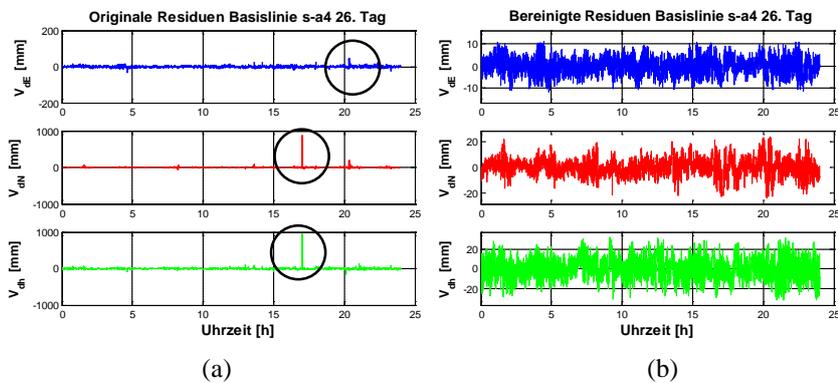


Abb. 6.6: Originale (a) und bereinigte (b) Residuen der Basislinie s-a4 am 26.Tag (Tageslösung)

Um die zeitlichen Variation der Residuen innerhalb eines Tages detaillierter zu veranschaulichen, sind die bereinigten Residuen der Basislinie s-a4 der Tageslösung am 26. Tag in Anhang A.1 stundenweise dargestellt. Aus den Abbildungen in Anhang A.1 lässt sich erkennen, dass die Abweichungen der drei Koordinatenkomponenten zum Teil deutlich unterschiedlich ausfallen. So differieren beispielsweise in der 1. oder 5. Stunde die Abweichungen der Nordkomponente deutlich in Relation zu der Ost- und Höhenkomponente. Dieser Effekt kann durch die theoretische Überlegung in Abschnitt 2.2.5.4 erklärt werden. Inwiefern die Mehrwegeeffekte in verschiedenen Koordinatenkomponenten auffällig sind, ist demnach von der Projektion des Längenäquivalents der Phasenverschiebung  $\delta s$  auf die Koordinatenachsen abhängig.

Die Anteile der Ausreißer  $\sigma_E$ ,  $\sigma_N$  und  $\sigma_h$  sowie  $\sigma_m$  werden dabei stündlich berechnet und in Anhang A.2 in Abb. A.1 dargestellt und analysiert. Durch diese Analyse wird festgestellt, dass sich die Zuverlässigkeit

der GPS-Messungen von Stunde zu Stunde (vgl. Abb. A.1) deutlich stärker als von Tag zu Tag (vgl. Abb. 6.3) ändert. An einigen Stellen, an denen zahlreiche Ausreißer detektiert werden, sind Beugungseffekte zu vermuten. Außerdem sind innerhalb den bereinigten Residuen periodische Schwingungen deutlich erkennbar (vgl. Abb. A.2 b, Abb. A.3 b und Abb. A.4 b). Die Beispiele in Anhang A.2 zeigen, dass Mehrwegeeffekte (aufgrund der Reflexion) und Beugungseffekte in Kombination auftreten.

### 6.2.1.2 Zeitliche Variation der Genauigkeit

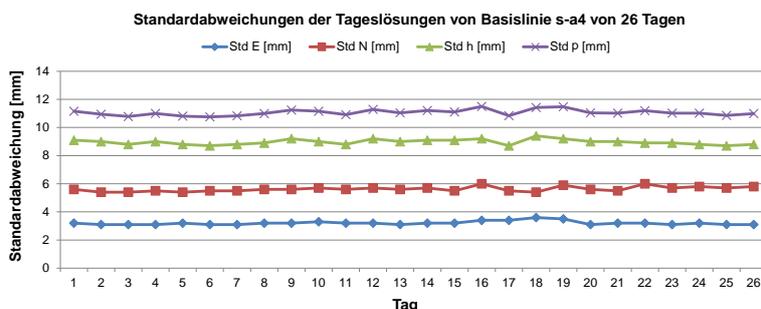


Abb. 6.7: Standardabweichungen der Tageslösungen der Basislinie s-a4 für 26 Tage

Abb. 6.7 stellt die Standardabweichungen des Einzelwertes ( $1\sigma$ ) der Tageslösungen der Basislinie s-a4 für alle 26 Tage dar. Die Standardabweichungen der Ost-, Nord- und Höhenkomponenten  $s_E$ ,  $s_N$  und  $s_h$  stehen zueinander in einem Verhältnis von etwa 1:2:3 und liegen durchschnittlich jeweils bei 3,2 mm, 5,6 mm und 9,0 mm. Die Standardabweichungen für die dreidimensionale Position  $s_p$  liegen im Mittel bei 11,1 mm. Die Standardabweichungen ändern sich von Tag zu Tag nur um sehr kleine Beträge, für  $s_p$  kommt es dabei zu Schwankungen von lediglich ca. 0,2 mm.

In Anhang A.3 werden die Standardabweichungen  $s_E$ ,  $s_N$  und  $s_h$  sowie  $s_p$  stundenweise (für die Basislinie s-a4 der Tageslösung am 26. Tag) berechnet und in Abb. A.5 dargestellt. Die Variationen in den stündlich berechneten Genauigkeiten sind dabei wesentlich größer als bei den oben dargestellten einzelnen Tageslösungen. Das Verhältnis  $s_E:s_N:s_h$  liegt, wie bei der Tageslösung, ebenfalls bei etwa 1:2:3.

### 6.2.1.3 Fazit

Aus der zeitlichen Analyse der Qualität der GPS-Messungen lassen sich folgende Ergebnisse zusammenfassen:

- 1) Die Qualität (Zuverlässigkeit und Genauigkeit) der GPS-Messungen bleibt für die Tageslösungen stabil.
- 2) Die Anteile der Ausreißer  $o_E$ ,  $o_N$  und  $o_h$  liegen nahe beieinander und lassen sich durch den Mittelwert  $o_m$  gut repräsentieren. Um einen besseren Überblick zur Zuverlässigkeit aller 9 Basislinien zu bekommen, wird in Kapitel 6.4 deshalb nur  $o_m$  gezeigt.
- 3) An einigen Stellen, an denen große Ausreißer in einer Größenordnung im Dezimeterbereich detektiert wurden, sind Beugungseffekte zu vermuten. Aus den Residuen ist zu erkennen, dass Beugungseffekte und Mehrwegeeffekte, die durch Reflexionen verursacht werden, in Kombination auftreten.
- 4) Die Abweichungen fallen in den drei Koordinatenkomponenten zum Teil deutlich verschieden aus.

5) Das Verhältnis zwischen den einzelnen Komponenten der Standardabweichungen  $s_E$ ,  $s_N$  und  $s_h$  liegt stabil bei etwa 1:2:3. Die Genauigkeit lässt sich daher gut durch die Standardabweichung in der Position  $s_p$  zusammenfassen. Aus diesem Grund wird in Kapitel 6.4 nur  $s_p$  herangezogen, so dass die Genauigkeiten aller 9 Basislinien übersichtlich präsentiert werden können.

### 6.2.2 Analyse der zeitlichen Korrelationen

#### 6.2.2.1 Kreuzkorrelationen zwischen den Tageslösungen der gleichen Basislinie

Die Tageslösungen sind, wie zuvor in Kapitel 6.2.1 gezeigt, aufgrund der sich wiederholenden Satellitenkonfiguration sehr ähnlich und die Ähnlichkeit der Tageslösungen kann durch die zeitliche Kreuzkorrelationsfunktion nachgewiesen werden.

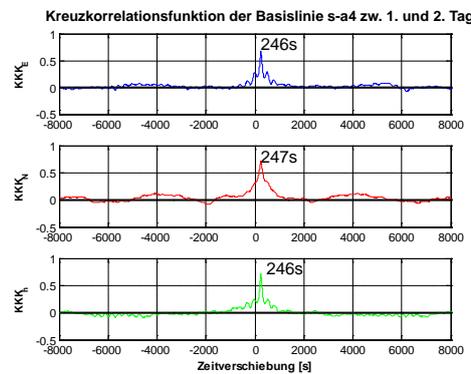


Abb. 6.8: Kreuzkorrelationsfunktion der Tageslösungen der Basislinie s-a4 zwischen 1. und 2. Tag

Abb. 6.8 zeigt exemplarisch die Kreuzkorrelationsfunktion der Tageslösungen zwischen dem 1. und dem 2. Tag der Basislinie s-a4. Das Maximum der Kreuzkorrelationsfunktion liegt bei einer Zeitverschiebung von etwa 246 Sekunden. Dies entspricht der Differenz zwischen einem Sonnentag und der mittleren Satellitenperiode. Die maximalen Korrelationskoeffizienten liegen jeweils bei etwa 0,67, 0,72 und 0,70 für die Ost-, Nord-, und Höhenkomponente.

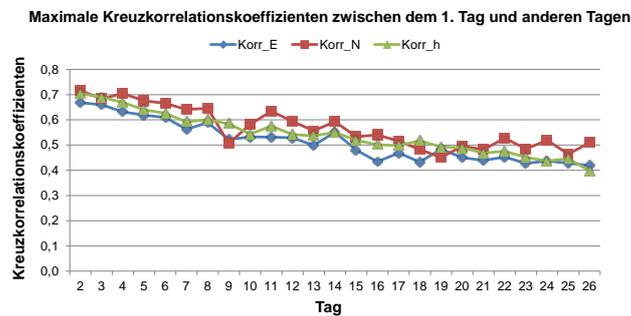


Abb. 6.9: Maximale Kreuzkorrelationskoeffizienten zwischen dem 1. Tag und den folgenden 25 Tagen

Abb. 6.9 zeigt die maximalen Kreuzkorrelationskoeffizienten zwischen dem 1. Tag und allen folgenden Tagen. Aus Abb. 6.9 ist zu erkennen, dass die Korrelation zwischen den Tageslösungen tendenziell mit zunehmendem Tagesabstand kleiner wird. Die Korrelation sinkt von etwa 0,70 (zwischen dem 1. und 2. Tag) bis etwa 0,45 (zwischen dem 1. und 26. Tag) ab. Wie in Abschnitt 2.1.1.1 erklärt, ändert sich die Satellitenkon-

figuration von Tag zu Tag sehr langsam. Aus diesem Grund wird die Korrelation zwischen den Tageslösungen mit zunehmendem Zeitabstand langsam geringer. Die Zeitverschiebung der maximalen Korrelation ist etwa  $246 \pm 1$  Sekunde pro Tag.

Ferner fällt auf, dass die Korrelationskoeffizienten nicht nahe bei 1 liegen, obwohl sich die Satellitenkonfigurationen jeden Tag nur minimal ändern. Dies liegt daran, dass die Zeitreihen weißes Rauschen enthalten, das zeitlich nicht korreliert ist. Wird das weiße Rauschen unterdrückt, werden die Korrelationskoeffizienten größer. Dazu können die Residuen der originalen Basislinien durch ein gleitendes Mittel mit einer Fenstergröße von beispielsweise 30 Sekunden geglättet werden.

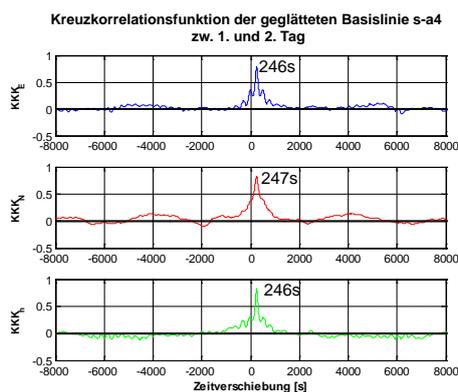


Abb. 6.10: Kreuzkorrelationsfunktion der geglätteten Basislinie s-a4 zwischen 1. und 2. Tag

In Abb. 6.10 ist die resultierende Kreuzkorrelationsfunktion der geglätteten Basislinie s-a4 zwischen dem 1. und dem 2. Tag dargestellt. Im Vergleich zu Abb. 6.8 bleiben die Zeitverschiebungen der maximalen Kreuzkorrelationen in Abb. 6.10 unverändert. Die maximalen Korrelationskoeffizienten sind jedoch größer als bei der originalen Basislinie, sie liegen jeweils bei 0,80, 0,83 und 0,82 in der Ost-, Nord-, und Höhenkomponente. Wird die Fenstergröße noch größer gewählt, werden die Korrelationskoeffizienten noch größer, da das weiße Rauschen noch stärker gefiltert wird.

In Abschnitt 3.1.2 wurde beschrieben, dass es bei GPS-Messungen im Prinzip möglich ist, Datenlücken durch Nutzung der Daten benachbarter Tage zu schließen, da die Korrelation der Tageslösungen eines unbewegten Objektes recht hoch ausfällt. Bei Verwendung dieses Interpolationsansatzes muss das weiße Rauschen in den Daten, die zur Interpolation verwendet werden, unterdrückt werden, da diese sonst durch das weiße Rauschen verfälscht werden. Des Weiteren gilt, dass diese Interpolation nur für unbewegte Objekte verwendet werden kann. Im Fall von Deformationen, d.h. wenn sich die Punkte bewegt haben, können die Datensätze von vorausgehenden Messreihen nicht zur Interpolation herangezogen werden.

### 6.2.2.2 Autokorrelationen

In diesem Abschnitt werden die Autokorrelationsfunktionen der Koordinatenzeitreihe analysiert. Das Ziel in diesem Abschnitt ist die Ermittlung des Zeitabstands, ab dem die Messabweichungen nicht mehr korrelieren. Dies liefert eine wichtige Information zur Aufteilung der Zeitblöcke für die Auswertung.

Abb. 6.11 stellt die Autokorrelationsfunktion der Basislinie s-a4 am 26. Tag dar. Die Beobachtungszeit beträgt 86400 Sekunden (ein Tag). Da die Autokorrelationsfunktion für 1/10 der gesamten Beobachtungslänge signifikant bestimmt werden kann (vgl. Abschnitt 3.2.1), werden hier die Autokorrelationsfunktionen für bis zu 8640 Sekunden dargestellt. Die Null-Konfidenzbereiche (vgl. Abschnitt 3.2.1) sind in Abb. 6.11 mit schwarzen Linien abgegrenzt. Aufgrund der großen Anzahl der Beobachtungen (vgl. Gleichung (3-26) in Abschnitt 3.2.1) fallen die Null-Konfidenzbereiche sehr schmal aus. Die Autokorrelationsfunktionen aller Koordinatenkomponenten bewegen sich nach etwa 600 bis 1000 Sekunden weitestgehend im Bereich der Null-Konfidenzbereiche. Das bedeutet, dass in diesem Beispiel die Messungen nach ca. 10 bis 15 Minuten nicht mehr signifikant korreliert sind. Dies zeigt auch, dass die Messungen hier innerhalb von 10 bis 15 Minuten von ähnlichen Fehlern, wie z.B. Mehrwegeeffekten, beeinflusst sind.

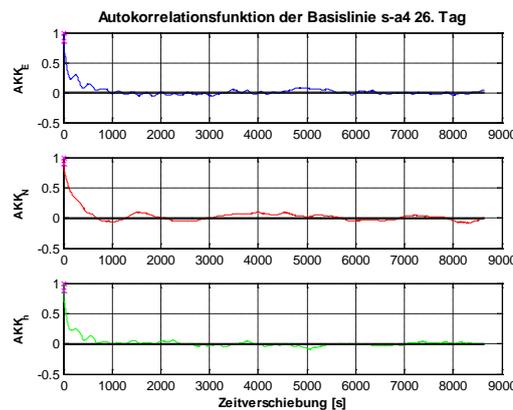


Abb. 6.11: Autokorrelationsfunktion der Basislinie s-a4 am 26. Tag (Tageslösung)

Die Autokorrelationsfunktionen werden außerdem für jede Stunde einzeln berechnet und in Anhang B (jeweilige linke Abbildungen bzw. Teile a) dargestellt. Aus den Abbildungen in Anhang B lässt sich erkennen, dass die Autokorrelationsfunktionen unterschiedlich schnell den entsprechenden Null-Konfidenzbereiche erreichen.

Die oben aus der Tageslösung bestimmten Zeitverschiebungen von 10 bis 15 Minuten, nach denen keine signifikanten Korrelationen mehr auftreten, können als durchschnittliche Werte über den gesamten Tag betrachtet werden.

### 6.2.2.3 Korrelierende und nicht-korrelierende Anteile

Eine weitere wichtige Information, die aus Abb. 6.11 gewonnen werden kann, ist, dass die Autokorrelationsfunktionen von dem ersten (Zeitverschiebung Null) auf den zweiten Wert (Zeitverschiebung 1 Sekunde) sehr stark abfallen (siehe markierte Werte in Abb. 6.11). Dieser Sachverhalt wird in Abb. 6.12, in der die Autokovarianzfunktionen der Basislinie s-a4 bis zu einer Zeitverschiebung von 100 Sekunden dargestellt werden, nochmal deutlich gemacht. Wie in Abschnitt 3.2.1 erklärt, zeigt die Autokovarianzfunktion dieselbe Form wie die Autokorrelationsfunktion, jedoch liegt ein Unterschied in der Skalierung bzw. der Einheit vor.

Der starke Abfall von dem ersten auf den zweiten Wert in der Autokovarianzfunktion zeigt, dass die Koordinatenreihen weißes Rauschen enthalten. Aus Abb. 6.11 lässt sich erkennen, dass die Autokorrelationsfunktionen danach näherungsweise exponentiell nach unten (rotes Rauschen) verlaufen. Die Autokorrelations-

funktion wird dabei noch von Schwingungen überlagert. Diese Schwingungen werden durch farbiges Rauschen verursacht. Das bedeutet, dass der Prozess eine Kombination aus weißem, rotem und farbigem Rauschen darstellt.

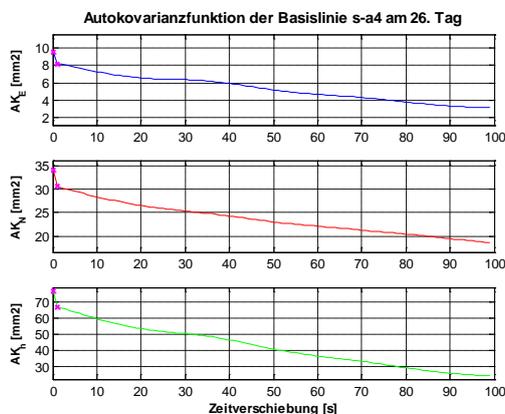


Abb. 6.12: Ausschnitt der Autokovarianzfunktion der Basislinie s-a4 am 26. Tag (Tageslösung)

In Schwieger (1999) wurde gezeigt, dass sich das Elementarfehlermodell der GPS-Messung aus nicht-korrelierenden und korrelierenden Fehlern zusammensetzt:

$$s^2 = s_{\delta}^2 + s_{\Delta}^2 \quad (6-1)$$

mit

- $s^2$ : empirische Varianz,
- $s_{\delta}^2$ : empirische Varianz der nicht-korrelierenden Fehler,
- $s_{\Delta}^2$ : empirische Varianz der korrelierenden Fehler.

Wie in Abschnitt 3.2.1 beschrieben, ist weißes Rauschen sowohl zeitlich als auch räumlich unkorreliert. Somit wird weißes Rauschen als nicht-korrelierender Fehler definiert. Rotes und farbiges Rauschen zeigen die Erhaltensneigung der Zeitreihen und werden durch korrelierende Fehler hervorgerufen.

Die empirische Varianz des nicht-korrelierenden Fehlers  $s_{\delta}^2$  wird in dieser Arbeit näherungsweise nach Gleichung (6-2) geschätzt:

$$s_{\delta}^2 = \hat{C}_{XX}(0) - \hat{C}_{XX}(1) \quad (6-2)$$

mit

- $\hat{C}_{XX}(0)$ : Wert der empirischen Autovarianzfunktion zur Zeitverschiebung Null,
- $\hat{C}_{XX}(1)$ : Wert der empirischen Autovarianzfunktion zur Zeitverschiebung Eins.

Daraus geht hervor, dass die empirische Varianz des nicht-korrelierenden Fehlers  $s_{\delta}^2$  durch die Differenz der Autokovarianzfunktion zwischen dem ersten und dem zweiten Wert berechnet wird.  $\hat{C}_{XX}(1)$  ist hier die Autokovarianzfunktion zur Zeitverschiebung  $\Delta t = 1$  Sekunde. Theoretisch muss  $\Delta t$  nahezu gleich Null

werden, damit es der Definition des weißen Rauschens entspricht (vgl. Abschnitt 3.2.1). Tatsächlich ist dies in der Praxis jedoch nicht möglich. Die Abtastrate beträgt im Beispiel 1 Hz, d.h. die kleinste messbare Zeitverschiebung ist  $\Delta t = 1$  Sekunde. Demzufolge ist anzumerken, dass die Schätzung des nicht-korrelierenden Fehlers nach Gleichung (6-2) nur eine Approximation ist. Es ist dabei nicht auszuschließen, dass ein kleiner Teil des korrelierenden Fehlers im Schätzwert enthalten ist.

Die Standardabweichung des nicht-korrelierenden Anteils  $s_\delta$  ist nach Gleichung (6-3) zu berechnen:

$$s_\delta = +\sqrt{s_\delta^2}. \quad (6-3)$$

Die Varianz und Standardabweichung des korrelierenden Anteils können nach Gleichung (6-4) und (6-5) berechnet werden:

$$s_\Delta^2 = s^2 - s_\delta^2, \quad (6-4)$$

$$s_\Delta = +\sqrt{s_\Delta^2}. \quad (6-5)$$

Tab. 6.1 stellt die Standardabweichungen des nicht-korrelierenden ( $s_\delta$ ) und des korrelierenden Anteils ( $s_\Delta$ ) sowie die Gesamtstandardabweichung ( $s$ ) für die Basislinie s-a4 am 26. Tag (Tageslösung) exemplarisch dar.

Tab. 6.1: Vergleich der verschiedenen Typen der Standardabweichungen der Basislinie s-a4 am 26. Tag

	Standardabweichungen [mm]			
	Ost	Nord	Höhe	Position
$s_\delta$ (nicht-korrelierender Anteil)	1,2	1,9	3,2	3,9
$s_\Delta$ (korrelierender Anteil)	2,9	5,5	8,2	10,3
$s$ (Gesamtstandardabweichung)	3,2	5,6	9,0	11,1

Das Verhältnis  $s_\delta:s_\Delta:s$  liegt bei etwa 4:9:10 (vgl. Tab. 6.1). Die Standardabweichungen  $s_\delta$ ,  $s_\Delta$  und  $s$  werden zusätzlich für die stündlichen Lösungen berechnet und in Anhang A.3 in Abb. A.6 dargestellt. Das Verhältnis  $s_\delta:s_\Delta:s$  liegt dabei ebenfalls stabil bei etwa 4:9:10. Dieser Sachverhalt weist darauf hin, dass der korrelierende Anteil den wesentlichen Bestandteil der Standardabweichung darstellt. Der nicht-korrelierende Anteil sollte allerdings auch nicht unterschätzt werden. Dies wird bereits durch das Beispiel zur Berechnung der Kreuzkorrelation zwischen den Tageslösungen in Abschnitt 6.2.2.1 gezeigt. Wenn der nicht-korrelierende Anteil unterdrückt wird, ändern sich die Korrelationskoeffizienten. Ein ähnliches Beispiel wird später in Abschnitt 6.4.2 gezeigt.

Wie zuvor erklärt, handelt es sich bei der Abschätzung der Varianz  $s_\delta^2$  nach Gleichung (6-2) um eine Approximation. Im Folgenden wird überprüft, ob die nach Gleichung (6-2) geschätzte Varianz  $s_\delta^2$  in Tab. 6.1 realistisch ist. Dazu werden folgende Annahmen getroffen und für die Abschätzung verwendet:

- 1) Das Phasenrauschen der Referenzstation und das der Roverstation betragen jeweils  $s_{\delta\phi} = 1,9$  mm (1 % der Wellenlänge der L1-Frequenz).

- 2) Für das Phasenrauschen der Basislinie  $s_{\delta\phi_b}$  gilt nach Varianzfortpflanzung somit  $s_{\delta\phi_b} = \sqrt{2} \cdot s_{\delta\phi} = 2,7$  mm.
- 3) Da die Standardabweichung der Position das Produkt aus dem PDOP und der Standardabweichung der Beobachtung ist (Wells et al. 1987), wird das Phasenrauschen der Basislinie  $s_{\delta\phi_b}$  mit einem PDOP von 1,5 (in diesem Fall der durchschnittliche PDOP der Tageslösung) multipliziert. Dadurch erhält man einen Wert von 4,1 mm für das Positionsrauschen. Dieser Wert stimmt gut mit dem Positionsrauschen von ca. 3,9 mm (grau markierter Wert in Tab. 6.1) überein.

Das Rechenbeispiel zeigt, dass die Varianz des nicht-korrelierenden Anteils  $s_{\delta}^2$  mit Gleichung (6-2) realistisch geschätzt werden kann.

#### 6.2.2.4 Periodogramm

Die periodischen Schwankungen sind in den Autokorrelationsfunktionen in Abb. 6.11 gut erkennbar. Dies weist auf ein farbiges Rauschen im Prozess hin. In Abb. 6.13 sind die Periodogramme der hier exemplarisch betrachteten Koordinatenreihen dargestellt. Die Periodogramme werden hier nur bis 0,005 Hz dargestellt, da die Frequenzen mit hoher Energie zum großen Teil zwischen 0 und 0,0015 Hz liegen, was einer Periodendauer von größer als ca. 600 Sekunden bzw. 10 Minuten entspricht. Wie in Abschnitt 4.1.3 abgeschätzt, sind die vom Boden hervorrufenden Mehrwegeperioden größer als 20 Minuten. Die von der Metallwand verursachten Mehrwegeperioden variieren zwischen einigen Minuten und bis zu einer halben Stunde. Diese Abschätzungen stimmen generell gut mit den hier dargestellten Periodogrammen überein.

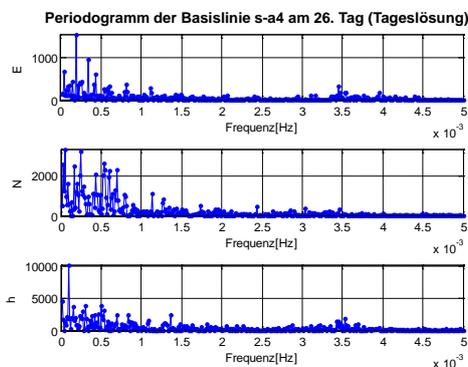


Abb. 6.13: Ausschnitt aus Periodogramme der Basislinie s-a4 am 26. Tag (Tageslösung)

Zudem ist in Abb. 6.13 auffällig, dass bei einzelnen Komponenten mehrere Spitzen mit unterschiedlichen Amplituden auftreten. Das zeigt, dass sich bei diesen GPS-Messungen mehrere harmonische Schwingungen mit unterschiedlichen Frequenzen überlagern. Die Periodogramme werden zusätzlich für jede Stunde berechnet und in Anhang B (vgl. Teile b) beigelegt. Die einzelnen Periodogramme in Anhang B unterscheiden sich deutlich. Das bedeutet, dass die Perioden der Schwingungen mit der Zeit variieren. Dieses Verhalten lässt sich dadurch begründen, dass mehrere Reflektoren in der Umgebung vorhanden sind und die Mehrwegfrequenzen sich damit über längere Zeitabschnitte stark ändern können (vgl. Abschnitt 2.2.5.4).

Da Mehrwegfrequenzen innerhalb eines gewissen Frequenzbereiches liegen, ist es im Prinzip möglich, die Einflüsse der Mehrwegeeffekte durch einen Bandpassfilter zu reduzieren. Die Schwierigkeit dabei liegt da-

rin, dass sich die Mehrwegfrequenzen je nach Elevationswinkel und -geschwindigkeit unterschiedlich schnell ändern. Außerdem überlagern sich viele Mehrwegfrequenzen von mehreren Satelliten und mehreren Reflektoren gleichzeitig. Dadurch muss für den Bandpassfilter ein breiter Filterbereich gewählt werden, so dass eine gesuchte Deformation eventuell auch durch den Bandpassfilter herausgefiltert wird. Dieser Ansatz zur Reduktion der Mehrwegeeffekte mit dem Bandpassfilter wurde in Bäumker und Fitzen (1998) und Backhausen et al. (1999) für eine Überwachung einer Talsperre herangezogen. Zur Festlegung der Breite des Bandpassfilters wurden die Daten aus vergangenen Tagen verwendet. Daher kann ein derartiger Filter nur nachträglich angewendet werden. Außerdem werden die tatsächliche Positionsänderung bzw. Deformation stark gedämpft (Backhausen et al. 1999).

Ferner ist sowohl aus Abb. 6.13 als auch aus den Abbildungen in Anhang B (vgl. Teil b) auffallend, dass sich die Maximalwerte in den Periodogrammen bei jeder Komponente unterschiedlich verteilen. Außerdem fallen die Autokorrelationsfunktionen sowohl in Abb. 6.11 als auch in Anhang B (vgl. Teil a) bei den drei Koordinatenkomponenten unterschiedlich aus. Dieses Phänomen lässt sich durch die Analyse in Abschnitt 2.2.5.4 und Abschnitt 6.2.1.1 erklären. Durch Projektion der Messabweichungen der Phasenmessungen in den Koordinatenraum fallen die Abweichungen in den verschiedenen Koordinatenkomponenten unterschiedlich groß aus.

### 6.2.2.5 Fazit

Aus der Analyse der zeitlichen Korrelationen in den Abschnitten 6.2.2.1 bis 6.2.2.4 lassen sich folgende Punkte zusammenfassen:

- 1) Tageslösungen für die Koordinaten fallen aufgrund der sich wiederholenden Satellitenkonfiguration sehr ähnlich aus, was durch die Korrelationskoeffizienten gezeigt werden kann (vgl. Abschnitt 6.2.2.1). Diese Tatsache wird auch in Abschnitt 6.2.1 bestätigt. Dementsprechend wird die räumliche Analyse in Kapitel 6.4 nur für eine Tageslösung aller 9 Basislinien exemplarisch durchgeführt.
- 2) Die GPS-Messungen sind bis zu einer Zeitverschiebung von etwa 10 bis 15 Minuten korreliert (vgl. Abschnitt 6.2.2.2). Das bedeutet, dass eine Auswertung in Zeitblöcke von 10 bis 15 Minuten sinnvoll ist und somit Nahe-Echtzeit-Lösungen nach 10 bis 15 Minuten geliefert werden können. Aus diesem Grund werden die Evaluierungen in Kapitel 6.6 in 15-minütigen Blöcken durchgeführt.
- 3) Die Abweichungen der GPS-Zeitreihen enthalten sowohl nicht-korrelierende als auch korrelierende Anteile. Die Standardabweichung des nicht-korrelierenden Anteils  $s_\delta$  kann aus der Autokovarianzfunktion näherungsweise abgeschätzt werden (vgl. Abschnitt 6.2.2.3). Das Verhältnis zwischen der Standardabweichung des nicht-korrelierenden Anteils  $s_\delta$  und des korrelierenden Anteils  $s_\Delta$  sowie der Gesamtstandardabweichung  $s$  ( $s_\delta:s_\Delta:s$ ) liegt stabil bei etwa 4:9:10. Damit kann davon ausgegangen werden, dass der korrelierende Anteil einen Großteil der jeweiligen Varianz verursacht. Der nicht-korrelierende Anteil darf allerdings nicht unterschätzt werden, insbesondere wenn die Korrelationen zu analysieren sind. Der Einfluss des nicht korrelierenden Anteils wird später in Abschnitt 6.4.2.3 diskutiert und bei der Entwicklung der Methode 2 in Kapitel 6.5 berücksichtigt.
- 4) Eine Überlagerung harmonischer Schwingungen mit unterschiedlichen Frequenzen in jeder Koordinatenkomponente lässt sich sowohl in den Autokorrelationsfunktionen als auch in den Periodogramme erkennen (vgl. Abschnitt 6.2.2.2 und 6.2.2.4). Dieses Phänomen lässt sich durch das Auftreten der Mehr-

weegeffekte erklären. Die harmonischen Schwingungen fallen in den drei Koordinatenkomponenten unterschiedlich aus.

Basierend auf der zeitlichen Analyse in diesem Kapitel wird in Kapitel 6.3 eine Methode zur Qualitätssteigerung der GPS-Messung vorgestellt.

## 6.3 Methode zur Qualitätssteigerung durch zeitliche Korrelationen

In dieser Arbeit werden zwei Methoden zur Qualitätssteigerung der GPS-Messungen entwickelt. Die in Abschnitt 6.3.1 beschriebene Methode wird deshalb als Methode 1 bezeichnet, wohingegen die in Abschnitt 6.5.1 vorgestellte Methode als Methode 2 bezeichnet wird.

### 6.3.1 Methode 1

Wie in Kapitel 6.2 beschrieben, enthalten die Koordinatenzeitreihen mehrere periodische Schwingungen aufgrund der auftretenden Mehrweegeffekte. Deswegen können die Residuen  $x_i$  (mit  $i = 1, 2$  und  $3$ , jeweils für die Zeitreihen der Ost-, Nord-, und der Höhenkomponente) als Summe aus  $q$  periodischen Schwingungen betrachtet werden (vgl. Abschnitt 3.1.4). Sie können mithilfe von Gleichung (6-6) formuliert werden:

$$x_i = \sum_{j=1}^q x_j. \quad (6-6)$$

Eine einzelne Schwingung  $x_j$  kann durch Gleichung (6-7) ausgedrückt werden:

$$x_j = a_j \cdot \sin(2\pi f_{\delta\varphi,j} t_k) + b_j \cdot \cos(2\pi f_{\delta\varphi,j} t_k) \quad (6-7)$$

mit

$f_{\delta\varphi,j}$ : Mehrwegefrequenz.

Wie bereits in Abschnitt 3.1.4 beschrieben, werden die zwei Parameter  $a_j$  und  $b_j$  in der Ausgleichung für jede Frequenz  $f_{\delta\varphi,j}$  geschätzt. Falls die geschätzte Einzelschwingung  $x_j$  signifikant ist (vgl. die Kriterien in Abschnitt 3.1.4), wird  $x_j$  von der Zeitreihe abgespalten. Die Ausgleichung zur Bestimmung der zwei Parameter  $a_j$  und  $b_j$  wird iterativ durchgeführt, bis keine weiteren signifikanten periodischen Schwingungen in der Zeitreihe nachgewiesen werden können.

Bei der Ausgleichung müssen allerdings die Mehrwegefrequenzen  $f_{\delta\varphi,j}$  vorgegeben sein. Wenn die in der Ausgleichung eingesetzten Mehrwegefrequenzen  $f_{\delta\varphi,j}$  nicht genau angegeben werden, können die periodischen Schwingungen nicht vollständig aus der Zeitreihe eliminiert werden (vgl. Beispiel in Abschnitt 6.3.2).

In der hier verfolgten Methode werden die Mehrwegefrequenzen  $f_{\delta\varphi,j}$  aus dem Periodogramm abgeleitet. Das Periodogramm zeigt deutlich, für welche Frequenzen die jeweilige Zeitreihe hohe Energien aufweist. Der Nachteil des Periodogramms besteht darin, dass die Auflösung  $\Delta f$  eines Periodogramms im Frequenzbereich begrenzt ist. Die Auflösung ist besonders in der Nähe der Frequenz  $f = 0$  Hz oder bei großen Perioden schlecht.

## Suchverfahren für die Mehrwegfrequenzen

Um die Auflösung indirekt zu erhöhen, wird die Mehrwegfrequenz  $f_{\delta\varphi,j}$  zuerst grob aus dem Periodogramm abgeleitet und danach in einem definierten Suchverfahren durch Ausgleichung präziser festgelegt.

- **Schritt 1:** Es wird angenommen, dass das Periodogramm in der  $j$ -Iteration der Ausgleichung für die Frequenz  $f_k = k \cdot \Delta f$  die maximale Amplitude aufweist. Dabei beschreibt  $\Delta f$  die Auflösung des Periodogramms und  $k$  den zugehörigen Index der Frequenz  $f_k$ .
- **Schritt 2:** Die Mehrwegfrequenz  $f_{\delta\varphi,j}$  wird anschließend zwischen  $f_{k-1} = (k-1) \cdot \Delta f$  und  $f_{k+1} = (k+1) \cdot \Delta f$  gesucht. Das bedeutet, dass die Mehrwegeperiode  $T_{\delta\varphi,j}$  zwischen  $T_{k+1} = 1/f_{k+1}$  und  $T_{k-1} = 1/f_{k-1}$  gesucht wird. Für das Verfahren muss nun der Suchschritt  $\Delta T$  definiert werden, z.B.  $\Delta T = 1$  Sekunde. Alle Perioden mit einem Zeitabstand  $\Delta T$  zwischen  $T_{k+1}$  und  $T_{k-1}$  werden in Ausgleichung eingesetzt. Die Periode mit der kleinsten Verbesserungsquadratsumme ist die optimale Periode. Somit wird die exakte Mehrwegeperiode  $T_{\delta\varphi,j}$  bzw. die Mehrwegfrequenz  $f_{\delta\varphi,j}$  in der  $j$ -Iteration gefunden.

### Anmerkungen zu Methode 1

- **Anmerkung 1:** Die geschätzten Mehrwegeperioden  $T_{\delta\varphi,j}$  werden als durchschnittliche Periodendauer betrachtet, da die Mehrwegeperioden  $T_{\delta\varphi,j}$  zeitlich variieren und nicht konstant sind (vgl. Gleichung (2-41) in Abschnitt 2.2.5.2). Sie ändern sich vor allem in Abhängigkeit von der Elevation und der Elevationsgeschwindigkeit.
- **Anmerkung 2:** Obwohl die Abtastrate der Messung hier 1 Sekunde beträgt, müssen die Mehrwegeperioden  $T_{\delta\varphi,j}$  nicht zwingend ganzzahlige Sekunden sein, da die geschätzten Mehrwegeperioden als Mittelwert für einen Zeitblock betrachtet werden müssen. Aus diesem Grund kann der Suchschritt  $\Delta T$  beliebig klein gewählt werden. Das bedeutet, dass das Suchverfahren zur Bestimmung der Periodendauer auch in kleinen Schritten, z.B.  $\Delta T = 0,1$  Sekunde oder  $\Delta T = 0,01$  Sekunde, durchgeführt werden kann. Die detektierten Periodenlängen werden damit wesentlich präziser festgelegt. Die periodischen Schwingungen können daher besser von den Residuen abgespalten werden und die Standardabweichungen der Residuen werden kleiner (vgl. Beispiel in Abschnitt 6.3.2). Allerdings steigt der Rechenaufwand dadurch um den Faktor 10 oder Faktor 100. In dieser Arbeit wird für die Evaluierung der Methode 1 der Suchschritt mit  $\Delta T = 1$  Sekunde festgelegt. Bei diesem Wert handelt es sich um einen Kompromiss zwischen dem Rechenaufwand und der erreichbaren Verbesserung der Standardabweichungen.
- **Anmerkung 3:** Wenn eine hohe Energie beim ersten Index  $k = 1$  im Periodogramm vorliegt, ist die Zeitreihe nach Tab. 3.1 nicht von Trends befreit. In diesem Fall sind langperiodische Mehrwegeeffekte zu vermuten (ähnlich wie der Fall in Abb. 2.17 c). Mit dem Suchverfahren für Mehrwegfrequenzen soll die Periode theoretisch zwischen  $T_0 = \infty$  (bzw.  $f_0 = 0$ ) und  $T_2 = 1/(2 \cdot \Delta f)$  gesucht werden. Es ist allerdings nicht sinnvoll, eine sehr lange Periode aus einer kurzen Beobachtungsreihe zu schätzen. Die Autorin hat sich aus empirischen Gründen entschieden, dass mindestens ein halber Schwingungszyklus in der Zeitreihe enthalten sein sollte, damit diese Schwingung geschätzt werden kann. Liegt beispielsweise eine Beobachtungsreihe von 3600 Sekunden vor, kann maximal eine Periodenlänge von 7200 Sekunden geschätzt werden.

### 6.3.2 Beispiel

Um das Vorgehen für Methode 1 zu erklären, werden hier die Residuen der Höhenkomponente der Basislinie s-a4 während der 5. Stunde am 26. Tag als Beispiel herangezogen. In Abb. 6.14 ist das Periodogramm der Höhenkomponente (bis 0,035 Hz) dargestellt.

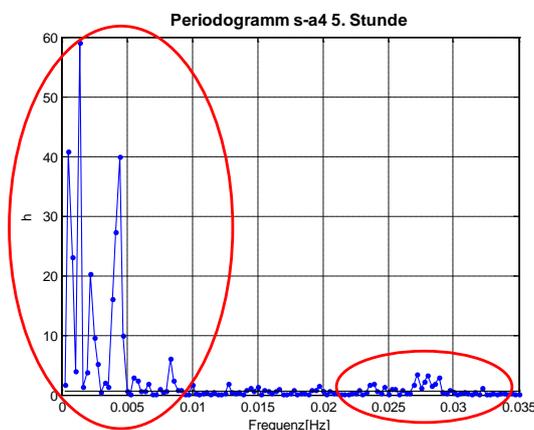


Abb. 6.14: Periodogramm der originalen Höhenkomponente der 5. Stunde am 26. Tag der Basislinie s-a4

Hohe Energien zeigen sich sowohl zwischen 0,025 und 0,03 Hz als auch zwischen 0 und 0,01 Hz (markierte Bereiche in Abb. 6.14). Die Tatsache, dass mehrere benachbarten Frequenzen hohe Energien im Periodogramm zeigen, bestätigt die Eigenschaft der Mehrwegfrequenzen.

Tab. 6.2: Interpretation der Periodendauer (bei 3600 Beobachtungen)

Index $k$	Frequenz $f_k$ [Hz]	Periodendauer $T_k$ [s]
1	1/3600	3600
2	1/1800	1800
3	1/1200	1200
4	1/900	900
5	1/720	720
6	1/600	600
7	1/514	514
8	1/450	450
9	1/400	400
10	1/360	360

Die Auflösung des Periodogramms ist abhängig von der Beobachtungsdauer: Hier werden 3600 Beobachtungen gezeigt, was einem Zeitraum von einer Stunde entspricht. Daher beträgt die spektrale Auflösung  $\Delta f = 1/3600$  Hz (vgl. Abschnitt 3.3.1). Tab. 6.2 zeigt beispielsweise für die ersten 10 Indizes die zugehörigen Frequenzen und die Periodendauern. Dabei ist ersichtlich, dass das Periodogramm eine besonders schlechte Auflösung in der Nähe der Frequenz Null bzw. bei großen Perioden hat. In Abb. 6.15 wird die Periodendauer für einige lokale Maxima im Periodogramm bis 0,01 Hz dargestellt. Das Periodogramm in Abb. 6.15 zeigt beispielsweise für  $T_k = 1800, 720$  und  $225$  Sekunden (für  $k = 2, 5$  und  $16$ ) hohe Amplituden.

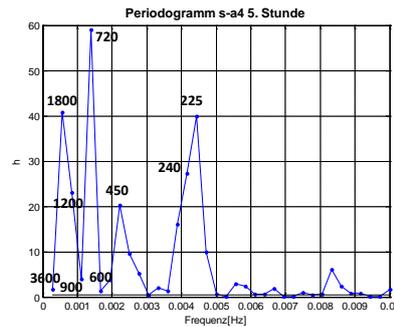


Abb. 6.15: Periodogramm der Höhenkomponente für die 5. Stunde der Basislinie s-a4 mit zugehöriger Periodendauer

Für die erste Iteration ( $j = 1$ ) liegt die maximale Energie in diesem Fall bei  $T_5 = 720$  Sekunden. Die Mehrwegeperioden  $T_{\delta\varphi,1}$  zwischen zwei benachbarten Stellen, hier zwischen  $T_6 = 600$  Sekunden und  $T_4 = 900$  Sekunden, wird mit einer Schrittweite von  $\Delta T = 1$  Sekunde gesucht. Jeder ganzzahlige Wert zwischen 600 und 900 Sekunden (insgesamt 301 Werte) wird als „potentielle“ Periodendauer in die Ausgleichung eingesetzt. Für jede Periodendauer kann eine periodische Schwingung berechnet und diese aus den Residuen der Koordinaten eliminiert werden. Nach der Elimination der periodischen Schwingung wird die Verbesserungsquadratsumme der Residuen erneut berechnet. Für 301 mögliche Perioden können somit 301 Verbesserungsquadratsummen berechnet werden.

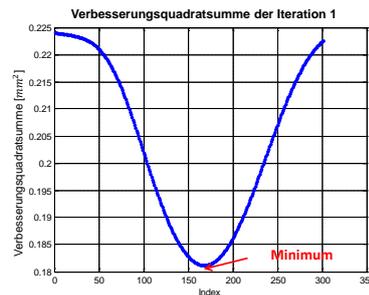


Abb. 6.16: Verbesserungsquadratsummen im Suchverfahren

Wie in Abb. 6.16 dargestellt, kann in diesem Fall für den Index 167 das Minimum der Verbesserungsquadratsummen bestimmt werden, daher beträgt die Mehrwegeperiode  $T_{\delta\varphi,1}$  der ersten Iteration 767 Sekunden (600 Sekunden + 167 Sekunde). Anschließend wird die periodische Schwingung mit  $T_{\delta\varphi,1} = 767$  Sekunden aus den Residuen eliminiert.

Bei der zweiten Iteration wird die Mehrwegfrequenz wiederum aus dem Periodogramm grob abgeschätzt und anschließend durch das Suchverfahren präziser festgelegt. Dieses iterative Vorgehen wird fortgesetzt, bis mindestens eines der Kriterien in der Ausgleichung (vgl. Abschnitt 3.1.4) nicht mehr erfüllt wird. Für dieses Beispiel sind insgesamt 14 Iterationen nötig.

In Abb. 6.17 sind die Residuen vor und nach Verwendung der Methode 1 gezeigt. Die Residuen nach Verwendung der Methode 1 sind hier um +40 mm verschoben, damit die beiden Residuen besser verglichen werden können. In Abb. 6.17 lässt sich erkennen, dass die periodischen Schwingungen durch die Ausgleichung deutlich reduziert werden. Die Standardabweichung der Residuen ist von 7,9 mm auf 4,5 mm (entspricht etwa 43 %) verbessert.

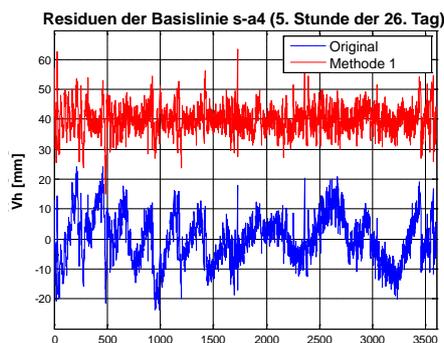


Abb. 6.17: Vergleich der Residuen vor und nach Verwendung der Methode 1

Wird das Periodogramm vor und nach Verwendung der Methode 1 in Abb. 6.18 gegenübergestellt, ist zu erkennen, dass die auffälligen, großen Energien deutlich reduziert wurden. Einige geschätzte Perioden, die vor der Anwendung der Methode 1 hohe Energie aufweisen, werden dargestellt.

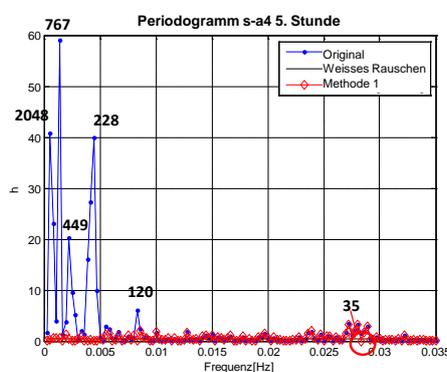


Abb. 6.18: Vergleich der Periodogramme vor und nach Verwendung der Methode 1

Im Frequenzbereich zwischen 0,025 und 0,033 Hz (entspricht Perioden von etwa 33 bis 40 Sekunden) wird nur eine Periode bei etwa 35 Sekunden (in Abb. 6.18 mit Kreis markiert) gefunden, obwohl noch mehrere Perioden mit kleinen Energien zu erkennen sind. Der Grund lässt sich durch die Anmerkung 2 (in Abschnitt 6.3.1) erklären. Wird hier beispielsweise die Periode in einem Schritt von 1/100 Sekunden ( $\Delta T = 0,01$  Sekunde) gesucht, verschwinden alle kleinen Amplituden zwischen 33 und 40 Sekunden. Die Standardabweichung verbessert sich weiter und liegt dann bei etwa 3,9 mm.

Wird das Suchverfahren nicht durchgeführt und die Perioden direkt aus dem Periodogramm entnommen, so betrachtet man in diesem Beispiel für die erste Iteration die Periodendauer von  $T_5 = 720$  Sekunden als Mehrwegfrequenz. Verwendet man diesen Wert in der Ausgleichung, so wird die Ausgleichung in diesem Beispiel bereits ab der vierten Iteration abgebrochen. Die Standardabweichung wird in diesem Fall auch verbessert, allerdings nur auf 6,4 mm. Die Schwingungen sind immer noch deutlich erkennbar.

Ferner lässt sich aus Abb. 6.17 deutlich erkennen, dass die Periodendauer der Schwingungen in den originalen Residuen mit der Zeit immer größer wird. In Anhang C.1 werden die Residuen der 5. Stunde auf kleine Blöcke (z.B. vier 15-minütige Blöcke) aufgeteilt. Die Perioden werden für jeden der 15-minütigen Blöcke mit der Methode 1 individuell berechnet. Das Ergebnis zeigt, dass die zeitlichen Variationen der Frequenzen sowohl in dem Periodogramm als auch in den abgeschätzten Perioden deutlich zu erkennen sind. In Anhang

C.1 wird zusätzlich überprüft, ob die durch Methode 1 abgeschätzten Perioden mit den nach Gleichung (2-41) berechneten theoretischen Mehrwegeperioden näherungsweise übereinstimmen. Das Ergebnis ist Anhang C.1 beigefügt und wird abschließend diskutiert. In Anhang C.2 werden die Mehrwegeperioden aller 9 Basislinien mit der Methode 1 für 15-minütigen Blöcke berechnet. In dem Beispiel werden die räumlichen Variationen der Mehrwegeperioden aufgrund der unterschiedlichen Antennen-Reflektor-Abstände gezeigt. Durch die Analysen in Anhang C.1 und C.2 lässt sich zusätzlich bestätigen, dass die durch Methode 1 geschätzten Perioden tatsächlich durch die Mehrwegeeffekte hervorgerufen sind. Diese Analysen sind allerdings im Zuge der Qualitätssteigerung der GPS-Messung für die hier betrachteten Monitoring Applikationen nicht direkt von Interesse, deswegen werden diese Analysen nur in Anhang C eingefügt.

Die wesentliche Aufgabe der vorgestellten Methode 1 in dieser Arbeit ist, die Qualität der Messungen für Monitoring Applikationen zu verbessern. Eine umfassende Evaluierung wird in Kapitel 6.6 vorgestellt.

## 6.4 Räumliche Analyse der Qualität und der Korrelationen der GPS-Messungen

In Kapitel 6.2 werden die Qualität und die Korrelationen der GPS-Messung für eine Basislinie zeitlich analysiert. Bei insgesamt 9 Basislinien können die Qualität und die Korrelationen auch räumlich untersucht werden. Wie in Kapitel 6.2 gezeigt wird, fallen die Tageslösungen weitgehend ähnlich aus. Deswegen werden die Tageslösungen von allen 9 Basislinien am 26. Tag für die folgende räumliche Analyse herangezogen. In Abb. 6.19 wird das Testfeld mit den nummerierten Antennen vereinfacht dargestellt.

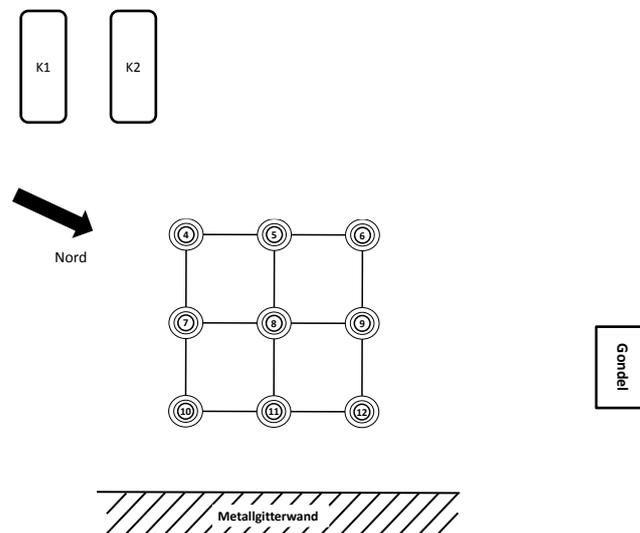


Abb. 6.19: Testfeld mit Antennenmatrix (nicht maßstäblich)

### 6.4.1 Räumliche Analyse der Qualität

Um die Übersichtlichkeit bei der Betrachtung der Qualität zu gewährleisten, werden hier, wie bereits in Abschnitt 6.2.1 beschrieben, nur die durchschnittlichen Anteile der Ausreißer  $\sigma_m$  und die Gesamtstandardabweichung in der Position  $s_p$  aller 9 Basislinien dargestellt.

### 6.4.1.1 Räumliche Variation der Zuverlässigkeit

In Abb. 6.20 werden die durchschnittlicher Anteile der Ausreißer  $o_m$  für die 9 Basislinien am 26. Tag gezeigt. Die Anteile der Ausreißer  $o_m$  steigen von 2,3 % bei der Basislinie s-a4 bis auf 3,9 % bei der Basislinie s-a12.

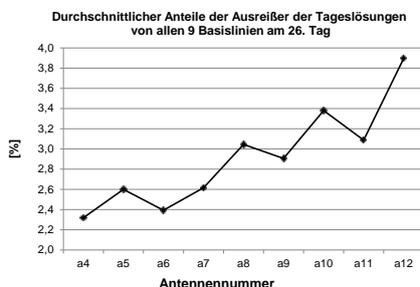


Abb. 6.20: Zuverlässigkeit der Tageslösungen für alle 9 Basislinien (am 26. Tag)

Werden noch die Mittelwerte der Anteile der Ausreißer  $o_m$  über die einzelnen Antennenzeilen und Antennenspalten gebildet, welche in Abb. 6.21 dargestellt sind, lässt sich allgemein schlussfolgern, dass die Zuverlässigkeit der Messung mit abnehmendem Abstand zur Wand ebenfalls abnimmt (vgl. Abb. 6.21 a). Die Zuverlässigkeit innerhalb einer Antennenzeile variiert jedoch gleichfalls geringfügig (vgl. Abb. 6.20 und Abb. 6.21 b).

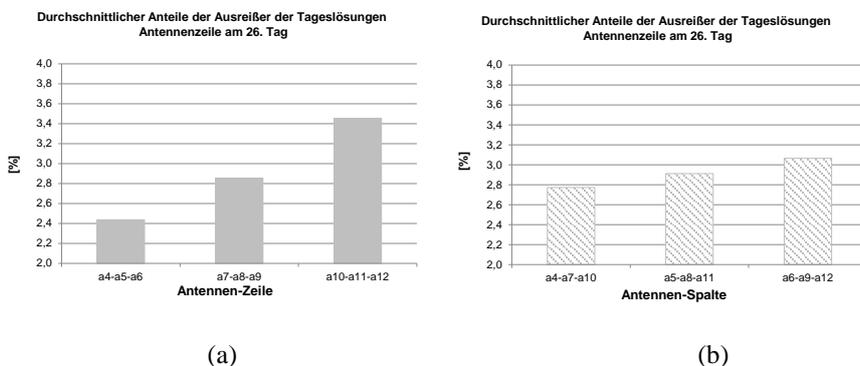


Abb. 6.21 Zuverlässigkeit der Tageslösungen für Antennenzeile und Antennenspalte (am 26. Tag)

### 6.4.1.2 Räumliche Variation der Genauigkeit

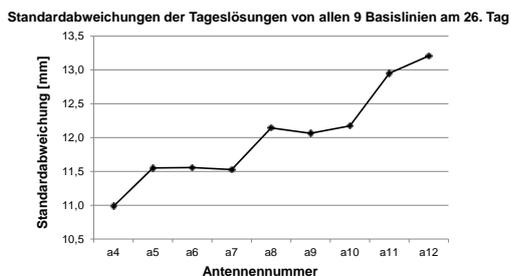


Abb. 6.22: Standardabweichungen der Tageslösungen für alle 9 Basislinien (am 26. Tag)

Abb. 6.22 stellt die Gesamtstandardabweichungen in der Position  $s_p$  ( $1\sigma$ ) für alle 9 Basislinien am 26. Tag dar. Die Standardabweichung  $s_p$  steigt von 11,0 mm bei der Basislinie s-a4 bis auf 13,2 mm bei der Basislinie s-a12.

Die Mittelwerte der Standardabweichungen  $s_p$  werden hier zeilenweise und spaltenweise gebildet und in Abb. 6.23 dargestellt. Auch hier lässt sich prinzipiell erkennen, dass die Genauigkeit mit abnehmendem Abstand zur Wand sinkt (vgl. Abb. 6.22 und Abb. 6.23 a). Allerdings ist der Abstand der Antennen zur Wand nicht der einzige Faktor, der die Standardabweichungen beeinflusst: Auch bei Antennenzeilen, die parallel zur Wand ausgerichtet sind, kommt es zu Variationen in den Standardabweichungen (vgl. Abb. 6.22). Es ist zu erkennen, dass die Standardabweichungen der Antennenspalten in Richtung der Gondel (vgl. Abb. 6.19) tendenziell leicht schlechter werden. Dies kann wahrscheinlich damit begründet werden, dass nicht nur die Metallgitterwand, sondern auch andere Reflektoren, wie etwa die Gondel und die Metallbox, das Signal reflektieren und somit die Genauigkeit verschlechtern, obwohl dies der Analyse der Antennenumgebung in Abschnitt 4.1.3 widerspricht.

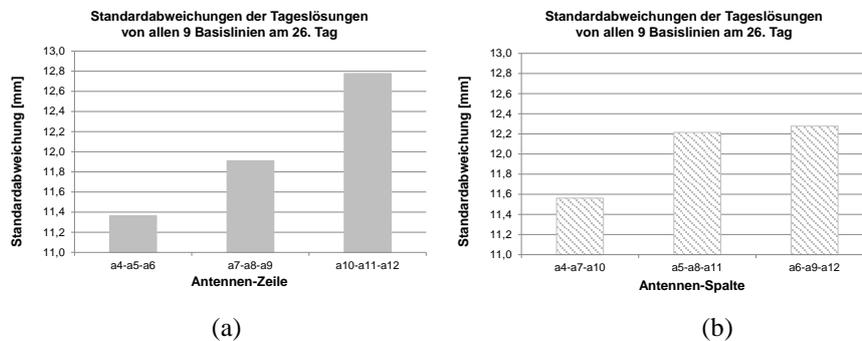


Abb. 6.23: Standardabweichungen der Tageslösungen für Antennenzeile und Antennenspalte (am 26. Tag)

Außerdem ist zu erwähnen, dass das Verhältnis  $s_E:s_N:s_H$  und  $s_\delta:s_\Delta:s$  (vgl. Abschnitt 6.2.1.3 und 6.2.2.5) im Allgemeinen für alle 9 Basislinien gleich ist.

Es sei zusätzlich angemerkt, dass die Berechnung der Standardabweichungen auf Zeitreihen mit bereits eliminierten Ausreißern beruht. Die räumliche Variation der Genauigkeit wird bei Zeitreihen mit Ausreißern größer. In Abschnitt 6.4.1.1 wurde bereits gezeigt, dass für eine Antenne, die nahe an der Wand steht, mehr Ausreißer in der Datenreihe vorhanden sind als bei entfernter stehenden Antennen.

### 6.4.1.3 Fazit

Aus der Analyse der räumlichen Variationen lässt sich für die Qualität der Tageslösungen aller 9 Basislinien schlussfolgern, dass

- 1) die GPS-Messungen der 9 Antennen unterschiedliche Qualitäten aufweisen, obwohl der Abstand zwischen den Antennen nur 0,5 m bis zu maximal 1,4 m (zwischen a4 und a12) beträgt;
- 2) der Zusammenhang zwischen Qualität und Abstand von den Antennen zur Metallgitterwand im Allgemeinen erkennbar ist. Allerdings wird die Qualität der Messungen der Antennen wahrscheinlich auch von anderen Reflektoren beeinflusst.

## 6.4.2 Analyse der räumlichen Korrelationen

### 6.4.2.1 Kreuzkorrelationsfunktionen zwischen den Basislinien

Zwischen den einzelnen Basislinien werden die Kreuzkorrelationsfunktionen berechnet, damit die räumliche Korrelation des Fehlerverhaltens analysiert werden kann. In Abb. 6.24 wird die Kreuzkorrelationsfunktion zwischen der Basislinie s-a4 und s-a5 exemplarisch dargestellt. Die Kreuzkorrelationsfunktion ist nicht symmetrisch und wird daher sowohl für eine positive als auch für eine negative Zeitverschiebung bis zu  $\pm 8640$  Sekunden (1/10 der gesamten Länge der Zeitreihen) dargestellt.

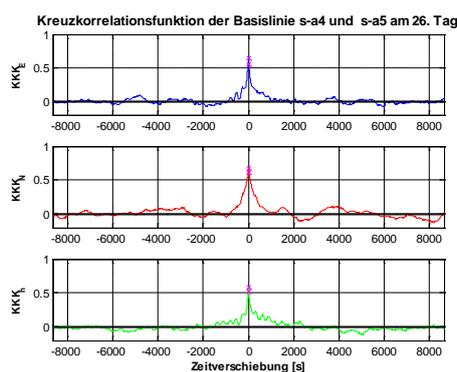


Abb. 6.24: Kreuzkorrelationsfunktion zwischen der Basislinie s-a4 und s-a5 am 26. Tag

Die maximalen Korrelationskoeffizienten  $R(\Delta t)$  zwischen den Residuen der Basislinie s-a4 und s-a5 betragen jeweils 0,64, 0,67 und 0,59 in der Ost-, Nord- und Höhenkomponente und liegen bei einer Zeitverschiebung  $\Delta t = 0$ . Die Maxima der räumlichen Kreuzkorrelation  $R(\Delta t)$  sind immer kleiner als Eins. Der Grund dafür liegt hauptsächlich darin, dass die Antennen der Roverstationen weißes Rauschen aufweisen. Die Variationen der räumlichen Korrelationen werden in Abschnitt 6.4.2.2 diskutiert.

Des Weiteren fallen die Kreuzkorrelationsfunktionen in Abb. 6.24 nach etwa 1000 bis 2000 Sekunden in die Null-Konfidenzbereiche. Das bedeutet, dass die räumlichen Kreuzkorrelationen zwischen der Basislinie s-a4 und s-a5 nach etwa 15 bis 30 Minuten vernachlässigt werden können.

Ferner spiegelt Abb. 6.24 die Tatsache wider, dass sowohl der nicht-korrelierende Anteil (durch den Sprung bei der Zeitverschiebung von Null und Eins) und auch der korrelierende Anteil (durch den exponentiellen Abfall und die auftretenden Schwingungen in Kreuzkorrelationsfunktionen) in den Residuen der Basislinie s-a4 und s-a5 vorhanden sind (vgl. Abschnitt 6.2.2.3). In Abschnitt 6.4.2.3 werden die Standardabweichungen des nicht-korrelierenden Anteils und der Einfluss des nicht-korrelierenden Anteils bei der Berechnung der räumlichen Korrelationen diskutiert.

### 6.4.2.2 Variation der räumlichen Korrelationen

Die maximalen Korrelationskoeffizienten  $R(\Delta t)$  zwischen den Basislinien s-a4 und allen anderen Basislinien sind beispielhaft für den 26. Messtag in Tab. 6.3 aufgeführt und in Abb. 6.25 visualisiert. Die maximalen Kreuzkorrelationskoeffizienten zwischen allen Basislinienkombinationen können Anhang D entnommen werden.

Tab. 6.3: Maxima der Kreuzkorrelationen zwischen der Basislinie s-a4 und allen anderen Basislinien (berechnet aus den Residuen der Tageslösungen am 26. Tag)

	Kreuzkorrelationskoeffizienten			
	Ost	Nord	Höhe	Mittel
<b>a4</b>	1,00	1,00	1,00	1,00
<b>a5</b>	0,64	0,67	0,59	0,64
<b>a6</b>	0,50	0,52	0,40	0,47
<b>a7</b>	0,54	0,60	0,52	0,56
<b>a8</b>	0,47	0,53	0,42	0,47
<b>a9</b>	0,46	0,49	0,39	0,45
<b>a10</b>	0,44	0,43	0,39	0,42
<b>a11</b>	0,41	0,38	0,34	0,38
<b>a12</b>	0,34	0,37	0,28	0,33
<b>Mittel</b>	0,53	0,56	0,48	0,52

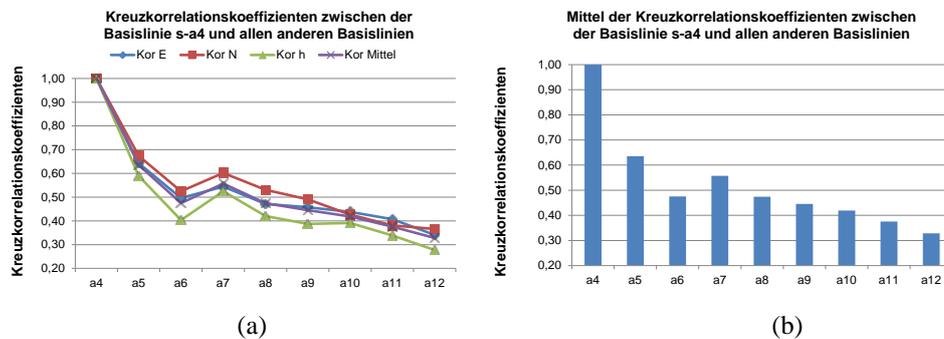


Abb. 6.25: Maximale Korrelationskoeffizienten zwischen der Basislinie s-a4 und allen anderen Basislinien

Aus Abb. 6.25 a) ist zu erkennen, dass die Korrelationskoeffizienten der einzelnen Koordinatenkomponenten zwar nicht identisch sind, aber auch, dass sie nahe beieinanderliegen. Deshalb werden die Mittelwerte der Kreuzkorrelationskoeffizienten aller Komponenten gebildet und in der letzten Spalte von Tab. 6.3 aufgeführt. Diese Werte werden in Abb. 6.25 b) nochmals grafisch dargestellt, wodurch ein besserer Überblick über die räumlichen Korrelationen gewonnen werden kann. Die Mittelwerte der Korrelationskoeffizienten werden ebenfalls für jede Komponente gebildet (vgl. letzte Zeile der Tab. 6.3). Die Korrelationskoeffizienten fallen in der Höhenkomponente geringer aus als in den Lagekomponenten. Insgesamt beträgt der Mittelwert der Korrelationskoeffizienten über alle Antennen und alle Komponenten 0,52 (vgl. letzte Zahl in Tab. 6.3).

Um die Abhängigkeit der räumlichen Korrelationen und der Positionen der Antennen zu analysieren, wird in Abb. 6.26 die Antennenmatrix mit den mittleren Korrelationskoeffizienten zwischen der Basislinie s-a4 und den anderen Basislinien dargestellt (vgl. letzte Spalte der Tab. 6.3). Aus Abb. 6.26 ist zu erkennen, dass sich im Allgemeinen die räumliche Korrelation mit zunehmendem Abstand verringert (vgl. Antennenreihe a4-a5-a6, a4-a8-a12 und a4-a7-a10). Die Korrelationskoeffizienten sind bei gleichem Abstand zu Antenne a4 jedoch nicht gleich (vgl. Antenne a5 und a7, a6 und a10, a9 und a11). Das bedeutet, dass kein eindeutiger funktionaler Zusammenhang zwischen der räumlichen Korrelation und dem räumlichen Abstand zwischen den Antennen bzw. den Basislinien zu erkennen ist. Allerdings ist auffallend, dass die Korrelation zu Antenne a4 umso kleiner wird, je näher die Antenne an der Wand ist, auch wenn die Abstände identisch sind (vgl.

Antenne a5 und a7, a6 und a10, a9 und a11). Das heißt, dass die Variationen der räumlichen Korrelationen richtungsabhängig sind.

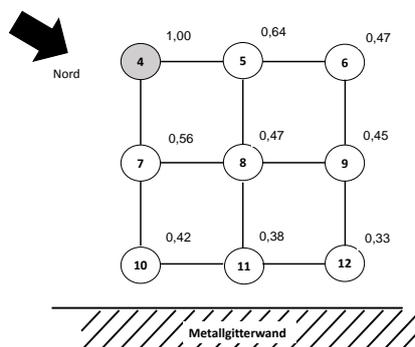


Abb. 6.26: Mittlere Kreuzkorrelationskoeffizienten zwischen der Basislinie s-a4 und allen anderen Basislinien (Tageslösung am 26. Tag)

Da die Antenne a8 das Zentrum der Antennenmatrix darstellt und die anderen Antennen somit symmetrisch zu dieser Antenne aufgebaut sind, werden in Abb. 6.27 die mittleren Korrelationskoeffizienten zwischen der Basislinie s-a8 und den anderen Basislinien dargestellt.

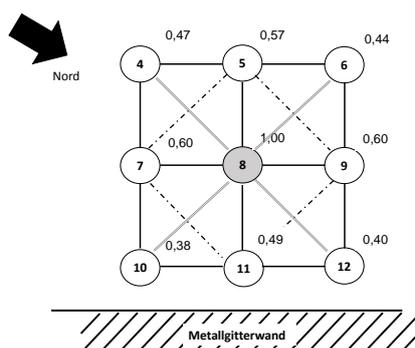


Abb. 6.27: Mittlere Kreuzkorrelationskoeffizienten zwischen der Basislinie s-a8 und allen anderen Basislinien (Tageslösung am 26. Tag)

Die oben beschriebenen Effekte werden in Abb. 6.27 noch deutlicher. Die Antennengruppen 1 (a5, a7, a9, a11) und 2 (a4, a6, a10, a12) haben jeweils den Abstand 0,5 m bzw. ca. 0,7 m zur Antenne a8. Die Antennengruppe 1 weist größere Korrelationen als die Antennengruppe 2 auf. Allerdings sind die Korrelationskoeffizienten innerhalb einer gleichen Antennengruppe leicht unterschiedlich (bis auf die der Antennen a7 und a9). Die Variationen der Korrelationskoeffizienten fallen innerhalb der Antennen-Zeilen stärker aus als innerhalb der Antennen-Spalten. Beim Vergleich der Korrelationen innerhalb der Antennen-Zeile ist auffallend, dass, je näher die Antenne zur Wand steht (bei gleichem Abstand), desto kleiner ihre räumliche Korrelation zur Antenne a8 ist (vgl. a4 mit a10, a5 mit a11 und a6 mit a12). Der Sachverhalt weist daraufhin, dass das Fehlerverhalten der GPS-Messungen räumlich nicht linear oder gleichmäßig variiert. Es variiert im Allgemeinen umgekehrt proportional mit dem zunehmenden Abstand, allerdings unterschiedlich stark in die verschiedenen Richtungen.

Die Abhängigkeit der räumlichen Korrelationen von dem Abstand der Antenne zur Wand lässt sich auch in den Korrelationen anderer Basislinienkombinationen erkennen (vgl. Anhang D) und wird hier nicht weiter

im Einzelnen dargestellt. Der durchschnittliche räumliche Korrelationskoeffizient innerhalb der Antennenmatrix beträgt 0,51.

Der Zusammenhang sowohl zwischen der Qualität der Messungen als auch der räumlichen Korrelationen und dem Abstand der Antenne zur Wand lässt sich in der Analyse erkennen. Der Einfluss der von der Wand hervorgerufenen Mehrwegeeffekte tritt bei den Antennen-Zeilen stärker in Erscheinung als bei den Antennen-Spalten, da die Antennen innerhalb einer Antennen-Zeile alle den gleichen Abstand zur Wand haben.

### 6.4.2.3 Korrelierende und nicht-korrelierende Anteile

In Abb. 6.28 werden die Kreuzkovarianzfunktionen zwischen Basislinie s-a4 und s-a5 bis zu einem Intervall von  $\pm 2000$  Sekunden dargestellt. Dadurch können die räumlichen Korrelationen für diese kurze Zeitverschiebung noch deutlicher erkannt werden.

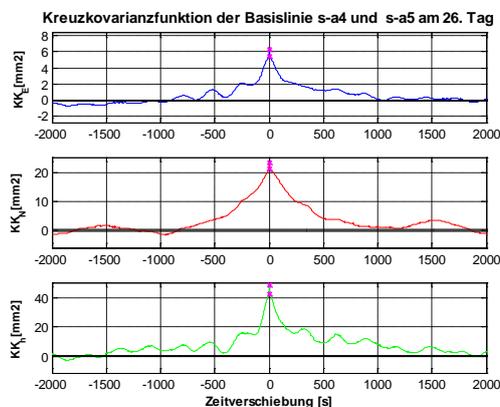


Abb. 6.28: Kreuzkovarianzfunktion zwischen der Basislinie s-a4 und s-5 am 26 Tag

Wie zuvor bereits erläutert, enthalten die Residuen sowohl den korrelierenden Anteil als auch den nicht-korrelierenden Anteil. Der Abfall der Werte zwischen der Zeitverschiebung Null und Eins in der Kreuzkorrelations- bzw. Kreuzkovarianzfunktion lässt sich durch die gemeinsamen Abweichungen beider Basislinien s-a4 und s-a5, die allerdings zeitlich nicht korreliert sind, erklären.

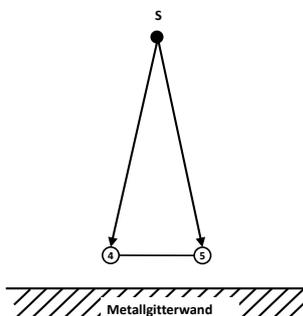


Abb. 6.29: Basislinien s-a4 und s-a5

Wie in Abb. 6.29 dargestellt, wird für die beiden Basislinien s-a4 und s-a5 dieselbe Referenzstation verwendet und ihre Roverstationen a4 und a5 stehen dicht beieinander. Die beiden Basislinien enthalten daher das gleiche weiße Rauschen der Referenzstation. Das weiße Rauschen ist zeitlich nicht korreliert, deswegen kann

es einen Abfall in der Kreuzkorrelation verursachen. Zusätzlich kann es sein, dass es Fehlereinflüsse gibt, die bei beiden Roverstationen zum gleichen Zeitpunkt ähnlich wirken und aber zeitlich unkorreliert wirken. Solche Fehlereinflüsse können auch einen Anteil zum Abfall der Kreuzkorrelation beitragen.

### Standardabweichung des nicht-korrelierenden Anteils

Die Standardabweichung des nicht-korrelierenden Anteils  $s_{\delta XY}$  kann nach Gleichung (6-8) und (6-9) berechnet werden:

$$s_{\delta XY}^2 = \hat{C}_{XY}(0) - \hat{C}_{XY}(1), \quad (6-8)$$

$$s_{\delta XY} = +\sqrt{s_{\delta XY}^2} \quad (6-9)$$

mit

$\hat{C}_{XY}(0)$ : Wert der empirischen Kreuzkovarianzfunktion (zwischen den Basislinien X und Y) bei einer Zeitverschiebung von Null,

$\hat{C}_{XY}(1)$ : Wert der empirischen Kreuzkovarianzfunktion (zwischen den Basislinien X und Y) bei einer Zeitverschiebung von Eins,

$s_{\delta XY}$ : empirische Standardabweichung des nicht korrelierenden Anteils beider Basislinien.

$s_{\delta XY}$  wird exemplarisch für die Basislinien s-a4 und s-a5 berechnet und in Tab. 6.4 als  $s_{\delta a4a5}$  angegeben. Die Autokorrelationsfunktion kann als eine spezielle räumliche Kreuzkorrelation betrachtet werden, für die die räumliche Distanz 0 m beträgt und bei der die gleichen Antennen verwendet werden. Die Standardabweichung des nicht-korrelierenden Anteils der Basislinie s-a4 wird aus der Autokovarianzfunktion nach Gleichung (6-2) und (6-3) berechnet und in Tab. 6.4 als  $s_{\delta a4a4}$  angegeben.

Tab. 6.4: Standardabweichung des nicht-korrelierenden Anteils

nicht-korrelierender Anteil	Standardabweichungen des weißen Rauschens [mm]			
	Ost	Nord	Höhe	Position
$s_{\delta a4a5}$	0,9	1,4	2,4	2,9
$s_{\delta a4a4}$	1,2	1,9	3,2	3,9

Beim Vergleich von  $s_{\delta a4a4}$  und  $s_{\delta a4a5}$  ist auffallend, dass  $s_{\delta a4a5}$  kleiner als  $s_{\delta a4a4}$  ausfällt. Dieser Effekt zeigt sich bei der Untersuchung anderer Kombinationen der Basislinien wieder. Der Unterschied lässt sich durch den räumlichen nicht-korrelierenden Anteil erklären, z.B. fällt das weiße Rauschen der Antennen a4 und a5 unterschiedlich aus.

### Der Einfluss des nicht-korrelierenden Anteils bei räumlichen Korrelationen

Die maximalen Kreuzkorrelationskoeffizienten, die in Abschnitt 6.4.2.1 und 6.4.2.2 und in Anhang D dargestellt werden, liegen alle bei einer Zeitverschiebung von  $\Delta t = 0$  Sekunde. Wird der nicht-korrelierende Anteil der Residuen herausgefiltert, liegen die maximalen Kreuzkorrelationskoeffizienten nicht mehr bei einer Zeitverschiebung von  $\Delta t = 0$  Sekunde, sondern bei abweichenden Werten. Außerdem ändert sich die Größe

der maximalen Kreuzkorrelationskoeffizienten. Dieser Sachverhalt wird im Folgenden anhand von Beispielen gezeigt und diskutiert.

Die originalen Residuen der Basislinien s-a4 und s-a5 werden hier beispielsweise durch das gleitende Mittel mit einer Fenstergröße von 30 Sekunden geglättet und anschließend werden die räumlichen Kreuzkorrelationsfunktionen berechnet.

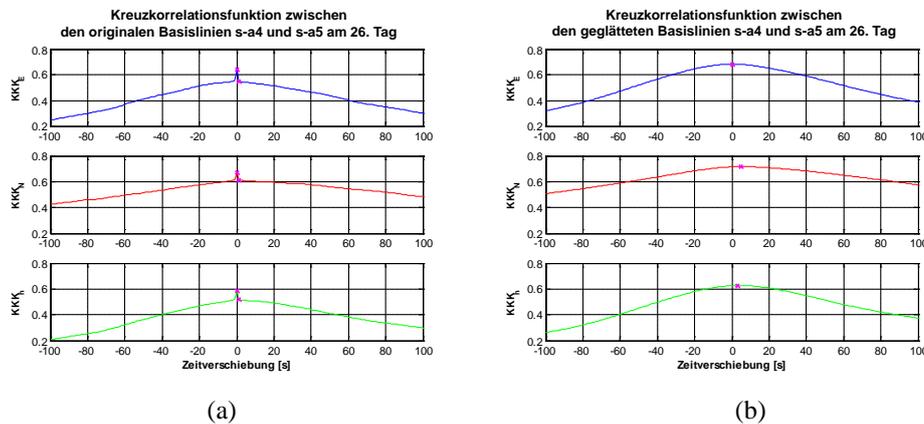


Abb. 6.30: Kreuzkorrelationsfunktion zwischen den originalen, geglätteten Basislinien s-a4 und s-a5

In Abb. 6.30 werden die Kreuzkorrelationsfunktionen der originalen und der geglätteten Basislinien gegenübergestellt (bis  $\pm 100$  Sekunden). In Abb. 6.30 b) ist im Gegensatz zu Abb. 6.30 a) kein Sprung erkennbar, da durch das gleitende Mittel das weiße Rauschen der Basislinien herausgefiltert wird. Für die geglätteten Basislinien liegen die Maxima jeweils bei einer Zeitverschiebung von 0, 5 und 3 Sekunden in der Ost-, Nord- und Höhenkomponente (vgl. Abb. 6.30 b).

Tab. 6.5: Maximale Kreuzkorrelationskoeffizienten und ihre zugehörigen Zeitverschiebungen zwischen den geglätteten Basislinien s-a4 und allen anderen Basislinien (Tageslösung am 26. Tag)

	Kreuzkorrelationskoeffizienten $R$				Zeitverschiebung des Maximums $\Delta t$ [Sekunde]		
	Ost	Nord	Höhe	Mittel	Ost	Nord	Höhe
<b>a4</b>	1,00	1,00	1,00	1,00	0	0	0
<b>a5</b>	0,69	0,72	0,63	0,68	0	5	3
<b>a6</b>	0,51	0,55	0,40	0,49	0	18	1
<b>a7</b>	0,55	0,63	0,54	0,57	3	4	-1
<b>a8</b>	0,48	0,55	0,42	0,48	2	5	0
<b>a9</b>	0,46	0,51	0,38	0,45	0	0	-4
<b>a10</b>	0,43	0,43	0,39	0,42	0	7	0
<b>a11</b>	0,40	0,38	0,33	0,37	0	0	-5
<b>a12</b>	0,33	0,36	0,26	0,31	3	0	3

In Tab. 6.5 werden die maximalen Kreuzkorrelationskoeffizienten und die zugehörigen Zeitverschiebungen zwischen der geglätteten Basislinie s-a4 und allen anderen geglätteten Basislinien aufgelistet. Die Zeitverschiebungen der Maxima ( $\Delta t$ ) sind für die verschiedenen Basislinienkombinationen unterschiedlich. Die maximalen Kreuzkorrelationskoeffizienten  $R(\Delta t)$  in Tab. 6.5 unterscheiden sich von denen in Tab. 6.3. Ein

Teil der Kreuzkorrelationskoeffizienten hat sich vergrößert (grau markiert in Tab. 6.5) und ein Teil hat sich verkleinert. Diese Tatsache ist damit begründet, dass durch das gleitende Mittel nicht nur die nicht-korrelierenden Teile, sondern auch ein Teil des korrelierenden Anteils herausgefiltert wird.

Wird die Fenstergröße verändert, variieren sowohl die Größe als auch die Zeitverschiebung der maximalen Korrelationskoeffizienten. Es wurden verschiedene Fenstergrößen des gleitenden Mittels für die Zeitreihen empirisch getestet, um festzustellen, ab welcher Fenstergröße die Standardabweichungen auf das Niveau der korrelierenden Fehler gesenkt werden. Das Ergebnis zeigt, dass das weiße Rauschen ab einer Fenstergröße von 10 Sekunden nahezu vollständig untergedrückt werden kann. Es wird allerdings eine Fenstergröße von 40 Sekunden für die Auswertung gewählt, da die Testergebnisse zeigen, dass viele Schwingungen mit Perioden von 35 bis 40 Sekunden aufgrund der Mehrwegeeffekte an den zwei Uni-Hochhäusern (K1 und K2) entstehen. Solche kurzperiodischen Schwingungen haben meistens kleine Amplituden bzw. geringe Fehlereinflüsse und sind i.d.R. bei Monitoring Applikationen nicht von Interesse. Demzufolge werden kurzperiodische Schwingungen, deren Perioden kürzer als 40 Sekunden sind, durch das gleitende Mittel herausgefiltert.

In kleinen Zeitblöcken kann man noch deutlicher erkennen, dass die Zeitverschiebungen ( $\Delta t$ ) der maximalen Kreuzkorrelationskoeffizienten nicht durchgehend den Wert Null ergeben. Nachfolgend wird ein Beispiel gezeigt.

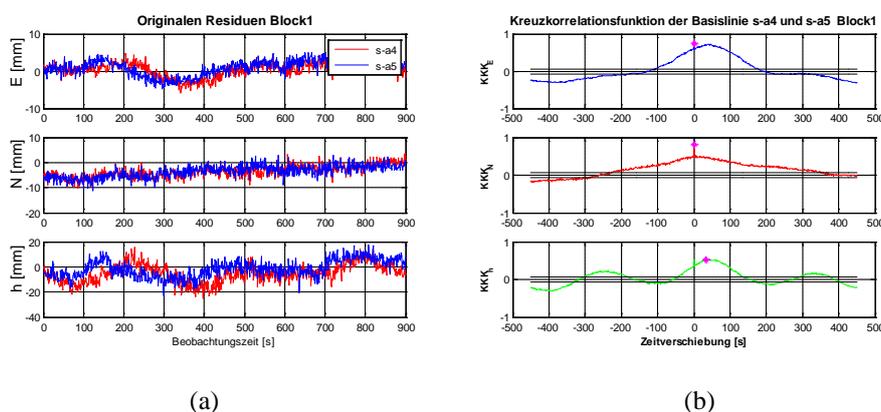


Abb. 6.31: Originale Residuen und Kreuzkorrelationsfunktionen der Basislinie s-a4 und s-a5 (Block 1)

Abb. 6.31 a) stellt die originalen Residuen der Basislinien s-a4 und s-a5 eines 15-minütigen Blockes dar. In Abb. 6.31 b) sind die entsprechenden Kreuzkorrelationsfunktionen dargestellt. Dieser Zeitblock enthält die ersten 15 Minuten der Tageslösung (am 26. Tag), deswegen wird er als Block 1 bezeichnet. Die Maxima der Kreuzkorrelationsfunktionen  $R(\Delta t)$  sind markiert (vgl. Abb. 6.31 b). Die Zeitverschiebungen  $\Delta t$  liegen in der Lagekomponente bei Null und in der Höhenkomponente bei einem positiven Wert. Die positive Zeitverschiebung  $\Delta t$  weist darauf hin, dass die Residuen der Basislinie s-a5 denen der Basislinie s-a4 zeitlich vorauslaufen. Diese Aussage lässt sich durch die Residuen der beiden Basislinien in der Höhenkomponente (vgl. Abb. 6.31 a) bestätigen. Ferner ist aus Abb. 6.31 a) ist zu erkennen, dass die Residuen der Ostkomponente der Basislinie s-a5 zeitlich ebenfalls der der Basislinie s-a4 vorauslaufen; allerdings liegt das Maximum der Kreuzkorrelation in diesem Fall bei Null. Dies kann durch die bereits bekannte Tatsache, dass die beiden Basislinien zu einem definierten Zeitpunkt durch dasselbe weiße Rauschen an der Referenzstation beeinflusst sind, begründet werden. Der nicht-korrelierende Anteil ist nicht vorhersagbar bzw. nicht determi-

nistisch bestimmbar und ist somit nicht von Interesse. Er beeinflusst jedoch die Berechnung der räumlichen Korrelation, deswegen muss dieser Anteil unterdrückt werden.

Aus diesem Grund werden die Residuen geglättet (gleitendes Mittel mit einer Fenstergröße von 40 Sekunden) und in Abb. 6.32 a) dargestellt. Hier wird deutlich, dass eine zeitliche Verschiebung zwischen den Residuen der beiden Basislinien auftritt.

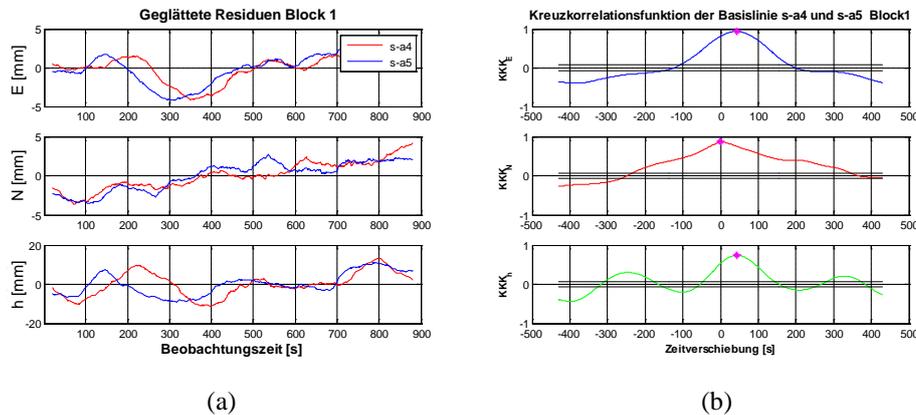


Abb. 6.32: Geglättete Residuen und Kreuzkorrelationsfunktionen der Basislinie s-a4 und s-a5 (Block 1)

Die Kreuzkorrelationsfunktionen zwischen den geglätteten Residuen sind in Abb. 6.32 b) dargestellt. Sowohl die Größe als auch die Zeitverschiebungen der Maxima  $R(\Delta t)$  haben sich geändert. Zum Beispiel liegt  $\Delta t$  der geglätteten Residuen der Ostkomponente nun bei  $\Delta t = 42$  Sekunden.  $R(\Delta t)$  hat sich in der Ostkomponente von 0,75 auf 0,94, in der Nordkomponente von 0,81 auf 0,87 und in der Höhenkomponente von 0,54 auf 0,74 erhöht. Dieses Ergebnis stimmt mit den Residuen überein (vgl. Abb. 6.32 a). Die in den Residuen der beiden Basislinien enthaltenen Schwingungen fallen in der Ost- und der Höhenkomponente recht ähnlich aus, sie sind lediglich zeitlich gegeneinander verschoben.

Die Residuen in der Nordkomponente fallen im Vergleich zu der Ost- und Höhenkomponente deutlich differierend aus (vgl. Abb. 6.32 a). Bei der Nordkomponente erscheint eine Schwingung wie ein linearer Trend (ähnlich wie der Fall in Abb. 2.17 c). Dies liegt vermutlich daran, dass die Mehrwegeeffekte unterschiedlich auf die Koordinatenkomponenten projiziert werden (ähnlich wie der Fall in Abb. 2.17 b). Daher unterscheidet sich die Zeitverschiebung in der Nordkomponente von denen der anderen Koordinatenkomponenten.

Mit diesem Beispiel wird empirisch gezeigt, dass die Residuen der Basislinien, deren Roverstationen dicht nebeneinander aufgestellt sind, korreliert sind. Durch Verwendung der Methode 2, die in Kapitel 6.5 vorgestellt wird, werden die Abweichungen einer Station A (z.B. Antenne a4) mit den Daten der benachbarten Station B (z.B. Antenne a5) korrigiert.

Die hohen räumlichen Korrelationen und die Zeitverschiebung zwischen den beiden Basislinien lassen sich durch die Eigenschaft der Mehrwegeeffekte bzw. durch Gleichung (2-22) erklären. Da die zwei Stationen dicht nebeneinander stehen, sind die Umweglängen der reflektierten Signale  $l_r(t)$  für beide Stationen leicht unterschiedlich, somit unterscheiden sich auch die Phasenverschiebungen der reflektierten Signale  $\Delta\varphi_r(t)$  für beide Stationen.

Zum Beispiel beträgt hier der Abstand zwischen Station a4 und a5 50 cm. Theoretisch kann die Differenz der Umweglängen beider Stationen  $\Delta l_r(t)$  zwischen 0 und 50 cm liegen. Im Folgenden werden die Phasenverschiebungen der Mischsignale  $\delta\varphi(t)$  für die beiden Stationen nach Gleichung (2-22) simuliert, unter der Annahme, dass  $\Delta l_r(t) = 2$  cm beträgt. Die durch einen Satelliten (z.B. der Satellit G16 in Tab. 2.5) resultierenden Phasenverschiebungen  $\delta\varphi(t)$  sind in Abb. 6.33 a) dargestellt. Die Zeitverschiebung und die hohe Korrelation zwischen den zwei Phasenverschiebungen  $\delta\varphi(t)$  ist eindeutig zu erkennen.

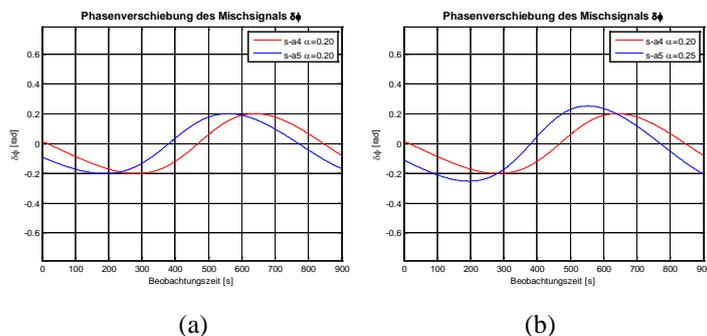


Abb. 6.33: Simulierte Phasenverschiebungen der Mischsignale an zwei benachbarten Stationen

Die Zeitverschiebung  $\Delta t$  beträgt hier in diesem Beispiel 82 Sekunden und kann mit  $\Delta l_r(t)$  variieren; sie kann positiv, negativ oder auch Null sein. Da sich mehrere Schwingungen in den Residuen überlagern, gibt es im Prinzip für jede Schwingung eine Zeitverschiebung  $\Delta t$ . Die aus der Kreuzkorrelationsfunktion berechnete Zeitverschiebung  $\Delta t$ , die die Lage des Maximums der Korrelation beschreibt, kann als ein „gewichtetes Mittel“ aller einzelnen Zeitverschiebungen betrachtet werden. Dies gilt ebenso für die gerechnete Korrelation  $R(\Delta t)$ . Das bedeutet zum einen, dass die Schwingung mit der größten Amplitude bei den berechneten  $\Delta t$  und  $R(\Delta t)$  die entscheidende Rolle spielt; dass aber zum anderen die Schwingungen mit kleinen Amplituden ebenfalls Einfluss haben.

Ferner ist Abb. 6.33 a) für den Fall simuliert, dass die Dämpfungsfaktoren ( $\alpha(t) = 0,20$ ) für beide Stationen gleich sind. Da der Dämpfungsfaktor von dem Einfallswinkel der reflektierten Signale abhängig ist (vgl. Abschnitt 2.2.2.1), ist es möglich, dass die beiden Stationen unterschiedliche Dämpfungsfaktoren haben. Dies wird in Abb. 6.33 b) für diesen Fall simuliert ( $\alpha_1(t) = 0,20$  und  $\alpha_2(t) = 0,25$ ). Aus Abb. 6.33 b) lässt sich erkennen, dass die Amplitude der Phasenverschiebung bzw. die Schwingungen unterschiedlich sind. Dieser Effekt lässt sich auch in Abb. 2.5 a) erkennen: je größer der Dämpfungsfaktor  $\alpha(t)$  ist, desto größer ist die Amplitude der  $\delta\varphi(t)$ .

Der Dämpfungsfaktor  $\alpha(t)$  hängt auch von der Materialeigenschaft des Reflektors ab (vgl. Abschnitt 2.2.2.1), wobei zwei nahe beieinanderstehende Stationen den gleichen Reflektor haben. Daher können die Dämpfungsfaktoren unterschiedlich sein, jedoch sollten sie nicht stark voneinander abweichen. Somit sollten die Amplituden der Abweichungen auch ähnlich sein.

#### 6.4.2.4 Geometrischer Zusammenhang zwischen den Basislinien

Wenn mehrere Roverstationen vorhanden sind, können die Basislinien zwischen den Roverstationen berechnet werden. Werden Messungen an drei Stationen S, A und B durchgeführt, können insgesamt drei Basislinien S-A, S-B und A-B bestimmt werden (vgl. Abb. 6.34).



Abb. 6.34: Geometrischer Zusammenhang zwischen drei Basislinien

Bisher wurden nur die gemessenen Basislinien S-A, S-B analysiert, die Basislinie A-B jedoch noch nicht. Der geometrischen Zusammenhang innerhalb eines Dreieckes ergibt, dass

$$\mathbf{AB} = \mathbf{SB} - \mathbf{SA} \quad (6-10)$$

mit

- AB:** Vektor/Basislinie A-B,
- SA:** Vektor/Basislinie S-A,
- SB:** Vektor/Basislinie S-B

allgemein gültig ist, unabhängig davon, ob eine Deformation auftritt oder nicht. Die Basislinie A-B kann einerseits nach Gleichung (6-10) als Differenz zwischen den gemessenen Basislinie S-A und S-B berechnet werden. Andererseits kann die Basislinie A-B aber auch, wie zuvor erläutert, direkt gemessen und ausgewertet werden. Der Unterschied zwischen der gerechneten und gemessenen Basislinie A-B ist als Widerspruch zu betrachten.

Die originalen Residuen der Basislinien S-A, S-B und A-B werden hier jeweils als  $x_{SA}$ ,  $x_{SB}$  und  $x_{AB}$  bezeichnet. Die Residuen werden geglättet, woraus sich die geglätteten Residuen  $g_{SA}$ ,  $g_{SB}$  und  $g_{AB}$  ergeben. Die gerechneten Residuen der Basislinie A-B  $d_{AB}$  werden nach Gleichung (6-11) berechnet. Wenn die Differenzen zwischen den gerechneten Residuen  $d_{AB}$  und den Residuen der gemessenen geglätteten Basislinie  $g_{AB}$  nach Gleichung (6-12) gebildet werden, können sie als Widersprüche  $w_{AB}$  bezeichnet werden. Die Widersprüche  $w_{AB}$  sollen zu jedem Zeitpunkt theoretisch Null betragen.

$$\mathbf{d}_{AB} = \mathbf{g}_{SB} - \mathbf{g}_{SA}, \quad (6-11)$$

$$\mathbf{w}_{AB} = \mathbf{d}_{AB} - \mathbf{g}_{AB} \quad (6-12)$$

mit

- $d_{AB}$ :** geglättete Residuen der gerechneten Basislinie A-B,
- $g_{SB}$ :** geglättete Residuen der gemessenen Basislinie S-B,
- $g_{SA}$ :** geglättete Residuen der gemessenen Basislinie S-A,
- $g_{AB}$ :** geglättete Residuen der gemessenen Basislinie A-B,
- $w_{AB}$ :** Widersprüche zwischen den geglätteten berechneten und den gemessenen Residuen der Basislinie A-B.

In den folgenden Beispielen wird Antenne a4 als Station A und Antenne a5 als Station B betrachtet. In Abb. 6.35 werden die Residuen der Basislinien a4-a5  $d_{a4a5}$  und  $g_{a4a5}$  sowie die Widersprüche  $w_{a4a5}$  von zwei 15-minütigen Blöcken exemplarisch gezeigt. Bei den beiden Blöcken handelt es sich um den ersten und den siebten 15-minütigen Block der Tageslösung (am 26. Tag), daher sind sie jeweils als Block 1 und Block 7 bezeichnet (jeweils a und b in Abb. 6.35).

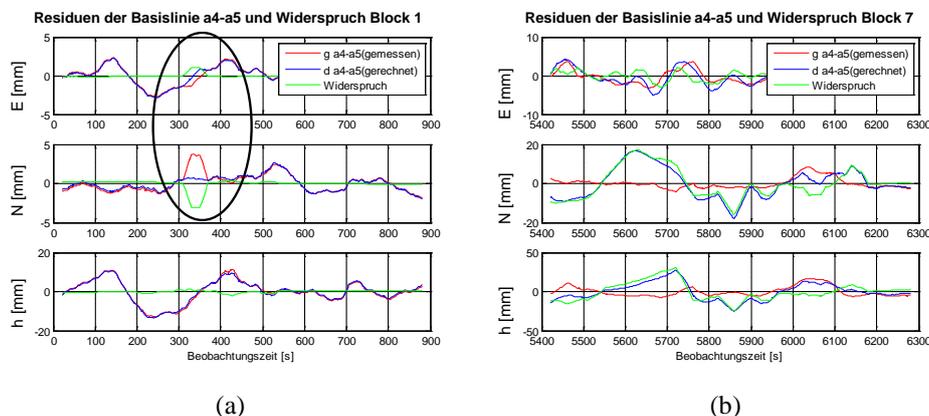


Abb. 6.35: Vergleich der gemessenen und gerechneten Basislinien und Widerspruch des Blockes 1 (a) und des Blockes 7 (b)

In den meisten Fällen gilt, wie Abb. 6.35 a) gezeigt, dass die gemessenen und die gerechneten Residuen der Basislinien zueinander passen und somit die Widersprüche nahezu Null betragen. Es treten jedoch auch einige Ausnahmen auf, bei denen die Widersprüche der Basislinienlösungen bei einigen Millimetern liegen. Diese sind in Abb. 6.35 a) durch eine Ellipse markiert. Für die markierten Bereiche in diesem Beispiel ist offensichtlich, dass die gemessenen Residuen größere Abweichungen aufweisen. Bei einigen Blöcken, wie hier bei Block 7 (vgl. in Abb. 6.35 b) liegen die Widersprüche meistens in einem Bereich von einigen Millimetern bis zu einigen Zentimetern. Nachfolgend werden solche großen Widersprüche an diesem Beispiel analysiert.

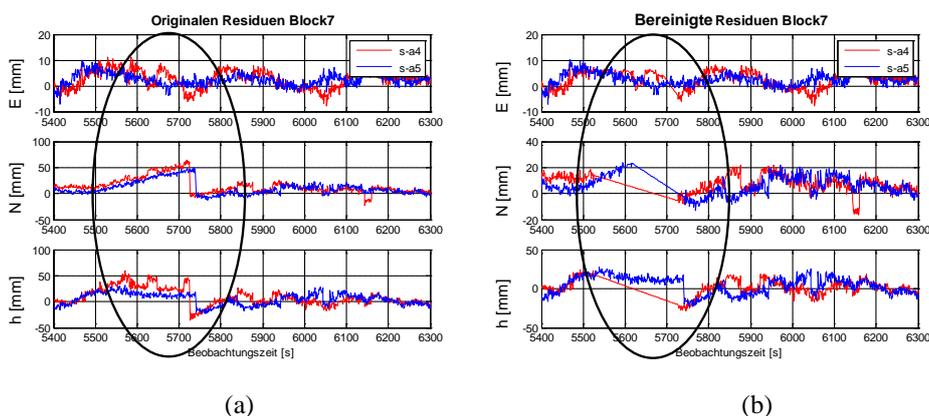


Abb. 6.36: Originale (a) und bereinigte (b) Residuen der Basislinien s-a4 und s-a5 des Blockes 7

In Abb. 6.36 sind die originalen und die bereinigten Residuen der Basislinien s-a4 und s-a5 des Blockes 7 dargestellt. In dem mit einer Ellipse markierten Bereich lassen sich viele Ausreißer bei den originalen Residuen erkennen. Die Größenordnung dieser Ausreißer ist relativ groß und sie wurden wahrscheinlich durch Beugungseffekte verursacht. Außerdem sind Sprünge in den Residuen zu erkennen. Wahrscheinlich wurden

an diesen Stellen die Mehrdeutigkeitsparameter neu berechnet. Diese Ausreißer lassen sich zum Teil in der Vorprozessierung eliminieren. Die Fehlereinflüsse wirken sich in diesem Beispiel bei der Basislinie s-a4 stärker als bei Basislinie s-a5 aus. Aus diesen Gründen ist bei den bereinigten Residuen (vgl. Abb. 6.36 b) zu erkennen, dass mehr Ausreißer der Basislinie s-a4 als bei der Basislinie s-a5 eliminiert und interpoliert werden. Insbesondere weisen die Residuen der beiden Basislinien in dem mit einer Ellipse markierten Bereich in Abb. 6.36 b) große Abweichungen auf. Solch große Abweichungen lassen sich nicht durch Glättung eliminieren. Demzufolge weisen die gerechneten Residuen  $d_{a4a5}$  in Abb. 6.35 b) ebenfalls große Abweichungen auf.

Im Vergleich zu  $d_{a4a5}$  zeigen die gemessenen Residuen  $g_{a4a5}$  (vgl. Abb. 6.35 b) in Block 7 kleinere Abweichungen, insbesondere in der Nord- und Höhenkomponente. Ob die gerechneten  $d_{a4a5}$  oder die gemessenen Residuen  $g_{a4a5}$  kleinere Abweichungen zeigen, unterliegt dem Zufall. In Block 1 weisen die gerechneten Residuen  $d_{a4a5}$  beispielsweise kleinere Abweichungen als die gemessenen Residuen  $g_{a4a5}$  auf.

Methode 2 (vgl. Kapitel 6.5) vergleicht die gerechneten und die gemessenen Residuen der Basislinien A-B miteinander. Dazu werden jeweils die Residuen mit den kleineren Abweichungen verwendet, um die Residuen der Basislinie S-A oder S-B zu korrigieren. Durch dieses Verfahren können große Abweichungen in den Residuen der gemessenen Basislinien S-A und S-B zum Teil reduziert werden. Dieser Schritt wird als eine „geometrische Korrektur“ bezeichnet und in Kapitel 6.5 mit Beispielen detaillierter betrachtet.

#### 6.4.2.5 Fazit

Die Analyse der räumlichen Korrelationen in den Abschnitten 6.4.2.1 bis 6.4.2.4 lässt sich in folgenden Punkten zusammenfassen:

- 1) Die räumlichen Kreuzkorrelationen sind nach etwa 15 bis 30 Minuten vernachlässigbar. Eine Auswertung in 15-minütigen Blöcken ist daher sinnvoll (vgl. Abschnitt 6.4.2.1).
- 2) Die räumlichen Korrelationskoeffizienten fallen im Allgemeinen mit zunehmendem Abstand zwischen den Antennen, jedoch richtungsabhängig, ab. Es lässt sich ein genereller Zusammenhang zwischen den Änderungen der räumlichen Korrelationen und den Mehrwegeeffekten erkennen (vgl. Abschnitt 6.4.2.2).
- 3) Durch die Reduzierung des nicht-korrelierenden Anteils ändern sich sowohl die Größe als auch die Zeitverschiebung der Maxima der Kreuzkorrelationen (vgl. Abschnitt 6.4.2.3).
- 4) Wenn mehr als zwei Stationen vorhanden sind, kann der geometrische Zusammenhang zwischen den Basislinien genutzt werden (vgl. Abschnitt 6.4.2.4), um große Abweichungen in den Residuen zu reduzieren. Dieser Schritt, die „geometrische Korrektur“, wird in Abschnitt 6.5.1 weiter erläutert.

## 6.5 Methode zur Qualitätssteigerung durch räumliche Korrelationen

### 6.5.1 Methode 2

Die in Kapitel 6.3 beschriebene Methode 1 kommt mit einer einzelnen Roverstation aus. Für Methode 2, die in diesem Abschnitt vorgestellt wird, müssen mindestens zwei Roverstationen vorhanden sein, da diese Methode auf den räumlichen Korrelationen basiert. Methode 2 wird für zwei dicht nebeneinanderstehende Roverstationen A und B und eine Referenzstation S beschrieben. Der Auswertablauf der Methode 2 wird in Abb. 6.37 grafisch dargestellt.

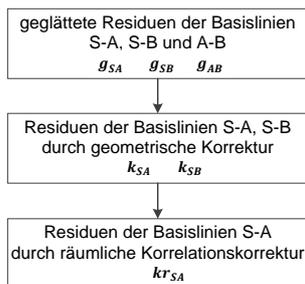


Abb. 6.37: Ablauf der Methode 2

- 1) Im ersten Schritt, der in dieser Arbeit als „geometrische Korrektur“ bezeichnet wird, werden die geglätteten Residuen der Basislinien S-A und S-B durch ihren geometrischen Zusammenhang korrigiert (vgl. Abschnitt 6.4.2.4). Daraus ergeben sich die Residuen  $k_{SA}$  und  $k_{SB}$ .
- 2) Im zweiten Schritt werden die Residuen  $k_{SA}$  durch  $k_{SB}$  mithilfe ihrer räumlichen Korrelation korrigiert. Die resultierenden Residuen der Basislinie S-A werden als  $kr_{SA}$  bezeichnet. Die Residuen der Basislinie S-B werden im zweiten Schritt nur für die Korrektur verwendet und somit nicht verbessert. Dieser Schritt wird in der Arbeit als „räumliche Korrelationskorrektur“ bezeichnet.

Im Folgenden wird die Vorgehensweise dieser zwei Schritte der Methode 2 „geometrische Korrektur“ und „räumliche Korrelationskorrektur“ genauer erläutert.

### Geometrische Korrektur

Wie in Abschnitt 6.4.2.4 beschrieben, können die Residuen der Basislinie S-A oder S-B über den geometrischen Zusammenhang korrigiert werden. Abb. 6.38 stellt den Ablauf dieser geometrischen Korrektur dar.

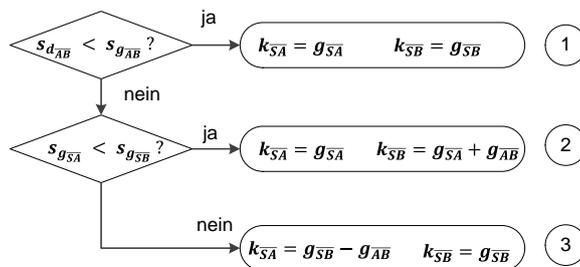


Abb. 6.38: Ablauf der geometrischen Korrektur

- Die Standardabweichungen der berechneten und gemessenen Residuen der Basislinie A-B  $s_{dAB}$  und  $s_{gAB}$  werden zuerst miteinander verglichen. Wenn  $s_{dAB}$  kleiner ist, wird  $k_{SA} = g_{SA}$  und  $k_{SB} = g_{SB}$  gesetzt. Das bedeutet, dass die Residuen der beiden Basislinien nicht durch die geometrische Korrektur korrigiert werden (Fall 1 in Abb. 6.38).
- Wenn  $s_{gAB}$  kleiner ist, werden die gemessenen Residuen  $g_{AB}$  herangezogen, um die Residuen der Basislinie S-A oder S-B zu korrigieren. Die Standardabweichung der Residuen der Basislinien S-A und S-B ( $s_{gSA}$  und  $s_{gSB}$ ) werden anschließend verglichen. Je nachdem, welche Basislinie eine schlechtere Standardabweichung hat, wird diese Basislinie mit den gemessenen Residuen  $g_{AB}$  korrigiert, und die andere Basislinie (z.B. die Basislinie S-B) bleibt unverändert (Fall 2 oder Fall 3 in Abb. 6.38).

### Räumliche Korrelationskorrektur

Im Anschluss erfolgt die räumliche Korrelationskorrektur. Wie in Abb. 6.32 gezeigt wurde, fallen die Residuen der Basislinie S-A und S-B bis auf gewisse Zeitverschiebungen  $\Delta t$  sehr ähnlich aus. Da die Amplituden der beiden Schwingungen unterschiedlich sein können (vgl. Abschnitt 6.4.2.4), ist ein Ähnlichkeitsmaß  $m$  zwischen den beiden Residuen zu definieren. Da die Amplituden der beiden Schwingungen nicht allzu stark voneinander abweichen können, sollte das Ähnlichkeitsmaß  $m$  nahe bei Eins liegen. Die Zeitverschiebung  $\Delta t$  ergibt sich aus der Kreuzkorrelationsfunktion, wobei das Maximum der Kreuzkorrelation bei  $\Delta t$  liegt. Da die Zeitverschiebung  $\Delta t$  und das Ähnlichkeitsmaß  $m$  für die einzelnen Koordinatenkomponenten berechnet werden, sind  $\Delta t$  und  $m$   $3 \times 1$  Vektoren. Wie in Gleichung (6-13) dargestellt, werden die Residuen der Basislinie S-B  $k_{SB}(t)$  um  $\Delta t$  auf der Zeitachse verschoben und anschließend mit dem Ähnlichkeitsmaß  $m$  multipliziert. Daraus ergibt sich das Produkt  $m \cdot k_{SB}(t + \Delta t)$ . Dieses Produkt wird von den Residuen der Basislinie S-A  $k_{SA}(t)$  abgezogen (vgl. Gleichung (6-13)).

Die resultierenden Residuen  $kr_{SA}(t)$  sind die Residuen der räumlichen Korrelationskorrektur:

$$kr_{SA}(t) = k_{SA}(t) - m \cdot k_{SB}(t + \Delta t). \quad (6-13)$$

Das Ähnlichkeitsmaß  $m$  wird unter der Annahme, dass

$$k_{SA}(t) = m \cdot k_{SB}(t + \Delta t) \quad (6-14)$$

gilt, bestimmt.  $m$  wird als Unbekannte durch eine Ausgleichung geschätzt:

$$m = k_{SA}(t) \cdot k_{SB}^{-1}(t + \Delta t) = (k_{SB}^T(t + \Delta t) \cdot k_{SB}(t + \Delta t))^{-1} \cdot k_{SB}^T(t + \Delta t) \cdot k_{SA}(t). \quad (6-15)$$

Im Prinzip kann auch das Maximum der Kreuzkorrelationsfunktion  $R(\Delta t)$  als Ähnlichkeitsmaß  $m$  definiert werden. Allerdings variiert der Betrag von  $R(\Delta t)$  nur zwischen 0 und 1. Das Verhältnis der zwei Amplituden kann allerdings auch größer als Eins sein. Durch die Ausgleichung wird  $k_{SB}(t + \Delta t)$  so skaliert, dass  $m \cdot k_{SB}(t + \Delta t)$  und  $k_{SA}(t)$  optimal zueinander passen. Daher ist die Berechnung des Ähnlichmaßes  $m$  nach Gleichung (6-15) am geeignetsten.

### 6.5.2 Beispiel

In diesem Abschnitt wird Methode 2 beispielsweise mit den gleichen Blöcken wie in Abschnitt 6.5.1 (Block 1 und Block 7 der Basislinien s-a4 und s-a5) evaluiert. Die Reduzierung der Abweichungen durch Methode 2 können anhand dieser Beispiele veranschaulicht werden.

#### Geometrische Korrektur

Die Residuen der Basislinien werden in Methode 2 zunächst geometrisch korrigiert. Abb. 6.39 zeigt die Residuen der Basislinien s-a4 und s-a5 des Blockes 1 und 7 (jeweils a und b) nach der geometrischen Korrektur. Wie bereits in Abb. 6.35 a) dargestellt, weisen die berechneten Residuen  $d_{a4a5}$  bei Block 1 kleinere Standardabweichungen auf als die gemessenen Residuen  $g_{a4a5}$  in allen drei Koordinatenkomponenten (vgl.

Fall 1 in Abb. 6.38). Deswegen bleiben die Residuen  $g_{sa4}$  und  $g_{sa5}$  nach der geometrischen Korrektur unverändert (vgl. Abb. 6.32 a und Abb. 6.39 a).

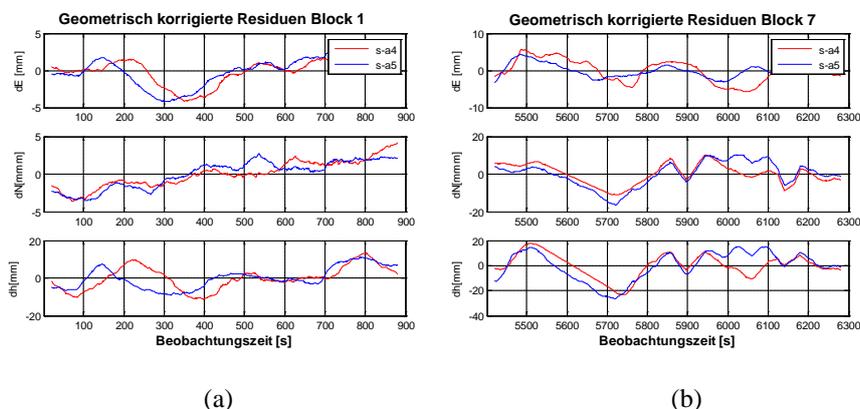


Abb. 6.39: Geometrisch korrigierte Residuen der Basislinien s-a4 und s-a5 des Blockes 1 (a) und 7 (b)

Im Gegensatz zu Block 1 gilt für Block 7 in allen Koordinatenkomponenten  $s_{ga4a5} < s_{da4a5}$ . Demzufolge werden die gemessenen Residuen  $g_{a4a5}$  als Korrektur herangezogen. Nach dem Vergleich der Standardabweichungen der einzelnen Koordinatenkomponenten werden in Block 7 die Ostkomponente der Basislinie s-a4 (vgl. Fall 3 in Abb. 6.38) und die Nord- und Höhenkomponente der Basislinie s-a5 (vgl. Fall 2 in Abb. 6.38) korrigiert.

**Räumliche Korrelationskorrektur**

Im Anschluss folgt die räumliche Korrelationskorrektur. Die berechneten Kreuzkorrelationsfunktionen zwischen zwei Residuen  $k_{sa4}$  und  $k_{sa5}$  des Blockes 1 und 7 werden in Abb. 6.40 dargestellt. Aus Abb. 6.40 ist zu erkennen, dass die maximalen Korrelationen  $R(\Delta t)$  zum Teil größer als 0,9 sind. Dies bestätigt die Tatsache, dass die Fehlereinflüsse bei dicht beieinander stehenden Antennen meistens sehr ähnlich ausfallen. Ferner ist die Tatsache auffallend, dass, wenn die geometrische Korrektur bei Block 7 nicht angebracht wurde, die Korrelationen in Block 7 geringer sind.

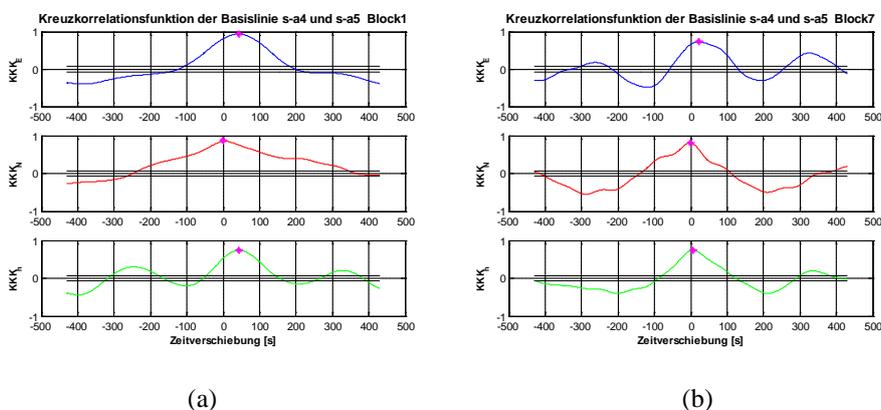


Abb. 6.40: Kreuzkorrelationsfunktion der Basislinien s-a4 und s-a5 des Blockes 1 (a) und 7 (b)

Alle Residuen  $k_{sa5}$  werden um die entsprechende Zeitverschiebung  $\Delta t$  auf der Zeitachse verschoben und in Abb. 6.41 mit  $k_{sa4}$  zusammen dargestellt. Aus Abb. 6.41 ist ersichtlich, dass die Residuen der Basislinie

s-a4 mit den verschobenen Residuen der Basislinie s-a5 in beiden Blöcken im Allgemein gut zusammenpassen. Das heißt, dass die durch die Kreuzkorrelationsfunktion berechneten Zeitverschiebungen sinnvoll sind.

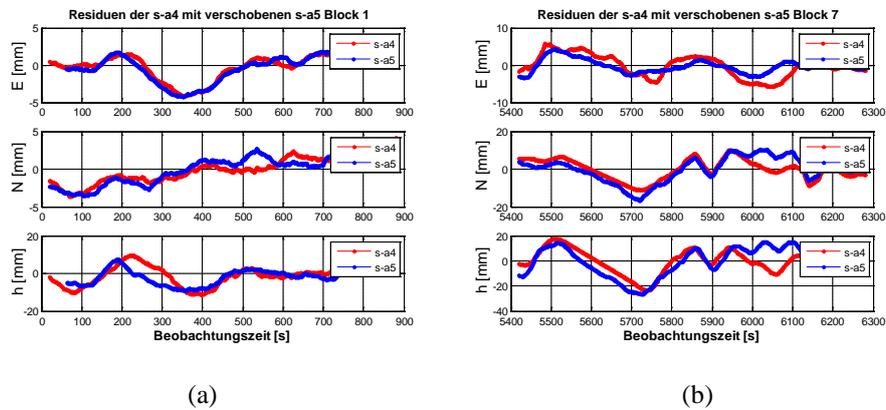


Abb. 6.41: Residuen der Basislinien s-a4 mit verschobener Basislinie s-a5 des Blockes 1 (a) und 7 (b)

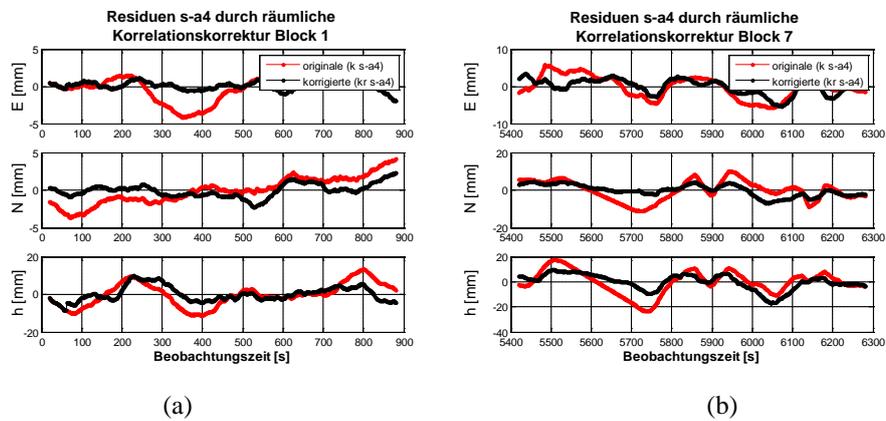


Abb. 6.42: Residuen der Basislinie s-a4 nach der räumlichen Korrelationskorrektur des Blockes 1 (a) und 7 (b)

Die Residuen der Basislinie s-a4  $kr_{sa4}$  nach der räumlichen Korrelationskorrektur werden berechnet. In Abb. 6.42 werden die beiden Residuen  $k_{sa4}$  und  $kr_{sa4}$  einander gegenübergestellt. Aus Abb. 6.42 lässt sich erkennen, dass die Schwankungen in den Residuen  $k_{sa4}$  in beiden Blöcken deutlich unterdrückt werden. Wie stark die räumliche Korrelationskorrektur das Ergebnis verbessert, ist im Allgemeinen von der Größe der Kreuzkorrelation abhängig. Die Größe der räumlichen Kreuzkorrelation variiert wiederum mit der Zeit und mit der gewählten Basislinienkombination. Aus diesem Grund wird diese Methode in Kapitel 6.6 ausführlich evaluiert.

## 6.6 Evaluierung der zwei Methoden

In dieser Arbeit wurden die Messungen an einem unbewegten Objekt durchgeführt. Keine der Messungen wurde an einem Objekt, das sich im Beobachtungszeitraum deformiert hat, durchgeführt. Die entwickelten Methoden sollen prinzipiell für Monitoring Applikationen einsetzbar sein. Deswegen werden die Methoden anhand simulierter Deformation evaluiert.

Wie in Abschnitt 4.4.3 beschrieben, kann die Qualität der zwei Methoden für Monitoring Applikationen anhand der zwei Qualitätsmerkmale „Genauigkeit“ und „Korrektheit“ bewertet werden.

Die Methoden werden in diesem Kapitel zuerst mit originalen Messungen, die an einem unbewegten Objekt erfasst wurden, evaluiert. Da bei einem unbewegten Objekt keine Deformationen vorliegen, kann anhand dieses Szenarios untersucht werden, ob falsche Alarmer ausgelöst werden. Damit kann die Rate des falschen Alarms berechnet werden und die Korrektheit, die mittels der beiden vorgestellten Methoden getroffen werden, kann diesbezüglich beurteilt werden.

Um die Aussagekraft der beiden Methoden auch für auftretende Deformationen zu evaluieren, werden die Messdaten mit simulierten Deformationen überlagert. In diesem Fall ist bekannt, dass eine Deformation vorliegt. Deswegen kann die Rate des unterlassenen Alarms für beide Methoden berechnet werden. Die Korrektheit der mittels der beiden Methoden getroffenen Aussagen bezüglich des unterlassenen Alarms lässt sich somit evaluieren.

## 6.6.1 Evaluierungsablauf

### 6.6.1.1 Evaluierungsablauf mit unbewegten Objekten

Das Ziel dieser Evaluierung ist ein Vergleich zwischen den Originaldaten (ohne Anwendung einer Methode zur Qualitätssteigerung) und den Daten, die mit den beiden vorgestellten Methoden bearbeitet werden. Hierzu werden die beiden Merkmale Genauigkeit (Standardabweichungen) und Korrektheit (Rate des falschen Alarms) betrachtet.

Abb. 6.43 stellt den Evaluierungsablauf für die Anwendung der zwei Methoden am unbewegten Objekt dar. Wie in Abb. 6.43 gezeigt wird, wird im originalen Fall und bei Methode 1 nur eine Roverstation bzw. eine Basislinie (S-A) einbezogen. Methode 2 benötigt noch eine weitere Station B und somit sind die Basislinien S-A, S-B und A-B in Methode 2 involviert.

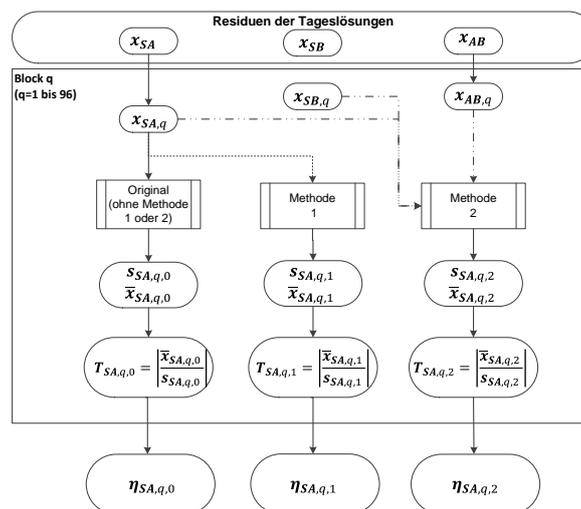


Abb. 6.43: Evaluierungsablauf der Methoden mit unbewegten Objekten

In Kapitel 6.2 und 6.4 wird gezeigt, dass die zeitlichen und räumlichen Korrelationen nach etwa 15 Minuten vernachlässigt werden können. Um die Nahe-Echtzeitauswertung für Monitoring Applikationen zu simulieren, wird die Evaluierung in 15-minütigen Datenblöcken durchgeführt. Es gibt 96 Blöcke für jede Basislinie, wenn die Tageslösung in 15-minütige Blöcke aufgeteilt wird und eine entsprechende Anzahl von Residuen.

Der Mittelwert  $\bar{x}$  und die Standardabweichung  $s$  der Basislinie S-A können für jeden Block und in jeder Koordinatenkomponente berechnet werden (jeweils mit den originalen Residuen und den durch Verwendung der zwei Methoden entstandenen Residuen). Um sie besser unterscheiden zu können, sind die Mittelwerte und die Standardabweichungen der drei Fälle jeweils mit dem Index 0, 1 und 2 in Abb. 6.43 versehen. Wie in Abschnitt 4.4.3 erläutert, wird die Aussage über auftretende Deformation mittels eines Signifikanztests getroffen. Dabei wird die Testgröße für alle drei Fälle nach Gleichung (6-16) berechnet:

$$T_{j,q} = \left| \frac{\bar{x}_{j,q}}{s_{j,q}} \right| \quad (6-16)$$

mit

- $j$ : Komponentenummer,  $j = 1, 2, 3$  stehen jeweils für Ost-, Nord- und Höhenkomponente,
- $q$ : Blocknummer,
- $\bar{x}_{j,q}$ : Mittelwerte der Residuen des Blockes  $q$  in der  $j$ -Komponente,
- $s_{j,q}$ : empirische Standardabweichung der Residuen des Blockes  $q$  in der  $j$ -Komponente.

Überschreitet die Testgröße  $T_{j,q}$  das Quantil  $t_{f,1-\alpha/2}$ , so zeigt dies das Vorliegen einer Deformation im Zeitblock  $q$ ; somit muss ein Alarm ausgelöst werden. In diesem Fall sind ausgelöste Alarme als Fehlalarme zu betrachten.

Die Rate der Fehlalarme in den einzelnen Komponenten  $\eta_E$ ,  $\eta_N$  und  $\eta_h$  ist nach Gleichung (4-7) zu berechnen, wobei die gesamte Anzahl der Blöcke  $n_b = 96$  ist. Die durchschnittliche Rate des falschen Alarms  $\eta_m$  kann anschließend nach Gleichung (4-8) berechnet werden. Die Raten der Fehlalarme werden jeweils für die originalen Residuen und für die durch Verwendung der zwei Methoden entstandenen Residuen berechnet. Sie sind jeweils mit den Indizes 0, 1 und 2 in Abb. 6.43 versehen.

### 6.6.1.2 Evaluierungsablauf mit simulierten Bewegungen

#### Simulation der Deformation

Die zwei beschriebenen Methoden können zur Detektion von sprunghaften und linearen Deformationen, die in Abb. 6.44 dargestellt sind, verwendet werden.

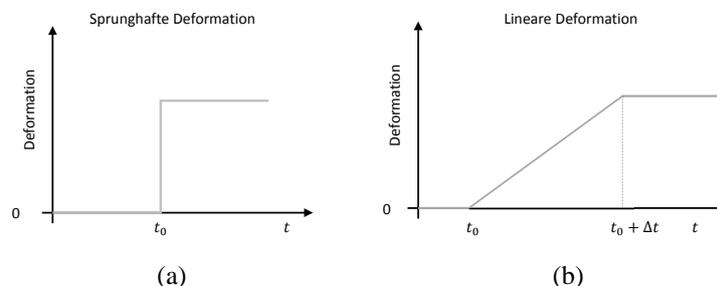


Abb. 6.44: Sprunghafte (a) und lineare (b) Deformation

Bei der sprunghaften Deformation wird zu einem bestimmten Zeitpunkt  $t_0$  eine sprunghafte Änderung in der Zeitreihe vorkommen, danach bleibt die Änderung in den Koordinaten konstant. Bei der linearen Defor-

mation ist die Änderung nicht sprunghaft, sondern dauert eine gewisse Zeit  $\Delta t$  an, bis die Koordinaten konstant bleiben. Die Änderung während des Zeitintervalls  $\Delta t$  verläuft linear. Beide Deformationstypen können den Mittelwert der Zeitreihen verändern und somit das Deformationsverhalten beispielsweise eines Handgrutes beschreiben. Beide kommen in der Realität auch in Kombination vor. Die sprunghafte Deformation kann als ein Sonderfall der linearen Deformation betrachtet werden, bei der  $\Delta t = 0$  beträgt. Da sich die beiden Deformationstypen mit gleichen Effekten auf die Zeitreihen auswirken, werden die zwei Methoden in der Arbeit mit simulierten sprunghaften Deformationen evaluiert.

Ob eine Deformation aufgedeckt werden kann, ist von der Größe der Deformation abhängig; je größer die Deformation ist, desto einfacher kann die Deformation detektiert werden. Die Methoden sollen die Detektionsquote kleiner Deformationen erhöhen bzw. die Raten des unterlassenen Alarms reduzieren. Bei der Simulation wird die Größe der Deformation mit der einfachen Standardabweichung ( $1\sigma$ ) der Koordinatenkomponenten angesetzt. In Abb. 6.45 werden beispielsweise die Standardabweichungen der Tageslösung  $\sigma_E = 3,2$  mm,  $\sigma_N = 5,6$  mm und  $\sigma_h = 9,0$  mm der Basislinie s-a4 als Größe der Deformation verwendet.

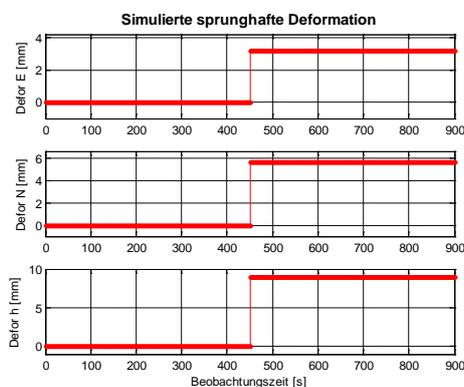


Abb. 6.45: Simulierte sprunghafte Deformation im ersten 15-minütigen Block

Ferner, je früher die Deformation innerhalb eines Blockes auftritt, desto stärker wird der Mittelwert des Blockes verändert, und somit kann diese Deformation einfacher detektiert werden. Wie in Abb. 6.45 dargestellt, wird im ersten Block zum Zeitpunkt  $t_0 = 450$  Sekunden (Mitte des ersten Blockes) für alle Koordinatenkomponenten eine sprunghafte Deformation (mit  $1\sigma$ ) simuliert und diese zu den bei unbewegten Objekten gemessenen Residuen addiert. Für die Zeitreihe bedeutet das, dass sich die Mittelwerte aller Komponenten für den ersten Block um  $0,5\sigma$  und bei allen anderen Blöcke um  $1\sigma$  verschieben. Dies bedeutet, dass alle nachfolgenden Blöcke Positionsverschiebungen in den Mittelwerten aufweisen müssen. Die Standardabweichungen im ersten Block werden größer, in allen nachfolgenden Blöcken bleiben sie unverändert.

Es ist außerdem auch möglich, die realen sprunghaften oder linearen Deformationen empirisch zu simulieren, indem die Antennen auf einem speziellen Adapter aufgebaut werden, an dem die horizontale oder vertikale Bewegung der Antennen manuell eingestellt werden kann. In der Arbeit wird auf eine derartige Simulation verzichtet, da sich bei einer solchen Simulation die Abstände zwischen Antenne und Reflektoren verändern (vgl.  $h$  und  $d$  in Abb. 2.11 und Abb. 2.12). In der Praxis verändern sich die Abstände zwischen Antenne und Reflektoren bei einer Deformation, z.B. an Staumauern, nicht. Daher werden die Evaluierungen der Methoden in dieser Arbeit anhand von mathematisch simulierten Deformationsdaten durchgeführt.

## Evaluierungsablauf

Der Evaluierungsablauf für die zwei Methoden mit simulierten Deformationen ist in Abb. 6.46 dargestellt. Bei Methode 2 wird davon ausgegangen, dass sich die Deformation gleichzeitig auf die zwei Roverstationen auswirkt, sodass die Basislinien S-A und S-B von der gleichen simulierten Deformation überlagert werden. Die Residuen der gemessenen Basislinie A-B bleiben unverändert. Die nachfolgenden Rechenschritte sind gleich wie beim Evaluierungsablauf bei unbewegten Objekten in Abschnitt 6.6.1.1. Die Zeitreihen werden auf 96 Blöcken aufgeteilt. Der Mittelwert  $\bar{x}$  und die Standardabweichung  $s$  der Basislinie S-A werden berechnet. Anschließend erfolgt die Berechnung der Testgröße nach Gleichung (6-16). Falls die Testgröße das Quantil  $t_{f,1-\alpha/2}$  überschreitet, bedeutet dies, dass eine Deformation im Zeitblock  $q$  auftritt und ein Alarm ausgelöst werden muss.

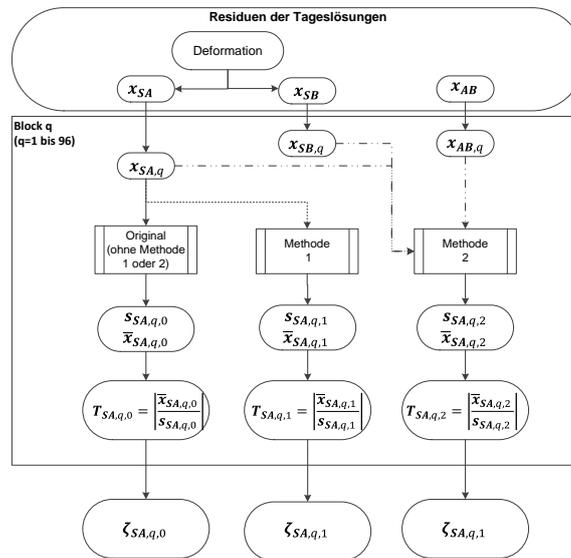


Abb. 6.46: Evaluierungsablauf für beide Methoden mit simulierten Deformationen

Hier ist bekannt, dass in jedem Block Deformationen vorhanden sind, d.h. es sollte für jeden Block ein Alarm angezeigt werden. Um die Korrektheit der Aussage zu beurteilen, werden die Raten der unterlassenen Alarme berechnet.

Die Raten des unterlassenen Alarms  $\zeta_E$ ,  $\zeta_N$  und  $\zeta_h$  für die einzelnen Komponenten werden nach Gleichung (4-5) mit  $n_b = 96$  bestimmt. Die durchschnittliche Rate des unterlassenen Alarms  $\zeta_m$  ist nach Gleichung (4-6) zu berechnen. Die Raten des unterlassenen Alarms können jeweils für die originalen Residuen und für die Residuen, die nach der Verwendung der Methode 1 und 2 berechnet werden, verwendet werden. Die drei Fälle sind in Abb. 6.46 mit den Indizes 0, 1 und 2 versehen.

### 6.6.1.3 Mittelwerte und Trends der Einzelblöcke

#### Trends der Einzelblöcke

Die Mehrwegeeffekte können periodische Schwingungen in den Residuen verursachen. Wenn die Perioden der von Mehrwegeeffekten hervorgerufenen Schwingungen im Vergleich zu der Blocklänge lang sind (vgl. Block  $q$  in Abb. 6.47 a), dann wirken die Abweichung ähnlich wie ein linearer Trend.

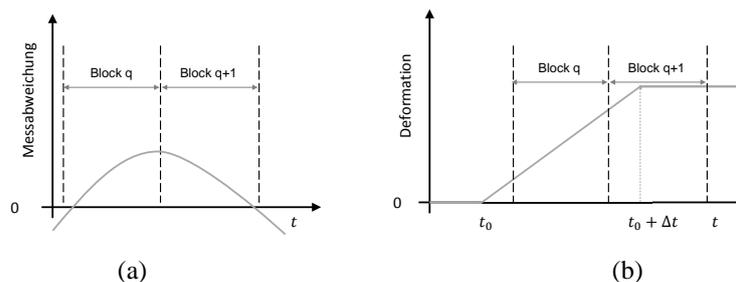


Abb. 6.47: Vergleich der Messabweichung und linearer Deformation

Beispielsweise hat der Satellit G21 (vgl. Tab. 2.5) einen kleinen Elevationswinkel und eine geringe Geschwindigkeit. Deswegen hat die daraus resultierende Schwingung eine kleine Mehrwegefrequenz (vgl. Gleichung (2-41)) bzw. große Mehrwegeperiode. In diesem Beispiel liegt die Mehrwegeperiode bei etwa 2300 Sekunden, bei einer Blocklänge von nur 900 Sekunden. Die Blocklänge ist damit im Vergleich zu der Mehrwegeperiode kurz, daher erscheint die Schwingung wie ein linearer Trend (vgl. Abb. 2.17 c).

In Abb. 6.47 b) ist eine lineare Deformation exemplarisch dargestellt. Beim Vergleich des Blockes  $q$  in Abb. 6.47 a) und b) ist auffallend, dass der Verlauf der Residuen der Messabweichungen und der Ablauf einer linearen Deformation ähnlich ausfallen. Das erklärt die Tatsache, dass, wenn die linearen Trends für die einzelnen Blöcke geschätzt werden, die geschätzten linearen Trends fast durchgängig signifikant sind. Bei Messungen am unbewegten Objekt ist bekannt, dass keine Deformation vorliegt, daher sind die geschätzten linearen Trends, wie bereits erklärt, von den Mehrwegeeffekten bzw. Messabweichungen verursacht. Daher werden die geschätzten linearen Trends der einzelnen Blöcke nicht bereinigt.

### Mittelwerte der Einzelblöcke

Es ist anzumerken, dass die Residuen der Tageslösung um die Mittelwerte der Tageslösung reduziert wurden. Allerdings betragen die Mittelwerte  $\bar{x}_{j,q}$  des einzelnen Blockes in der einzelnen Komponente i.d.R. nicht Null, egal ob eine Deformation vorliegt oder nicht. Der Grund liegt darin, dass die Residuen mit Abweichungen, die z.B. aus den Mehrwegeeffekten resultieren, überlagert sind. Außerdem ändern sich die Mittelwerte in Abhängigkeit von der Lage des Blockes innerhalb der langperiodischen Anteile (vgl. Block  $q$  und  $q + 1$  in Abb. 6.47 a).

Die Schwierigkeit bei Monitoring Applikationen besteht darin, dass zunächst unbekannt ist, ob überhaupt eine Deformation vorliegt. Die Mittelwerte  $\bar{x}_{j,q}$  des einzelnen Blockes enthalten theoretisch sowohl die nicht-mittelwertfreien Messabweichungen als auch die Deformationen. Aus diesem Grund werden die Mittelwerte jedes Blockes vor Verwendung der Methode 1 und 2 von den Residuen des Blockes zuerst abgespalten und vor dem Signifikanztest der Deformation wiedereingeführt. Auf diese Weise bleiben die Mittelwerte  $\bar{x}_{j,q}$  des einzelnen Blockes vor und nach Verwendung der beiden Methoden fast unverändert. Die Standardabweichungen des einzelnen Blockes können allerdings durch Methode 1 und Methode 2 deutlich verbessert werden. Demzufolge werden bei gleichen Mittelwerten nach Anwendung der Methode 1 und 2 größere Testgrößen erhalten (vgl. Gleichung (6-16)).

Das bedeutet, dass Methode 1 und 2 die Empfindlichkeit gegenüber einer Deformation steigern. Dadurch werden die Raten des unterlassenen Alarms deutlich verringert. Allerdings werden gleichzeitig die Raten für

einen falschen Alarm erhöht. Der Grund dafür liegt darin, dass die Mittelwerte  $\bar{x}_{j,q}$  beim Signifikanztest in Gleichung (6-16) als reine Deformation betrachtet werden, obwohl sich  $\bar{x}_{j,q}$ , wie bereits erklärt tatsächlich aus zwei Teilen zusammensetzt: Deformation und Messabweichung.

Um die Rate des falschen Alarms herabzusetzen, können zwei Abhilfemaßnahmen eingesetzt werden:

- 1) **Maßnahme 1:** Die Irrtumswahrscheinlichkeit  $\alpha$  wird verkleinert, was zu einer Vergrößerung des Quantils  $t_{f,1-\alpha/2}$  führt.
- 2) **Maßnahme 2:** Der Alarm wird erst ausgelöst, wenn die Testgrößen in zwei aufeinanderfolgenden Blöcken das Quantil überschreiten.

Im Folgenden wird Maßnahme 2 als das Ampelprinzip bezeichnet und die Vorgehensweise erklärt.

### Ampelprinzip

Wie in Abb. 6.47 dargestellt, ist bei der Betrachtung eines einzelnen Blockes (z. B. Block  $q$ ) nur schwer feststellbar, ob die auftretenden Abweichungen in den Koordinatenkomponenten aufgrund der Mehrwegeeffekte oder durch tatsächlich auftretende Deformationen verursacht werden. Der wesentliche Unterschied zwischen den aus Mehrwegeeffekten resultierenden Messabweichungen und einer linearen Deformation besteht darin, dass die lineare Deformation nicht elastisch ist. Falls im Zeitblock  $q$  eine lineare (oder sprunghafte) Deformation vorkommt, sollten die Deformationen in der Zeitreihe erhalten bleiben und in den nächsten Zeitblöcken  $q + 1$  wiederauftauchen. Die Messabweichungen aufgrund der Mehrwegeeffekte fallen nach einer gewissen Zeit wieder auf ihre ursprünglichen Werte zurück.

Deswegen werden folgende Zustände definiert, um den detektierten Status der Deformation zu veranschaulichen und um einen falschen Alarm zu vermeiden:

- Falls die Testgröße kleiner als das zugehörige Quantil ist, wird davon ausgegangen, dass keine Deformation vorliegt. Somit ist die Ampel für Block  $q$  grün.
- Falls die Testgröße das Quantil überschreitet, kann es als „eventuelle Deformation“ betrachtet werden. Block  $q$  wird somit mit einer gelben Ampel gekennzeichnet.
- Falls der Ampelstatus für Block  $q$  bereits „gelb“ ist und die Testgröße das Quantil in Block  $q + 1$  auch überschreitet, wird eine rote Ampel für Block  $q$  angezeigt. Das heißt, dass eine Deformation in Block  $q$  auftritt. Anderenfalls wird davon ausgegangen, dass in Zeitblock  $q$  keine Deformation vorliegt. Somit wird die Ampel für Block  $q$  wieder auf den Status „grün“ gesetzt.

## 6.6.2 Evaluierungsergebnisse der Methode 1

### 6.6.2.1 Analyse der Periodogramme

Da die Periodogramme der wesentlichen Bestandteil der Methode 1 sind, wird im Folgenden analysiert, welche Effekte sich bei den Periodogrammen und den Kreuzkorrelationsfunktionen zeigen, wenn eine Deformation auftritt. Zum Beispiel wird bei der Evaluierung eine Deformation in Block 1 simuliert. Deswegen werden im Folgenden die Periodogramme der Residuen (für Methode 1) bezüglich der Deformation in Block 1 analysiert.

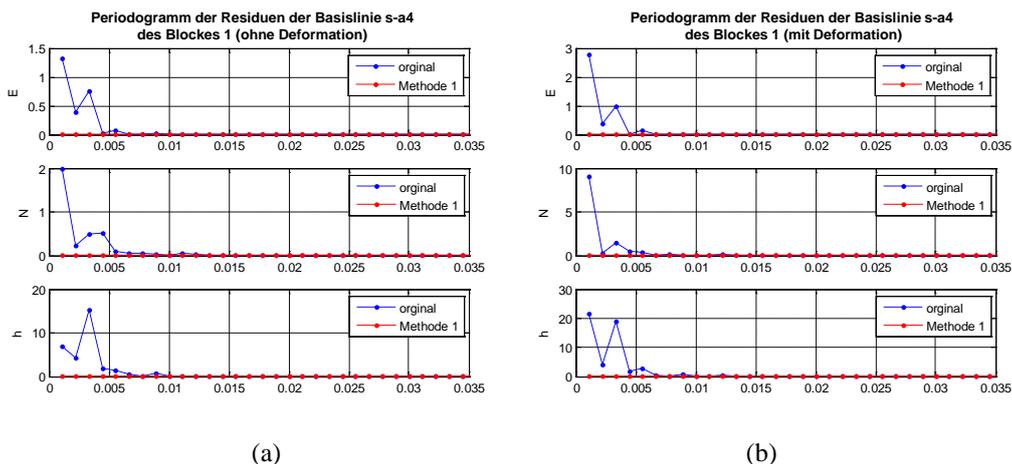


Abb. 6.48: Vergleich der Periodogramme der Residuen der Basislinien s-a4 des Blockes 1 ohne (a) und mit (b) Deformation

Abb. 6.48 stellt die Periodogramme der Residuen der Basislinien s-a4 des Blockes 1 jeweils ohne (Abb. 6.48 a) und mit Deformation (Abb. 6.48 b) dar. Beim Vergleich der Abb. 6.48 a) und b) ist auffallend, dass die Energie in der Nähe der Frequenz  $f = 0$  Hz in Abb. 6.48 b) deutlich höher ausfällt als in Abb. 6.48 a). Wie zuvor erläutert, liegt dies daran, dass die Deformation in den Zeitreihen eine ähnliche Wirkung wie ein linearer Trend hervorruft. Die oben beschriebenen Effekte in den Periodogrammen können zukünftig als ein Kriterium zur Überprüfung der Korrektheit einer Alarmauslösung herangezogen werden. Die Schwierigkeit liegt in der Definition der Höhe der Energie, ab der sie als Hinweis auf eine Deformation betrachtet werden kann.

### 6.6.2.2 Qualitätssteigerung durch Methode 1

Methode 1 wird zuerst am Beispiel der Basislinie s-a4 (Antenne a4 wird als Station A angenommen) evaluiert. Um die Ergebnisse übersichtlich darstellen zu können, werden bei den Mittelwerten und den Standardabweichungen jeweils nur die Werte für die gesamte 3D-Position angegeben.

#### Mittelwerte

In Abb. 6.49 werden die Mittelwerte der Residuen (in der Position) jedes Blockes der Basislinie s-a4 vor und nach Verwendung der Methode 1 dargestellt. Dabei wurden keine simulierten Deformationen zu den Residuen addiert. Wie bereits erwähnt, bleiben die Mittelwerte nach Verwendung der Methode 1 nahezu unverändert. Deswegen werden die Mittelwerte der Blöcke im Folgenden nicht mehr verglichen.

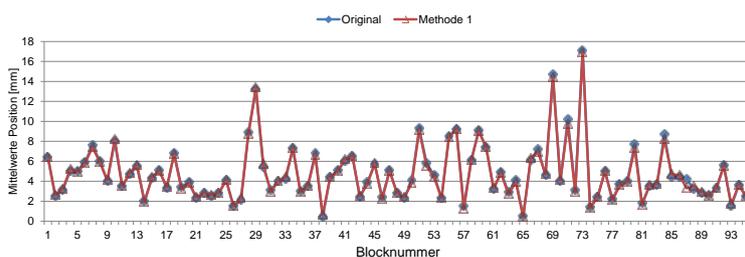


Abb. 6.49: Vergleich der Mittelwerte der Position für die Basislinie s-a4 aller 96 Blöcke (ohne simulierte Deformation)

Wenn eine sprunghafte Deformation von 3,2 mm, 5,6 mm und 9,0 mm jeweils auf die Ost-, Nord- und Höhenkomponente der Residuen der Basislinie s-a4 addiert wird (dies entspricht ca. 11 mm in der gesamten Position), werden die Mittelwerte der Position im ersten Block um +5,5 mm und in allen nachfolgenden Blöcken um ca. +11 mm verschoben.

### Genauigkeit

Abb. 6.50 stellt die Standardabweichungen der Residuen (in der Position) jedes Blockes der Basislinie s-a4 vor und nach Verwendung der Methode 1 dar. Aus Abb. 6.50 lässt sich erkennen, dass die Standardabweichungen in alle Blöcken verbessert werden. Der Mittelwert der Standardabweichungen (Position) wird für alle 96 Blöcke der Basislinie s-a4 berechnet. Bei originalen Residuen beträgt dieser Mittelwert 9,1 mm; nach Verwendung der Methode 1 sinkt er auf 4,5 mm. Das bedeutet, dass sich die Standardabweichungen durch Verwendung der Methode 1 durchschnittlich um etwa 51 % verbessern.

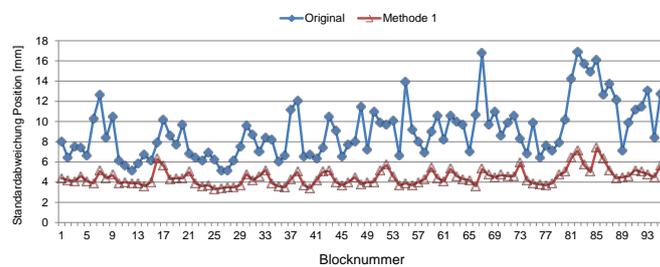


Abb. 6.50: Vergleich der Standardabweichungen der Position der Basislinie s-a4 für alle 96 Blöcke (ohne Deformation)

Diese Methode wird auch mit anderen Basislinien (s-a5 bis s-a12) evaluiert. Die Mittelwerte der Standardabweichungen  $s_p$  vor und nach der Verwendung der Methode von allen 9 Basislinien sind in Abb. 6.51 dargestellt. Die Verbesserungsrate der Standardabweichungen durch Verwendung der Methode 1 beträgt für alle 9 Basislinien etwa 52 %.

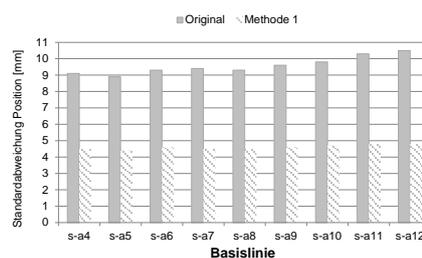


Abb. 6.51: Vergleich der Standardabweichungen aller 9 Basislinien

### Korrektheit (Raten des falschen Alarms)

Die Raten des falschen Alarms der Basislinie s-a4 für die unterschiedlichen Auswerteprozesse werden einander in Tab. 6.6 gegenübergestellt. Methode 1 verbessert die Standardabweichung und die Mittelwerte bleiben nahezu unverändert. Dies führt dazu, dass mehrere falsche Alarmer ausgelöst werden (vgl. Tab. 6.6). Bei einer Sicherheitswahrscheinlichkeit von 95 % (entspricht  $\alpha = 0,05$  und  $t_{f,1-\alpha/2} = 1,96$  bei  $f = 899$ ) wird

nur durchschnittlich bei  $\eta_m = 1,4\%$  aller Positionen falscher Alarm angezeigt. Nach Verwendung der Methode 1 erhöht sich  $\eta_m$  auf  $12,8\%$ .

Tab. 6.6: Vergleich der Raten des falschen Alarms bei der Basislinie s-a4 (Methode 1)

	Original				Methode 1			
	$\eta_E$	$\eta_N$	$\eta_h$	$\eta_m$	$\eta_E$	$\eta_N$	$\eta_h$	$\eta_m$
<b>Keine Maßnahme</b>	1,0 %	1,0 %	2,1 %	1,4 %	12,5 %	17,7 %	8,3 %	12,8 %
<b>Maßnahme 1</b>	0,0 %	0,0 %	0,0 %	0,0 %	2,1 %	3,1 %	2,1 %	2,4 %
<b>Maßnahme 2</b>	0,0 %	0,0 %	0,0 %	0,0 %	0,0%	3,1 %	1,0 %	1,3 %

Vergrößert man die Sicherheitswahrscheinlichkeit auf  $99,75\%$  (entspricht  $\alpha = 0,005$  und  $t_{f,1-\alpha/2} = 3$  bei  $f = 899$ ), wird  $\eta_m$  für die originalen Residuen und die durch Methode 1 resultierenden Residuen jeweils auf  $0\%$  bzw.  $2,4\%$  reduziert (vgl. Maßnahme 1 in Tab. 6.6).

Wird der Alarm nach dem Ampelprinzip ausgelöst (das Quantil bleibt bei  $t_{f,1-\alpha/2} = 1,96$ ), verringert sich  $\eta_m$  bei den Originalpositionen und bei den Ergebnissen aus Methode 1 jeweils auf  $0\%$  bzw.  $1,3\%$  (vgl. Maßnahme 2 in Tab. 6.6).

Analog wird Methode 1 anhand weiterer Basislinien (s-a5 bis s-a12) evaluiert. Wenn Methode 1 verwendet wird, tritt bei allen Basislinien eine hohe Rate für die falschen Alarme auf. Die durchschnittlichen Raten des falschen Alarms sind in Tab. 6.7 aufgeführt. Mit den Maßnahmen 1 und 2 können die Raten des falschen Alarms deutlich reduziert werden, Maßnahme 2 erzielt dabei etwas bessere Resultate als Maßnahme 1.

Tab. 6.7: Vergleich der durchschnittlichen Raten des falschen Alarms für alle 9 Basislinien

	Original $\eta_m$	Methode 1 $\eta_m$
<b>Keine Maßnahme</b>	2,1 %	18,4 %
<b>Maßnahme 1</b>	0,3 %	4,9 %
<b>Maßnahme 2</b>	0,1 %	4,0%

### Korrektheit (Raten des unterlassenen Alarms)

Wenn die simulierten Deformationen zu den Residuen addiert werden, können die Raten des unterlassenen Alarms berechnet werden. In Tab. 6.8 werden die Raten des unterlassenen Alarms aller Koordinatenkomponenten, ohne und mit Verwendung der Methode 1, gezeigt. Die Raten des unterlassenen Alarms  $\zeta_m$  bei einer Deformation von  $1\sigma$  werden von  $80,2\%$  auf  $32,6\%$  reduziert.

Tab. 6.8: Vergleich der Raten des unterlassenen Alarms der Basislinie s-a4 mit verschiedenen Deformationsgrößen

Deformationsgröße	Original				Methode 1			
	$\zeta_E$	$\zeta_N$	$\zeta_h$	$\zeta_m$	$\zeta_E$	$\zeta_N$	$\zeta_h$	$\zeta_m$
<b>1<math>\sigma</math></b>	81,2 %	76,0 %	83,3 %	80,2 %	36,5 %	28,1 %	33,3 %	32,6 %
<b>2<math>\sigma</math></b>	26,0 %	15,6 %	27,1 %	22,9 %	1,0 %	4,2 %	2,1 %	2,4 %
<b>3<math>\sigma</math></b>	3,1 %	9,4 %	4,2 %	5,6 %	0,0 %	1,0 %	1,0 %	0,7 %

Zusätzlich werden sprunghafte Deformationen mit einer Größe von  $2\sigma$  und  $3\sigma$  für die gleichen Stellen simuliert und die Ergebnisse ebenfalls in Tab. 6.8 dargestellt. Die Raten des unterlassenen Alarms  $\zeta_m$  bei einer Deformation von  $2\sigma$  bzw.  $3\sigma$  werden durch Methode 1 jeweils von 22,9 % und 5,6 % auf 2,4 % und 0,7 % verringert. Je größer die Deformationen, desto kleiner ist die Rate des unterlassenen Alarms.

Wenn die Maßnahmen 1 und 2 für die Basislinie s-a4 angewendet werden, werden die Raten des unterlassenen Alarms erhöht (vgl. Tab. 6.9).

Tab. 6.9: Vergleich der Raten des unterlassenen Alarms der Basislinie s-a4 (Methode 1)

	Original				Methode 1			
	$\zeta_E$	$\zeta_N$	$\zeta_h$	$\zeta_m$	$\zeta_E$	$\zeta_N$	$\zeta_h$	$\zeta_m$
<b>Keine Maßnahme</b>	81,2 %	76,0 %	83,3 %	80,2 %	36,5 %	28,1 %	33,3 %	32,6 %
<b>Maßnahme 1</b>	95,8 %	91,7 %	95,8 %	94,4 %	71,9 %	53,1 %	63,5 %	62,8 %
<b>Maßnahme 2</b>	95,8 %	86,5 %	91,7 %	91,3 %	57,3 %	44,8 %	52,1 %	51,4 %

Anschließend werden die beiden Maßnahmen für alle weiteren Basislinien durchgeführt, um die Mittelwerte der Raten des unterlassenen Alarms einander mit und ohne Durchführung der Maßnahmen in Tab. 6.10 gegenüberzustellen. Beide Tabellen zeigen, dass die Raten des unterlassenen Alarms durch Einsatz der beiden Maßnahmen erhöht werden. Wobei die Rate durch Maßnahme 2 nicht so stark wie durch Maßnahme 1 erhöht wird.

Tab. 6.10: Vergleich der durchschnittlichen Raten des unterlassenen Alarms für alle 9 Basislinien

	Original $\zeta_m$	Methode 1 $\zeta_m$
<b>Keine Maßnahme</b>	76,7 %	34,7 %
<b>Maßnahme 1</b>	94,7 %	61,3 %
<b>Maßnahme 2</b>	90,2 %	53,2 %

## 6.6.3 Evaluierungsergebnisse der Methode 2

### 6.6.3.1 Analyse der Kreuzkorrelationsfunktionen

Analog zur Evaluierung der Methode 1 werden die Kreuzkorrelationsfunktionen, welche der wesentliche Bestandteil der Methoden 2 sind, in Block 1 im Folgenden analysiert. Dabei sollen die Änderungen der Kreuzkorrelationsfunktionen bei Deformation gezeigt werden.

Für Methode 2 werden die Residuen der Basislinien geglättet und geometrisch korrigiert. Dadurch erhält man die Residuen  $k_{SA}$  und  $k_{SB}$  (vgl. Abschnitt 6.5.1). Abb. 6.52 a) stellt beispielsweise die Residuen  $k_{sa4}$  und  $k_{sa5}$  des Blockes 1 mit Deformation dar. Die sprunghaften Deformationen mit der Größe  $1\sigma$  ab der 450. Sekunde (vgl. Abschnitt 6.6.1.2) sind in den Residuen enthalten. Sie lassen sich allerdings durch die Glättung der Residuen in Methode 2 in Abb. 6.52 a) nicht mehr gut erkennen. Da die beiden Basislinien Deformationen mit der gleichen Größe und zur gleichen Zeit haben, ist aus den Kreuzkorrelationsfunktionen (vgl. Abb. 6.52 b) zu erkennen, dass die maximale Kreuzkorrelation größer ist und näher an einer Zeitverschiebung von Null liegt als bei der Zeitreihe ohne Deformation (vgl. Abb. 6.40 a).

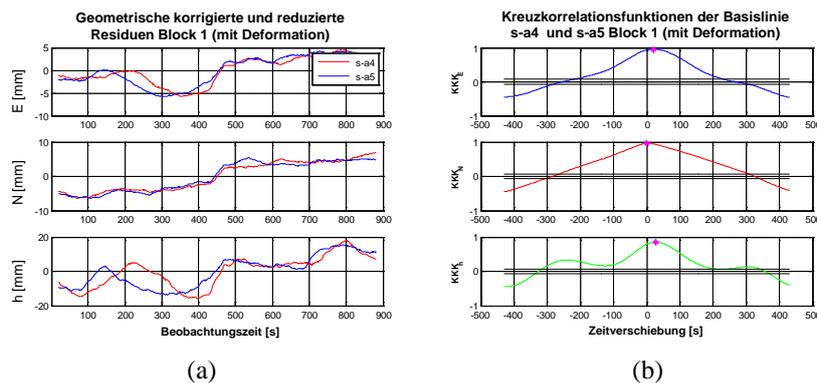


Abb. 6.52: Residuen und Kreuzkorrelationsfunktion der Basislinie s-a4 und s-a5 Block 1 (mit Deformation)

Ob sich die Zeitverschiebung bei Deformation bei Null zeigt, ist abhängig vom Verhältnis der Größe der Deformation und der Amplitude der vorliegenden Schwingungen. Hier in diesem Beispiel ist der Einfluss der Schwingung größer als die der Deformation, deswegen liegen die Zeitverschiebungen bei der Ost- und Höhenkomponente bei Deformation nicht bei Null (vgl. Abb. 6.52 b). Ist die Deformation größer oder die Schwingung kleiner, ist es möglich, dass die Zeitverschiebung genau bei Null liegt. Damit geben Zeitverschiebung und Korrelation zwar einen Anhaltspunkt zur Erkennung von Deformationen und periodischen Effekten, jedoch können konkrete Grenzwerte kaum festgesetzt werden.

### 6.6.3.2 Qualitätssteigerung durch Methode 2

Um Methode 2 mit Methode 1 zu vergleichen, wird die Antenne a4 auch in Methode 2 als Station A und alle anderen Stationen werden jeweils als Antenne „B“ betrachtet, daher können 8 Basislinienkombinationen für die Evaluierung der Methode 2 herangezogen werden. Die Residuen der Basislinie s-a5 werden zur Korrektur der Residuen der Basislinie s-a4 verwendet.

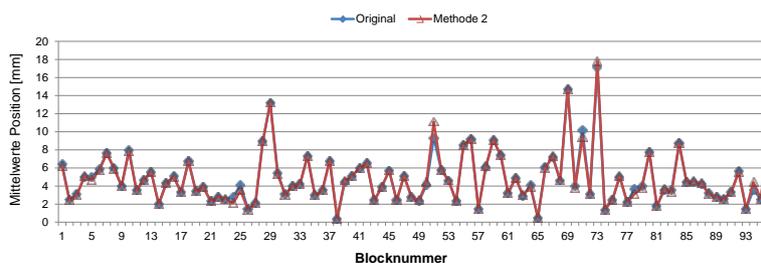


Abb. 6.53: Vergleich der Mittelwerte der Positionen der Basislinie s-a4 für alle 96 Blöcke (nach Korrektur mithilfe von Basislinie s-a5)

Abb. 6.53 stellt die Mittelwerte der Basislinie s-a4 aller Blöcke vor und nach Verwendung der Methode 2 dar. Wie bei Methode 1 werden die Mittelwerte zuerst abgespalten und vor dem Signifikanztest wieder eingeführt. Daher bleiben die Mittelwerte nahezu unverändert.

### Genauigkeit

Die Standardabweichungen aller Blöcke der Basislinie s-a4 vor und nach Verwendung der Methode 2 sind in Abb. 6.54 dargestellt. Aus Abb. 6.54 ist zu erkennen, dass die Standardabweichungen durch Methode 2 deut-

lich reduziert werden. Die durchschnittliche Standardabweichung aus allen Blöcken wird von 9,1 mm auf 4,1 mm, d.h. um etwa 55 %, verbessert. Hierbei ist anzumerken, dass die Residuen für den Einsatz der Methode 2 geglättet werden. Durch die Glättung ist die Standardabweichung bereits von 9,1 mm auf 7,4 mm verringert, durch Methode 2 wird die Standardabweichung weiter auf 4,1 mm reduziert.

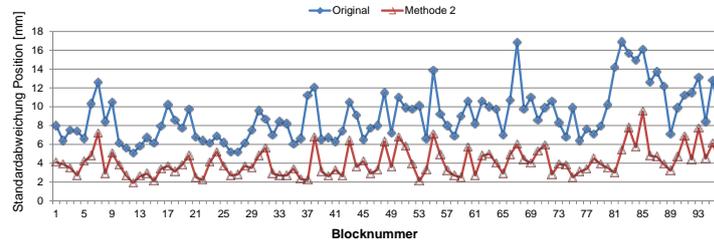


Abb. 6.54: Vergleich der Standardabweichungen der Position der Basislinie s-a4 für alle 96 Blöcke (nach der Korrektur mithilfe von Basislinie s-a5)

Residuen der anderen Basislinien (Basislinie s-a5 bis s-a12) werden auch als Korrekturen verwendet. Die Standardabweichungen der Basislinie s-a4 nach Anwendung der Methode 2 werden in Abb. 6.55 dargestellt, wobei diese jeweils mit den Residuen der anderen Basislinien korrigiert werden. Je nachdem welche Basislinie herangezogen wurde, variiert die Verbesserungsrate der Standardabweichungen zwischen 40 % und 55 %. Die Basislinien s-a5 und s-a12 liefern jeweils die beste und die schlechteste Korrektur für die Basislinie s-a4. Das Ergebnis stimmt mit der räumlichen Korrelation zwischen der Basislinie s-a4 und den anderen Basislinien überein. Je größer die räumliche Korrelation ist, desto geeigneter ist die Basislinie für die Korrektur der Residuen.

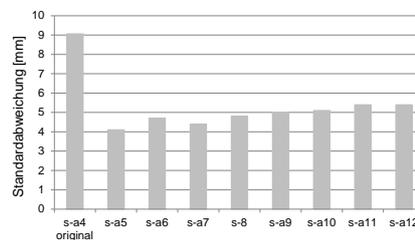


Abb. 6.55: Standardabweichungen der Basislinie s-a4 nach Auswertung durch Methode 2 mit Korrektur der Residuen aus den verschiedenen Basislinien

### Korrektheit (Raten des falschen Alarms)

Die Raten des falschen Alarms der Basislinie s-a4 nach Anwendung von Methode 2 sind in Tab. 6.11 dargestellt, wobei die Residuen mithilfe der Basislinie s-a5 korrigiert werden.

Tab. 6.11: Vergleich der Raten des falschen Alarms für die Basislinie s-a4 (Methode 2 mit Basislinie s-a5 zur Korrektur der Residuen)

	Original				Methode 2			
	$\eta_E$	$\eta_N$	$\eta_h$	$\eta_m$	$\eta_E$	$\eta_N$	$\eta_h$	$\eta_m$
<b>Keine Maßnahme</b>	1,0 %	1,0 %	2,1 %	1,4 %	17,7 %	30,2 %	17,7 %	21,9 %
<b>Maßnahme 1</b>	0,0 %	0,0 %	0,0 %	0,0 %	7,3 %	13,5 %	5,2 %	8,7 %
<b>Maßnahme 2</b>	0,0 %	0,0 %	0,0 %	0,0 %	3,2 %	9,5 %	2,1 %	4,9 %

Aus dem gleichem Grund wie bei Methode 1 werden viele falsche Alarmer ausgelöst;  $\eta_m$  liegt hier bei 21,9 % (vgl. Tab. 6.11). Durch Maßnahme 1 und Maßnahme 2 (vgl. Abschnitt 6.6.2) werden  $\eta_m$  jeweils auf 8,7 % bzw. 4,9 % verringert.

Tab. 6.12: Vergleich der durchschnittlichen Raten des falschen Alarms der Basislinie s-a4 durch alle 8 Basislinienkombinationen (Methode 2)

	Original $\eta_m$	Methode 2 $\eta_m$
<b>Keine Maßnahme</b>	1,4 %	17,2 %
<b>Maßnahme 1</b>	0,0 %	6,4 %
<b>Maßnahme 2</b>	0,0 %	4,0 %

Die Raten des falschen Alarms werden für die Basislinie s-a4 berechnet, wobei die Residuen der anderen Basislinien zur Korrektur verwendet werden. Die zugehörigen Mittelwerte sind in Tab. 6.12 aufgeführt. Die recht hohe Rate des falschen Alarms senkt sich durch Anwendung der Maßnahmen 1 und 2 von 17,2 % auf 6,4 % bzw. 4,0 %. Auch hier zeigt Maßnahme 2 ein besseres Ergebnis als Maßnahme 1.

### Korrektheit (Raten des unterlassenen Alarms)

Die Raten des unterlassenen Alarms für Basislinie s-a4 werden nach Anwendung von Methode 2 berechnet, wobei die Residuen der Basislinie s-a5 zur Korrektur herangezogen werden. Tab. 6.13 zeigt das Ergebnis dieser Berechnung.

Tab. 6.13: Vergleich der Raten des unterlassenen Alarms bei der Basislinie s-a4 (Methode 2 mit Basislinie s-a5 als Korrektur)

	Original				Methode 2			
	$\zeta_E$	$\zeta_N$	$\zeta_h$	$\zeta_m$	$\zeta_E$	$\zeta_N$	$\zeta_h$	$\zeta_m$
<b>Keine Maßnahme</b>	81,2 %	76,0 %	83,3 %	80,2 %	24,0 %	19,8 %	33,3 %	25,7 %
<b>Maßnahme 1</b>	95,8 %	91,7 %	95,8 %	94,4 %	47,9 %	40,6 %	57,3 %	48,6 %
<b>Maßnahme 2</b>	95,8 %	86,5 %	91,7 %	91,3 %	42,7 %	32,3 %	54,2 %	43,1 %

Aus Tab. 6.13 ist zu erkennen, dass die Rate des unterlassenen Alarms durch Methode 2 von 80,2 % auf 25,7 % reduziert wird. Wenn Maßnahme 1 oder 2 durchgeführt wird, erhöhen sich allgemein die Raten des unterlassenen Alarms. Allerdings sind die Raten des unterlassenen Alarms nach Verwendung der Methode 2 immer noch deutlich geringer als bei den originalen Zeitreihen. Die Detektionsquoten bei einer Deformation von  $2\sigma$  und  $3\sigma$  sind etwa so hoch wie bei der ersten Methode (vgl. Abschnitt 6.6.2). Deswegen wird das Ergebnis hier nicht wiederholt dargestellt.

Die durchschnittlichen Raten des unterlassenen Alarms  $\zeta_m$  der Basislinie s-a4 sind in Abb. 6.56 dargestellt. Die Residuen der weiteren Basislinien werden für die Korrektur der Basislinie verwendet. Die Raten des unterlassenen Alarms stimmen mit der räumlichen Korrelation zwischen der Basislinie s-a4 und allen anderen Basislinien überein. Je größer die Korrelation ist, desto stärker wird die Basislinie s-a4 korrigiert und desto niedriger sind die Raten des unterlassenen Alarms.

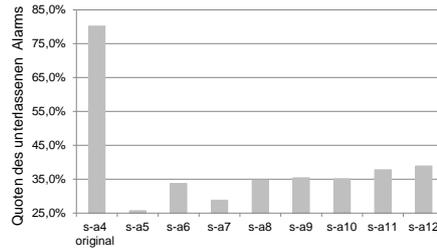


Abb. 6.56: Mittlere Raten des unterlassenen Alarms der Basislinie s-a4, korrigiert durch die Residuen aller anderen 8 Basislinien (Methode 2)

Anschließend werden auf alle 8 Basislinienkombinationen die beiden Maßnahmen angewendet und die Mittelwerte der berechneten Raten des unterlassenen Alarms mit und ohne Maßnahmen in Tab. 6.14 gegenübergestellt. Auch hier zeigt sich, dass die Raten des unterlassenen Alarms durch Einsetzen der beiden Maßnahmen erhöht werden und die Ergebnisse bei Maßnahme 2 besser sind als die bei Maßnahme 1.

Tab. 6.14: Vergleich der durchschnittlichen Raten des unterlassenen Alarms der Basislinie s-a4 bei Korrektur durch alle 8 Basislinienkombinationen (Methode 2)

	Original $\zeta_m$	Methode 2 $\zeta_m$
<b>Keine Maßnahme</b>	80,2 %	33,8 %
<b>Maßnahme 1</b>	94,4 %	60,1 %
<b>Maßnahme 2</b>	91,3 %	52,1 %

#### 6.6.4 Diskussion und Vergleichen der zwei Methoden

Um die zwei entwickelten Methoden zu vergleichen, wird die Qualität, die durch die zwei Methoden erreicht wird, und die Qualität der originalen Auswertung am Beispiel der Basislinie s-a4 (d.h. die Antenne a4 entspricht der Station A) in Tab. 6.15 gegenübergestellt. Die Ergebnisse der Methode 2 in Tab. 6.15 sind mit den Residuen der Basislinie s-a5 als Korrektur berechnet (d.h. die Antenne a5 wird als Station B eingesetzt). In Tab. 6.15 ist zu erkennen, dass die Genauigkeit der GPS-Messungen durch Methode 1 und 2 jeweils um 51 % bzw. 55 % verbessert werden. Die Korrektheit der Aussage wird durch die Rate des falschen Alarms  $\eta_m$  und die Rate des unterlassenen Alarms  $\zeta_m$  parametrisiert. Je geringer die Raten  $\eta_m$  und  $\zeta_m$  sind, desto korrekter ist die Aussage.

Tab. 6.15: Vergleich der Qualität der zwei Methoden für Monitoring Applikationen (Basislinie s-a4 mit einer Deformation von  $1\sigma$ )

Qualitätsmerkmal	Qualitätsparameter		Original	Methode 1	Methode 2
<b>Genauigkeit</b>	<b>Standardabweichung <math>s_p</math></b>		9,1 mm	4,5 mm	4,1 mm
<b>Korrektheit</b>	<b>Rate des falschen Alarms <math>\eta_m</math></b>	<b>Keine Maßnahme</b>	1,4 %	12,8 %	21,9 %
	<b>Rate des unterlassenen Alarms <math>\zeta_m</math></b>		80,2 %	32,6 %	25,7 %
	<b>Rate des falschen Alarms <math>\eta_m</math></b>	<b>Maßnahme 1</b>	0,0 %	2,4 %	8,7 %
	<b>Rate des unterlassenen Alarms <math>\zeta_m</math></b>		94,4 %	62,8 %	48,6 %
	<b>Rate des falschen Alarms <math>\eta_m</math></b>	<b>Maßnahme 2</b>	0,0 %	1,3 %	4,9 %
	<b>Rate des unterlassenen Alarms <math>\zeta_m</math></b>		91,3 %	51,4 %	43,1 %

Der Vorteil der beiden Methoden liegt darin, dass sie die Raten des unterlassenen Alarms deutlich reduzieren können. In diesem Beispiel wird die Rate des unterlassenen Alarms  $\zeta_m$ , bei einer Deformationsgröße von  $1\sigma$  und mit einer Irrtumswahrscheinlichkeit  $\alpha = 0,05$ , von 80,2 % auf 32,6 % (durch Methode 1) bzw. 25,7 % (durch Methode 2) reduziert. Das heißt, dass etwa 47,6 % bzw. 54,5 % mehr Deformationen als beim originalen Fall durch die beiden Methoden detektiert werden können. Der Nachteil der beiden entwickelten Methoden besteht darin, dass die Raten des falschen Alarms ansteigen, während die Raten des unterlassenen Alarms reduziert werden. Wenn keine Methode angewendet wird, liegt die Rate des falschen Alarms  $\eta_m$  bei 1,4 %. Wenn Methode 1 bzw. 2 herangezogen wird, liegt  $\eta_m$  jeweils bei 12,8 % bzw. 21,9 %.

Der Grund für die hohe Rate des falschen Alarms liegt darin, dass die in der Auswertung abgespaltenen Mittelwerte als reine Deformationen betrachtet werden, obwohl diese Mittelwerte sowohl Deformationen als auch Messfehler enthalten können.

Um die hohe Rate des falschen Alarms zu reduzieren, kann entweder die Irrtumswahrscheinlichkeit  $\alpha$  kleiner gewählt (bei Maßnahme 1 ist  $\alpha = 0,005$ ) oder das Ampelprinzip verwendet werden (Maßnahme 2,  $\alpha$  bleibt bei 0,05). Beide Maßnahmen können die Rate des falschen Alarms  $\eta_m$  deutlich reduzieren, jedoch auf Kosten der Rate des unterlassenen Alarms  $\zeta_m$  (vgl. Tab. 6.15). Werden die Maßnahmen 1 und 2 miteinander verglichen, so ist auffallend, dass Maßnahme 2 die Rate des falschen Alarms  $\eta_m$  stärker reduzieren kann, wobei die Rate des unterlassenen Alarms weniger stark ansteigt als bei Maßnahme 1.

Bei Maßnahme 2 bzw. dem Ampelprinzip handelt sich um einen geeigneten Kompromiss zwischen den Raten des falschen Alarms und den Raten des unterlassenen Alarms. Wird Maßnahme 2 nicht eingesetzt, wird die Aussage über eine Deformation mit einem Zeitverzug von 15 Minuten geliefert. Wenn Maßnahme 2 durchgeführt wird, so kommt es zwar zu einem Zeitverzug von 30 Minuten, die Aussage kann dann aber korrekter getroffen werden. Wie in Tab. 6.15 aufgeführt, liegen die Raten des falschen Alarms  $\eta_m$  der Methoden 1 und 2 mit einem Zeitverzug von 30 Minuten jeweils bei 1,3 % und 4,9 %. Bei den originalen Residuen wird kein falscher Alarm ausgelöst. Mit einem Zeitverzug von 30 Minuten werden die Raten des unterlassenen Alarms von 91,3 % auf jeweils 51,4 % (durch Methode 1) bzw. 43,1 % (durch Methode 2) reduziert.

Ferner ist auffallend, dass mit Methode 2 zwar eine niedrigere Rate des unterlassenen Alarms  $\zeta_m$  als nach Anwendung von Methode 1 erreicht wird, gleichzeitig aber eine höhere Rate des falschen Alarms  $\eta_m$ . Dies liegt daran, dass die Standardabweichungen nach Verwendung der Methode 2 kleiner als bei Methode 1 ausfallen. Methode 1 benötigt nur ein Empfangssystem, dagegen benötigt Methode 2 mindestens zwei Empfangssysteme, daher ist Methode 1 als kostengünstigere Lösung anzusehen.

Aus Tab. 6.15 ist insgesamt zu erkennen, dass neben der verbesserten Genauigkeit die Korrektheit der Aussage durch die beiden Methoden insgesamt verbessert wird, obwohl die Raten des falschen Alarms etwas höher ausfallen. Dies ist unabhängig davon, welche Methode und welche Maßnahme angewendet werden oder ob überhaupt eine Maßnahme herangezogen wird. Das bedeutet, dass die Qualität der GPS-Messungen für Monitoring Applikationen durch beiden Methoden, die jeweils auf Nutzung der zeitlichen und räumlichen Korrelationen der Koordinatenzeitreihen basieren, verbessert wird.

## 7 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit werden nach der Einführung zwei Kapitel mit theoretischen Grundlagen präsentiert. Zuerst werden die Grundlagen zur präzisen relativen GNSS-Positionierung und vor allem die zugehörigen GNSS Fehlereinflüsse vorgestellt. Die Schwerpunkte liegen dabei auf den stationsabhängigen Fehlereinflüssen, den Mehrwegeeffekten und der Variation des Antennenphasenzentrums. Von besonderer Bedeutung ist dabei der Abschnitt über die Mehrwegeeffekte, da dieser die Grundlage zum Verständnis des Prinzips der Choke-Ring-Grundplatte (CR-GP) und der entwickelten Methoden in Kapitel 6 ist. Im dritten Kapitel werden die Grundlagen der Zeitreihenanalyse im Zeit- und Frequenzbereich sowie die Datenaufbereitung erläutert, da sie für die Auswertung und die eigens entwickelten Methoden relevant sind.

Die Einflüsse der Mehrwegeeffekte werden in der Arbeit einerseits durch Verwendung einer selbst entwickelten L1-optimierten CR-GP (vgl. Kapitel 5) und andererseits durch die auf zeitlichen und räumlichen Korrelationen basierenden Methoden (vgl. Kapitel 6) reduziert. Das Testfeld, die Schritte zur Vorprozessierung und das verwendete Qualitätsmodell sind für die in Kapitel 5 und 6 durchgeführten Messungen identisch und werden daher vorab in Kapitel 4 erläutert.

In Kapitel 5 wird die selbst entwickelte L1-optimierte CR-GP vorgestellt. Die Antennen werden mit den Abschirmungen individuell kalibriert und zeigen nur geringe individuelle Unterschiede der Phasenzentrumsvariationen, so dass keine weiteren individuellen Antennenkalibrierungen für diese Antennen (mit L1-optimierter CR-GP) notwendig sind. Ferner wird durch die Qualitätsuntersuchung der Kombinationen der Antennen und Abschirmungen gezeigt, dass die gleiche L1-Antenne mit der CR-GP eine bessere Zuverlässigkeit und Genauigkeit als dieselbe Antenne ohne Abschirmung oder mit Grundplatte aufweist. Die Genauigkeitssteigerungen liegen jeweils bei ca. 50 % bzw. 35 %. Aus diesen beiden Gründen ist diese selbst entwickelte L1-optimierte CR-GP eine kostengünstige Lösung für das Monitoring, obwohl die Kosten für die CR-GP höher als für eine normale Grundplatte liegen. Die L1-Antenne hat mit der CR-GP eine Standardabweichung des Einzelwertes ( $1\sigma$ ) von 3 mm in der Ost-, 5 mm in der Nord- und 9 mm in der Höhenkomponente im Testfeld erreicht. Insgesamt zeigt das Ein-Frequenz GPS-Empfangssystem mit der CR-GP eine vergleichbare Qualität, wie das in der Arbeit verwendete geodätische Zwei-Frequenz GNSS-Empfangssystem. Die ausgezeichnete Qualität der Low-Cost Empfangssysteme hat damit eine gute Grundlage für die zeitliche und räumliche Korrelationsanalyse geschaffen.

In Kapitel 6 werden die zeitlichen und räumlichen Korrelationen in einer  $3 \times 3$  Antennen-Matrix untersucht. Die Analyse der zeitlichen Korrelation wurde am Beispiel einer Basislinie durchgeführt. Basierend auf dieser zeitlichen Korrelation wird anschließend Methode 1 entwickelt (vgl. Kapitel 6.3). Die Periodenlängen der Schwingungen in den Zeitreihen können bei Methode 1 durch Ausgleichsrechnung präzise identifiziert werden. Anschließend werden die signifikanten harmonischen Schwingungen iterativ aus den Zeitreihen eliminiert.

Methode 2 basiert auf der Analyse der räumlichen Korrelationen zwischen den benachbarten Antennen bzw. Basislinien. Aus der Analyse ist zu erkennen, dass ähnliche Fehlermuster zum Teil gleichzeitig und zum Teil mit zeitlichen Verschiebungen bei mehreren dicht beieinanderstehenden Antennen auftreten. Deswegen werden in Methode 2 die Residuen einer Basislinie durch die einer anderen Basislinie unter Nutzung der räumlichen Korrelation korrigiert. Dabei stehen die beiden Roverstationen dicht nebeneinander. Die Residuen der Basislinie werden verschoben und skaliert und von den Residuen der anderen Basislinie abgezogen,

so dass ähnliche, räumlich korrelierende Fehler reduziert werden. Die Schwingungen in den Zeitreihen werden dadurch auch deutlich reduziert. Die Ergebnisse der Methode 2 variieren mit den räumlichen Korrelationen. Je größer die räumliche Korrelation ist, desto deutlicher werden die Residuen korrigiert.

Die Standardabweichungen der Messungen werden jeweils um etwa 51 % durch Methode 1 bzw. 40 % bis 55 % (je nachdem welche Residuen als Korrektur herangezogen werden) durch Methode 2 verbessert.

Die beiden Methoden wurden sowohl mit den Messungen am unbewegten Objekt als auch mit einer simulierten sprunghaften Deformation evaluiert. Die Auswertung wurde in 15-minütigen Blöcken durchgeführt. Die Korrektheit der Aussage wird durch die Rate des falschen Alarms und die Rate des unterlassenen Alarms festgestellt.

Die Raten des unterlassenen Alarms können durch die beiden Methoden deutlich reduziert werden. Bei einer Deformationsgröße von  $1\sigma$  (mit einer Irrtumswahrscheinlichkeit  $\alpha = 0,05$ ) werden die Raten des unterlassenen Alarms der Basislinie s-a4 von etwa 80,2 % auf jeweils 32,6 % (durch Methode 1) und 25,7 % (durch Methode 2) reduziert. Die Raten des falschen Alarms werden allerdings von 1,4 % auf jeweils 12,8 % und 21,9 % erhöht. Der Grund dafür liegt darin, dass die Mittelwerte des Blockes in beiden Methoden als reine Deformation betrachtet werden, obwohl sie noch Teile der Messabweichungen enthalten.

Zur Reduzierung der Raten des falschen Alarms ist die Einführung des sogenannten Ampelprinzips ein geeigneter Kompromiss zwischen den Raten des falschen Alarms und den Raten des unterlassenen Alarms. Eine Aussage über eine mögliche Deformation kann somit mit einem Zeitverzug von 30 Minuten geliefert werden. Die Raten des falschen Alarms der Methoden 1 und 2 liegen dadurch bei 1,3 % und 4,9 %. Die Rate des unterlassenen Alarms wird durch die Methoden 1 und 2 von 91,3 % auf jeweils 51,4 % und 43,1 % reduziert.

Im Rahmen der Arbeit wurde die Qualität der GPS-Messungen vom Low-Cost-GPS Empfangssystem für Monitoring Applikationen einerseits durch die selbst entwickelte L1-optimierte CR-GP und andererseits durch zwei auf zeitlichen und räumlichen Korrelationen basierenden Methoden verbessert.

In Zukunft soll versucht werden, die von Mehrwegeeffekten hervorgerufenen Trends von den Deformationen besser zu trennen, so dass die Aussagen über eine aufgetretene Deformation noch korrekter werden können. Die entwickelten Methoden sollen auf realen Überwachungsobjekten in Nahe-Echtzeit evaluiert werden. Jedoch können bis zum jetzigen Zeitpunkt die entwickelten Methoden nur zur Detektion von sprunghaften oder linearen Deformationen herangezogen werden. Die Methoden sollen in der Zukunft zur Detektion von periodischen Deformationen weiterentwickelt werden.

## Literatur

- Axelrad, P.; Comp, C.; MacDoran, P. (1994): Use of Signal-To-Noise Ratio for Multipath Error Correction in GPS Differential Phase Measurements: Methodology and Experimental Results. Proceedings of the 7th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 1994), Salt Lake City, UT, S. 655-666.
- Axelrad, P.; Comp, C.; MacDoran, P. (1996): SNR-based multipath error correction for GPS differential phase. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume 32, Issue 2, S. 650-660.
- Backhausen, D.; Bäumker, M.; Fitzen, H.-P. (1999): Elimination von Mehrwegeeffekten und Antennenfehler zur hochgenauen Erfassung von Bauwerksdeformation mit GPS. Vermessungswesen und Raumordnung, Jahrgang 61, Heft 3, S. 157-174.
- Balanis, C. A. (2005): Antenna Theory: Analysis and Design. 3<sup>rd</sup> Edition, John Wiley and Sons, New York.
- Bansal, R. (1999): The far-field: How far is far enough? Applied Microwave and Wireless, Volume 11, Issue 11, S. 59-60.
- Bauer, M. (2011): Vermessung und Ortung mit Satelliten: Globale Navigationssatellitensysteme (GNSS) und andere satelliten-gestützte Navigationssysteme. 6. Auflage, Wichmann, Offenbach.
- Bauersima, I. (1983): NAVSTAR/Global Positioning System (GPS) II, Radiointerferometrische Satellitenbeobachtungen. Mitteilungen der Satellitenbeobachtungsstation Zimmerwald, Bern, Nr. 10.
- Bäumker, M.; Fitzen, H.-P. (1996): Permanente Überwachung einer Talsperre mit GPS. 80. Deutscher Geodätentag INTERGEO, Dresden. DVW-Schriftenreihe Band 24, Konrad Witterwer Verlag Stuttgart.
- Bäumker, M.; Fitzen, H.-P. (1998): High Precision Slow Motion Monitoring with Low Cost GPS Receivers in Real Time. Proceedings IAG-Symposium on Geodesy for Geotechnical and Structural Engineering, Eisenstadt.
- Becker, D.; Thiel, K. H.; Hartl, P. (1994): A Special Method of Managing Multipath Effects. Proceedings of the 7th International Technical Meetings of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Salt Lake City, UT, S. 157-163.
- Beckmann, P.; Spizzichino, A. (1987): The scattering of electromagnetic waves from rough surfaces. Norwood, MA, Artech House.
- Benoit, L.; Briole, P.; Martin, O.; Thom, C. (2014): Real-time deformation monitoring by a wireless network of low-cost GPS. Journal of Applied Geodesy, Band 8, Heft 2, S. 119-128.
- Beutler, G. (1996): GPS Satellite Orbits. In: Kleusberg, A.; Teunissen, P. J. G. (Hrsg.): GPS for Geodesy. Springer-Verlag, S. 37-101.
- Bilich, A. L.; Larson, K. M.; Axelrad, P. (2003): Observations of Signal-to-Noise Ratios (SNR) at Geodetic GPS Site CASA: Implications for Phase Multipath. Proceedings of the Centre for European Geodynamics and Seismology, Volume 23, S. 77-83.
- Böder, V.; Menge, F.; Seeber, G., Wübbena, G.; Schmitz, M. (2001): How to Deal with Station Dependent Errors – New Developments of the Absolute Field Calibration of PCV and Phase-Multipath with a Precise Robot. Proceeding of Proceedings of the 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 2001), Salt-Lake City, UT, S. 2166-2176.
- Böhme, J.; Schuh, H. (2003): Vienna Mapping Functions. 16th European VLBI Meeting, Verlag des Bundesamtes für Kartographie und Geodäsie, Leipzig.
- Böhme, J.; Niell, A. E.; Tregoning, P.; Schuh, H. (2006): The Global Mapping Function (GMF): A new empirical mapping function based on numerical weather model data. Geophysical research letters, doi: 10.1029/2005GL025546.
- Braasch, M. S. (1996): Multipath Effects. Parkinson, B.W.; Spilker, J. J. J. (Eds.): Global Positioning system: Theory and Application. Volume 1, S. 547-568.
- Brown, A.; Mathews, B. (2005): GPS Multipath Mitigation Using a Three Dimensional Phased Array. Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2005), Long Beach, S. 659-666.
- Brunner, F. K.; Hartinger, H.; Troyer, L. (1999): GPS signal diffraction modelling: the stochastic SIG-

- MA- $\Delta$  model. *Journal of Geodesy*, Volume 73, Issue 5, S. 259-267.
- Caizzone, S.; Basta, N.; Dreher, A. (2012): Compact GNSS antenna with circular polarization and low axial ratio. 15 international symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics.
- Chatfield, C. (1989): *The Analysis of Time Series: An Introduction*. 4<sup>th</sup> Edition, Chapman and Hall, New York.
- Choi, K.; Bilich, A.; Larson, K. M.; Axelrad, P. (2004): Modified sidereal filtering: Implications for high-rate GPS positioning. *Geophysical Research Letters*, doi: 10.1029/2004GL021621.
- Dach, R.; Hugentobler, U.; Fridez P.; Meindl, M. (2007): *User Manual of Bernese GPS Software Version 5.0*. Astronomical Institute, University of Bern.
- Deichmann, N. (2012): *Einführung in die Zeitreihenanalyse Teil 1*. Institut für Geophysik, ETH Zürich.
- Dilßner, F. (2007): *Zum Einfluss des Antennenumfeldes auf die hochpräzise GNSS-Positionsbestimmung*. Wissenschaftliche Arbeiten der Fachrichtung Geodäsie und Geoinformatik der Leibniz Universität Hannover, Nr. 271.
- DIN 18709-5 (2010): *Begriffe, Kurzzeichen und Formelzeichen*, in der Geodäsie - Teil 5: Auswertung kontinuierlicher Messreihen. Beuth Verlag, Berlin.
- DIN EN ISO 9000 (2005): *Qualitätsmanagementsysteme-Grundlagen und Begriffe (ISO 9000:2005)*. Beuth Verlag, Berlin.
- Fiege, S. (2006): *Risikomanagement- und Überwachungssystem nach KonTraG – Prozess, Instrumente, Träger*. Deutscher Universitäts-Verlag.
- Filippov, V.; Tatarnicov, D.; Ashjaee, J.; Astakhov, A.; Sutiagin, I. (1998): The First Dual-Depth Dual-Frequency Choke Ring. *Proceedings of the 11th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1998)*, Nashville, S. 1035-1040.
- Forsell, B. (2008): *Radionavigation Systems*. Artech House, Boston/London.
- Garin, L.; Rousseau, J.-M. (1997): Enhanced Strobe Correlator Multipath Rejection for Code & Carrier. *Proceedings of the 10th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 1997)*, Kansas City, S. 559-568.
- Georgiadou, Y.; Kleusberg, A. (1988): On Carrier Signal Multipath Effects in relative GPS Positioning. *Manuscripta Geodaetica*, Band 13, S. 172-199.
- Glabsch, J.; Heunecke, O.; Pink, S.; Schubäck, S. (2010): Nutzung von Low-Cost GNSS Empfängern für ingenieurgeodätische Überwachungsaufgaben. *GNSS 2010 - Vermessung und Navigation im 21. Jahrhundert*. DVW-Schriftenreihe, Band 63, Wißner-Verlag, Augsburg, S. 113-129.
- Gurtner, W. (1994): RINEX: The Receiver Independent Exchange Format. *GPS World*, Volume 5, Issue 7, S. 48-52.
- Hartinger, H. (2001): *Development of a Continuous Deformation Monitoring System using GPS*. Shaker Verlag, Aachen.
- Hartinger, H.; Brunner, F. K. (1999): Variances of GPS Phase Observations: The SIGMA- $\epsilon$  Model. *GPS Solutions*, Volume 2, Issue 4, Springer Verlag, S. 35-43.
- Hatch, R. (1982): The synergism of GPS code and carrier measurements. *Proceedings of the 3rd International Geodetic Symposium on Satellite Doppler Positioning*. Las Cruces, S. 1213-1231.
- Hebel, H.; Knspe, S.; Busch, W. (2011): *Terrestrischer Radar-Scanner (TRS) - Ein neuartiges Instrument für die Böschungsüberwachung*. GeoMonitoring Tagung 2011, Clausthal, S. 171-178.
- Heister, H.; Hollmann, R.; Lang, M. (1997): Multipath-Einfluß bei GPS- Phasenmessungen: Auswirkungen und Konsequenzen für praktische Messungen. *AVN*, Jahrgang 104, Band 5, S. 166-177.
- Heßelbarth, A. (2011): *Statische und kinematische GNSS-Auswertung mittels Precise Point Positioning (PPP)*. Dissertationen an der TU Dresden, Deutsche Geodätische Kommission, München, Reihe C, Nr. 667.
- Heunecke, O.; Glabsch, J.; Schuhbäck, S. (2011): Landslide monitoring using low cost GNSS equipment - Experiences from two alpine testing sites. *Journal of Civil Engineering and Architecture*, Volume 5, Issue 8, S. 660-669.
- Heunecke, O.; Kuhlmann, H.; Welsch, W.; Eichhorn, A.; Neuner, H. (2013): *Auswertung geodätischer Über-*

- wachungsmessungen. 2. Auflage, Wichmann Verlag, Berlin.
- Hofmann-Wellenhof, B.; Lichtenegger, H.; Colins, J. (1997): *Global Positioning System - theory and practice*. 4<sup>th</sup> Edition, Springer-Verlag, Wien/New York.
- Hofmann-Wellenhof, B.; Lichtenegger, H.; Wasle, E. (2008): *GNSS - Global Navigation Satellite Systems: GPS, GLONASS, Galileo and more*. Springer-Verlag, Wien/New York.
- Hopfield, H. S. (1969): Two-Quartic tropospheric refractivity profile for correcting satellite data. *Journal of Geophysical Research*, Volume 74, Issue 18, S. 4487-4499.
- ICD-GPS-200 (2013): *Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces, Revision H*. <http://www.gps.gov/technical/icwg/IS-GPS-200H.pdf>. Letzter Zugriff: 05.03.2013.
- IGS (2014): <https://igsceb.jpl.nasa.gov/>. Letzter Zugriff: 15.09.2014.
- Irsigler, M. (2008): *Multipath Propagation, Mitigation and Monitoring in the Light of Galileo and the Modernized GPS*. Dissertation an Universität der Bundeswehr München.
- Klobuchar, J. A. (1996): *Ionospheric Effects on GPS. Global Positioning System: Theory and Application*, Band 1, S. 485-515.
- Krantz, E.; Riley, S.; Large, P. (2001): *The Design and Performance of the Zephyr Geodetic Antenna*. Proceedings of the 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2001), Salt Lake City, UT, S. 1942-1951.
- Kunysz, W. (2003): *A Three Dimensional Choke Ring Ground Plane Antenna*. Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003), Portland, S. 1883-1888.
- Lanzendörfer, H. (2012): *Zum Einsatz von Low-Cost GPS-Empfängern für kontinuierliches Monitoring eines Rutschhanges*. Masterarbeit an der TU Graz.
- Laufer, R. (2011): *Prozedurale Qualitätsmodellierung und -management für Daten – ingenieurgeodätische und verkehrstechnische Anwendungen*. Dissertation an der Universität Stuttgart, Deutsche Geodätische Kommission, München, Reihe C, Nr. 662.
- Leica (2015): *Leica GPS1200 + Serie Leistungsstarkes GNSS-System*. [http://www.leica-geosystems.com/downloads123/zz/gps/general/brochures/GPS1200\\_brochure\\_de.pdf](http://www.leica-geosystems.com/downloads123/zz/gps/general/brochures/GPS1200_brochure_de.pdf). Letzter Zugriff: 05.03.2015.
- LGO (2015): [http://www.leica-geosystems.de/de/Leica-Geo-Office\\_4611.htm](http://www.leica-geosystems.de/de/Leica-Geo-Office_4611.htm). Letzter Zugriff: 05.02.2015.
- Limpach, P. (2009): *Rock glacier monitoring with low-cost GPS: Case study at Dirru glacier, Mattertal*. AHORN, 05.11-06.11.2009, Zurich.
- MathWorks (2007): *MATLAB 7: Data Analysis*. The Mathworks, Inc..
- Melbourne, W. G. (1985): *The Case for Ranging in GPS Based Geodetic Systems*. Proceedings of the 1st International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System, US Department of Commerce, Rockville, S. 373-386.
- NGS (2014): <http://www.ngs.noaa.gov>. Letzter Zugriff: 01.09.2014.
- Niemeier, W. (2002): *Ausgleichsrechnung: eine Einführung für Studierende und Praktiker des Vermessungs- und Geoinformationswesens*. Walter de Gruyter, Berlin.
- Ray, J. K.; Cannon, M. E.; Fenton, P. (1998): *Mitigation of Static Carrier Phase Multipath Effects Using Multiple Closely-Spaced Antennas*. Proceedings of the 11th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 1998), Nashville, S. 1025-1034.
- Roberts, R.; Seynat, C.; Rizos C.; Hooper, G. (2004): *Low-cost Deformation Measurement System for Volcano Monitoring*. 3rd FIG Regional Conference, Jakarta, Indonesien.
- Rost, C. (2011): *Phasenmehrwege-reduzierung basierend auf Signal-qualitätsmessungen geodätischer GNSS-Empfänger*. Dissertation an der TU Dresden, Deutsche Geodätische Kommission, München, Reihe C, Nr. 665.
- Rothacher, M.; Schmid, R. (2010): *ANTEX: The Antenna Exchange Format, Version 1.4*. <ftp://igsceb.jpl.nasa.gov/pub/station/general/antex14.txt>.
- Rothacher, M.; Springer, T. A.; Schaer, S.; Beutler, G. (1997): *Processing strategies for regional GPS networks*. *Advances in Positioning and Reference*

- Frames: IAG Scientific Assembly, Rio de Janeiro, Springer-Verlag, S. 93-100.
- Saastamoinen, J. (1973): Contributions to the theory of atmospheric refraction. *Bulletin Géodésique*, Volume 105, Issue 1, S. 279-298.
- SAPOS (2015): Satellitenpositionierungsdienst der deutschen Landesvermessung. <http://www.sapos.de/>. Letzter Zugriff: 16.07. 2015.
- Schneider, D. (2006): Terrestrial Laser Scanning for area based Deformation Analysis of Towers and Water Dams. Proceedings of 3rd IAG/ 12th FIG Symposium, Baden, Austria, S. 22-24.
- Schweitzer, J.; Schwieger, V. (2011): Modeling of Quality for Engineering Geodesy Processes in Civil Engineering. *Journal of Applied Geodesy*, Band 5, Heft 1, S. 13-22.
- Schwieger, V. (1999): Ein Elementarfehlermodell für GPS- Überwachungsmessungen - Konstruktion und Bedeutung interepochaler Korrelationen. *Wissenschaftliche Arbeiten der Fachrichtung Vermessungswesen der Leibniz Universität Hannover*, Nr. 231.
- Schwieger, V. (2007): High-Sensitivity GNSS - the Low-Cost Future of GPS?. Proceedings on FIG Working Week, Hongkong.
- Schwieger, V. (2008): High-Sensitivity GPS - an availability, reliability and accuracy test. Proceedings on FIG Working Week, Stockholm.
- Schwieger, V. (2009): Accurate High-Sensitivity GPS for Short Baselines. FIG Working Week, Eilat.
- Schwieger, V.; Gläser, A. (2005): Possibilities of Low Cost GPS Technology for Precise Geodetic Applications. Proceedings on FIG Working Week, Kairo.
- Sciré-Scappuzzo, F.; Makarov, S. N. (2009): A Low-Multipath Wideband GPS Antenna with Cutoff or Non-Cutoff Corrugated Ground Plane. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 57, Issue 1, S. 33-46.
- Seeber, G. (2003): *Satellite Geodesy*. De Gruyter, Berlin.
- Seeber, G.; Menge, F.; Völkens, C.; Wübena, G.; Schmitz, M. (1997): Precise GPS positioning improvements by reducing antenna and site dependent effects. *Advances in Positioning and Reference Frames*, Springer Berlin Heidelberg, S. 237-244.
- Spilker, J. J. J. (1996): GPS Signal Structure and Theoretical Performance. *Global Positioning System: Theory and applications*, Volume 1, S. 57-119.
- Takasu, T.; Yasuda, A. (2008): Evaluation of RTK-GPS Performance with Low-cost Single-frequency GPS Receivers. Proceedings of international symposium on GPS/GNSS, S. 852-861.
- Tatarnikov, D.; Astakhov, A.; Stepanenko, A. (2011): Convex GNSS Reference Station Antenna. *International Conference on Multimedia Technology (ICMT)*, Hangzhou, S. 6288-6291, doi: 10.1109/ICMT.2011. 6002805.
- Taubenheim, J. (1969): *Statistische Auswertung geophysikalischer und meteorologischer Daten*. Akademische Verlagsgesellschaft Geest und Portig, Leipzig.
- TEQC (2014): <http://facility.unavco.org/software/teqc/teqc.html>. Letzter Zugriff: 30.02.2014.
- Townsend, B.; Van Nee, R. D. J.; Fenton, P.; Van Dierendonck, K. (1995): Performance Evaluation of the Multipath Estimating Delay Lock Loop. Proceedings of the 1995 National Technical Meeting of the Institute of Navigation, Anaheim, S. 277-283.
- Tranquilla, J. M. (1986): Multipath and imaging problems in GPS receiver antennas. *Proceeding of the Forth International Symposium of Satellite Positioning*, Austin, Volume 1, S. 557-571.
- Tranquilla, J. M.; Colpitts, B. G. (1989): GPS Antenna Design Characteristics for High Precision Applications. *Proceeding of ASCE Speciality Conference on High Precision Applications*, *Journal of surveying engineering*, Volume 115, Issue 1, S. 2-14.
- Tranquilla, J. M.; Carr, J. P.; Al-Rizzo, H. M. (1994): Analysis of a choke ring ground plane for multipath control in Global Positioning System (GPS) applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 42, Issue 7, S. 905-911.
- Trimble (2014): <http://www.trimble.com/infrastructure/gnss-choke-ring-antenna.aspx?dtID=support>. Letzter Zugriff: 07.08.2014.
- Trimble Bullet III (2015): *Bullet III GPS Antenna*. [http://trl.trimble.com/docushare/dsweb/Get/Document-8420/Bullet-III\\_DS.pdf](http://trl.trimble.com/docushare/dsweb/Get/Document-8420/Bullet-III_DS.pdf). Letzter Zugriff: 28.07. 2015.

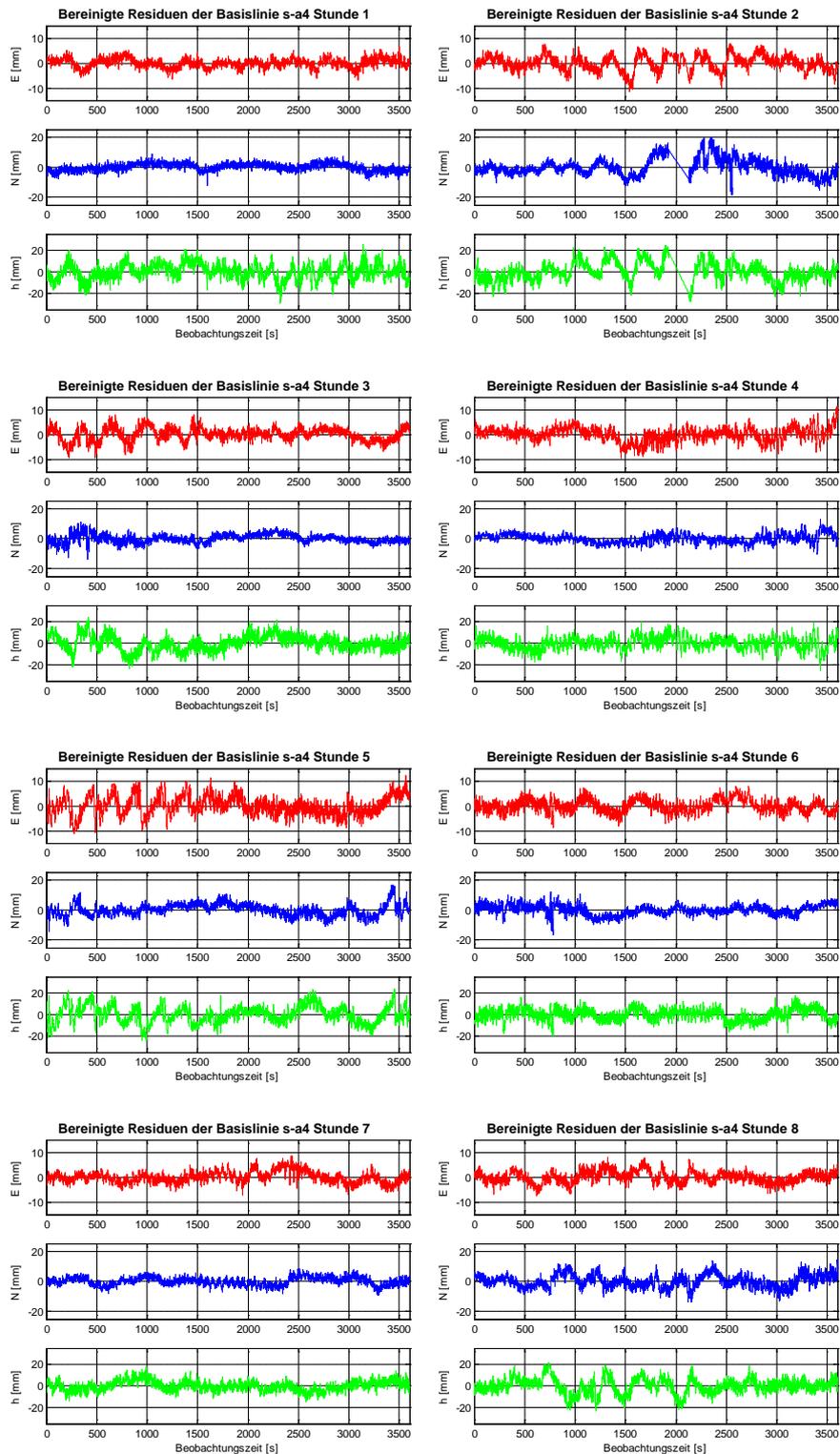
- Tsakiri, M.; Lichti, D.; Pfeifer, N. (2006): Terrestrial Laser Scanning for Deformation Monitoring. 3<sup>rd</sup> IAG/ 12<sup>th</sup> FIG Symposium, Baden, Austria.
- Ublox (2014a): <http://www.u-blox.com/>. Letzter Zugriff: 16.11.2014.
- Ublox (2014b): <http://u-blox.com/en/gps-modules/u-blox-6-timing-module/lea-6t.htm>. Letzter Zugriff: 16.11.2014.
- Ublox (2015): <http://u-blox.com/en/gps-modules/u-blox-6-timing-module/previous-generations-timing-modules.html>. Letzter Zugriff: 14.06.2015.
- Unavco (2014): <https://www.unavco.org>. Letzter Zugriff: 23.11.2014.
- Uni Bonn (2013a): Calibration Protocol Absolute Antenna Calibration for Trimble Bullet III with Ground Plate, SN: 224100575, Bonn, unveröffentlicht.
- Uni Bonn (2013b): Calibration Protocol Absolute Antenna Calibration for Trimble Bullet III with Choke Ring, SN: 224100575, Bonn, unveröffentlicht.
- Van Dierendonck, A. J.; Fenton, P.; Ford, T. (1992): Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver. *Navigation: Journal of the Institute of Navigation*, Volume 39, Issue 3, S. 265-283.
- Van Nee, R. D. J. (1995): Multipath and multi-transmitter interference in spread-spectrum communication and navigation systems. Dissertation an der TU Delft.
- Wa1 (2014): <http://www.wasoft.de/wa1/index.html>. Letzter Zugriff: 06.02.2014.
- Wa1 (2010): User's Guide Wa1 (Version 2.3). Unveröffentlicht.
- Wa2 (2015): <http://www.wasoft.de/wa2/prog/index.html>. Letzter Zugriff: 05.07.2015.
- Wanninger, L. (1994): Der Einfluss der Ionosphäre auf die Positionierung mit GPS. *Wissenschaftliche Arbeiten der Fachrichtung Vermessungswesen der Leibniz Universität Hannover*, Nr. 201.
- Wanninger, L. (2000): Präzise Positionierung in regionalen GPS-Referenzstationsnetzen. Habilitation an der TU Dresden, Deutsche Geodätische Kommission, München, Reihe C, Nr. 508.
- Wanninger, L. (2008): The Future is Now - GPS + GLONASS + SBAS = GNSS. *GPS World*, Volume 19, Issue 7, S. 42-48.
- Wanninger, L.; Frevert, V.; Wildt, S. (2000): Der Einfluss der Signalbeugung auf die präzise Positionierung mit GPS. *Zeitschrift für Vermessungswesen*, Jahrgang 125, Band 125, S. 8-16.
- Wanninger, L.; May, M. (2000): Carrier Phase Multipath Calibration of GPS Reference Stations. *Proceedings of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2000)*, Salt Lake City, UT, S. 132-144.
- Wanninger, L.; Rost, C.; Hartlieb, G.; Köhr, M. (2006): Zur Problematik des Antennenwechsels auf GNSS-Referenzstationen. *Zeitschrift für Vermessungswesen*, Jahrgang 131, Band 4, S. 171-175.
- Wanninger, L.; Wallstab-Freitag, S. (2007): Combined Processing of GPS, GLONASS, and SBAS Code Phase and Carrier Phase Measurements. *Proceedings of the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2007)*, S. 866 - 875.
- Weber, R.; Hinterberger, F. (2012): Precise Point Positioning (PPP) - Berechnungsmodell, Einsatzmodell, Einsatzbereiche, Grenzen. 124. DVW-Seminar, Wißner Verlag, Augsburg.
- Weill, L. R. (1997): Conquering Multipath: The GPS Accuracy Battle. *GPS World*, Volume 8, Issue 4, S. 59-66.
- Wells, D.; Beck, N.; Delikaraoglou, D.; Kleusberg, A.; Krakiwsky, E. J.; Lachapelle, G.; Langley, R. B.; Nakiboglu, M.; Schwarz, K. P.; Tranquilla, J. M.; Vanicek, P. (1987): *Guide to GPS Positioning*. 2<sup>nd</sup> Edition, Canadian GPS Associates, New Brunswick, Canada.
- Wieser, A.; Brunner, F. K. (2002): SIGMA-F: Variances of GPS Observations Determined by a Fuzzy System. *Vistas for Geodesy in the New Millennium*, Springer Berlin Heidelberg, S. 365-370.
- Wilschko, T. (2004): Sichere Information durch infrastrukturgestützte Fahrerassistenzsysteme zur Steigerung der Verkehrssicherheit an Straßenknotenpunkten. *VDI, Reihe 12, Nr. 570*. Düsseldorf: VDI-Verlag.
- Wübbena, G. (1985): Software Developments for Geodetic Positioning with GPS Using TI 4100 Code and Carrier Measurements, *Proceedings First International Symposium on Precise Positioning with the*

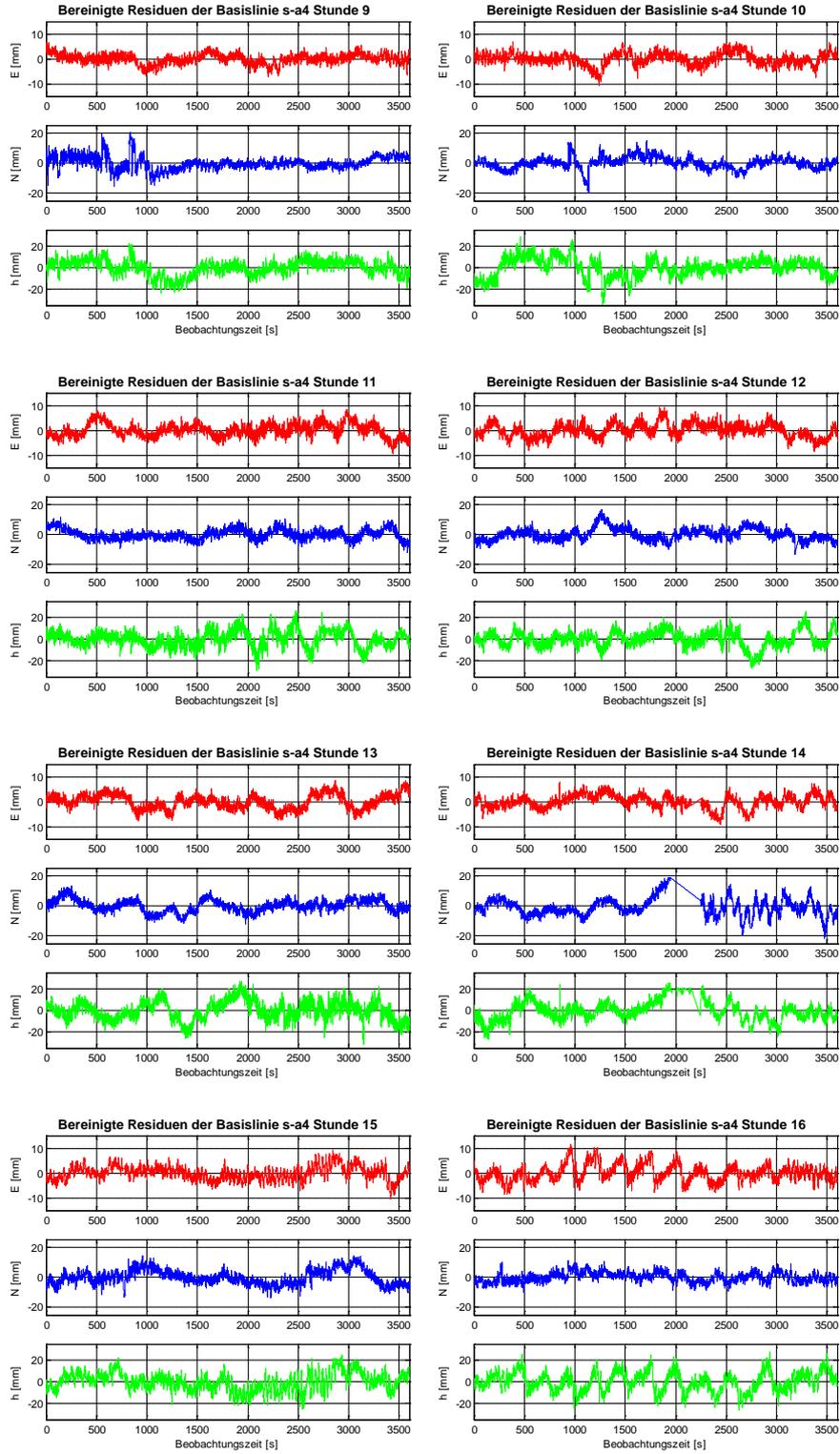
- Global Positioning System, US Department of Commerce, Rockville, S. 403-412.
- Wübbena, G. (2001): Zur Modellierung von GNSS-Beobachtungen für die hochgenaue Positionsbestimmung. Festschrift zum 60. Geburtstag von Prof. Dr.-Ing. Günther Seeber, Hannover. S. 143-155.
- Wübbena, G.; Schmitz, M.; Boettcher, G. (2006): Neue Aspekte bei der Stationskalibrierung: Trennung Nahfeld und Fernfeld Multipath. 6. GPS-Antennen-Workshop, Geodätisches Institut, Rheinische Friedrich-Wilhelm Universität Bonn.
- Wübbena, G.; Schmitz, M.; Matzke, N. (2010): On GNSS In-Situ Station Calibration of Near-Filed Multipath. International Symposium on GNSS, Space-based and Ground-based Augmentation Systems and Applications, Brussels, Belgium.
- Zeimetz, P. (2012): Zur Entwicklung und Bewertung der absoluten GNSS-Antennenkalibrierung im HF-Labor. Dissertation an der Universität Bonn, Deutsche Geodätische Kommission, München, Reihe C, Nr. 682.
- Zeimetz, P.; Becker, M.; Kuhlmann, H.; Schön, S.; Wanninger, L. (2011): Berücksichtigung von Antennenkorrekturen bei GNSS-Anwendungen. DVW-Merkblatt.
- Zhang, L.; Schwieger, V. (2011): Ein Echtzeit-Qualitätskontrollsystem für Wohnhausbauprozesse. AVN, Jahrgang 118, Band 118, Heft 11-12, S. 368-380.
- Zhang, L.; Schwieger, V. (2013): Monitoring mit Low-Cost GPS Empfängern - Chancen und Grenzen. 124. DVW-Seminar, Wißner Verlag, Augsburg.
- Zhang, L.; Stange, M.; Schwieger, V. (2012): Automatic Low-Cost GPS Monitoring System Using WLAN Communication. FIG Working Week, Rom.
- Zielinski, J. B. (1988): Covariances in 3D network resulting from orbital errors. Proceedings of the International GPS-Workshop, Darmstadt, Springer-Verlag, S. 504-514.

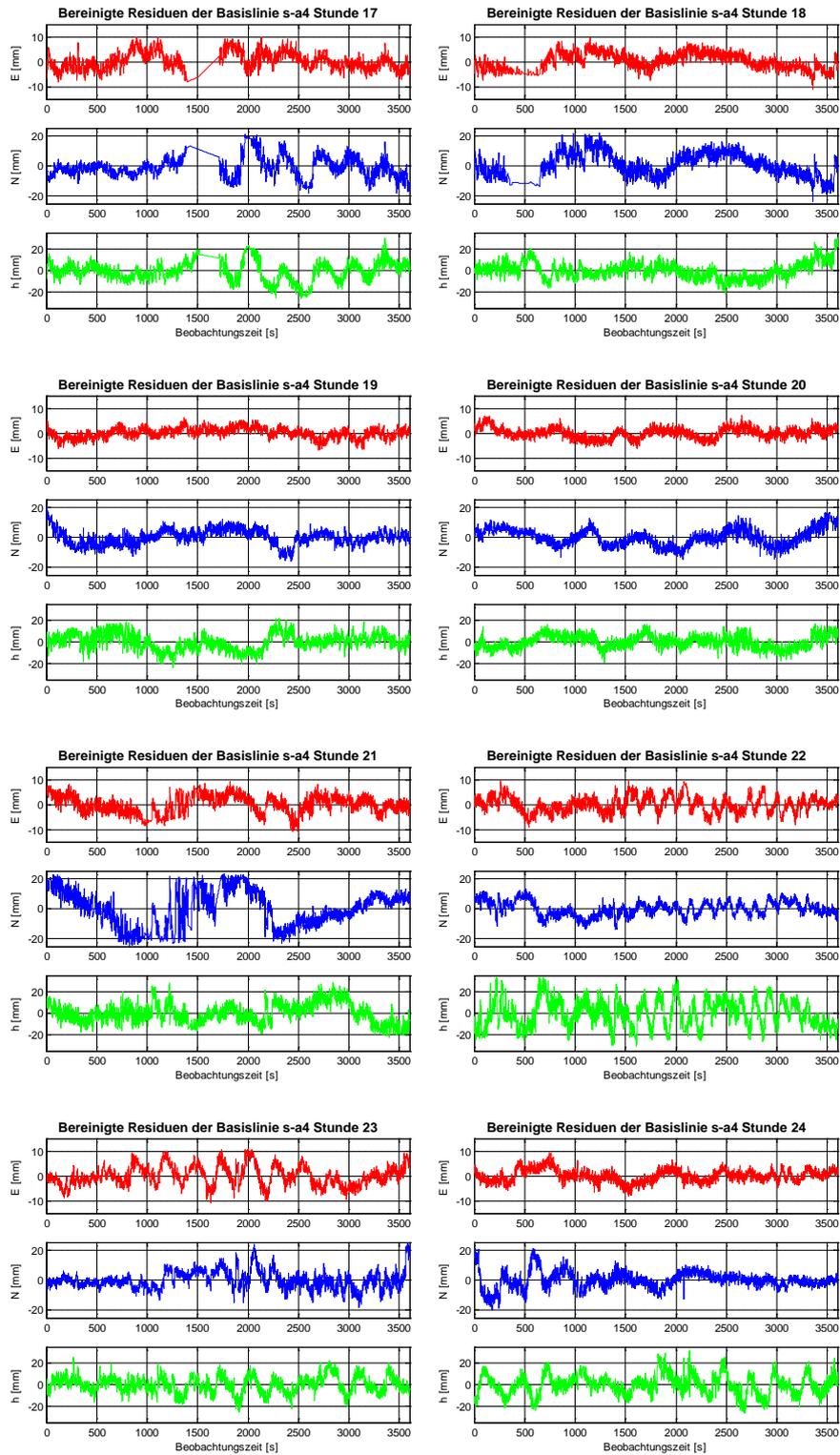
# Anhang

## Anhang A

### A.1 Stundenweise Darstellung der bereinigten Residuen der Basislinie s-a4 der Tageslösung am 26. Tag







### A.2 Zeitliche Variationen der Zuverlässigkeit (stundenweise)

In Abb. A.1 sind die Anteile der Ausreißer der Basislinie s-a4 für die einzelnen Stunden (am 26. Tag) dargestellt. Aus Abb. A.1 lässt sich erkennen, dass sich die Anteile der Ausreißer von Stunde zu Stunde deutlich stärker als von Tag zu Tag ändern. Der durchschnittliche Anteil der Ausreißer  $o_m$  schwankt zwischen 0,1 % und 4,9 %. Die Anteile der Ausreißer aller drei Komponenten liegen zur selben Stunde im Allgemeinen nah beieinander und die Zuverlässigkeit der Messungen lässt sich gut mit dem Parameter  $o_m$  beschreiben.

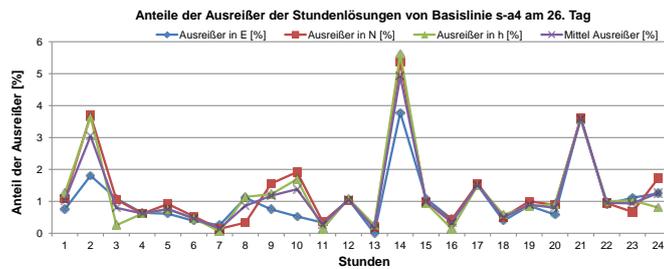


Abb. A.1: Anteile der Ausreißer für jede Stunde der Basislinie s-a4 (am 26. Tag)

Aus Abb. A.1 wird ersichtlich, dass die Anteile der Ausreißer in der 2., 14. und 21. Stunde viel größer als in den anderen Stunden sind. Deswegen werden in Abb. A.2, Abb. A.3 und Abb. A.4 die originalen und die bereinigten Residuen dieser drei Zeiträume dargestellt. Die Zeitreihen, sowohl bei den originalen als auch bei den bereinigten Residuen, zeigen in den drei Stundenblöcken ein deutlich unterschiedliches Verhalten. Die Zeitfenster, die viele Ausreißer enthalten, sind mit nummerierten Rechtecken in den Abbildungen markiert.

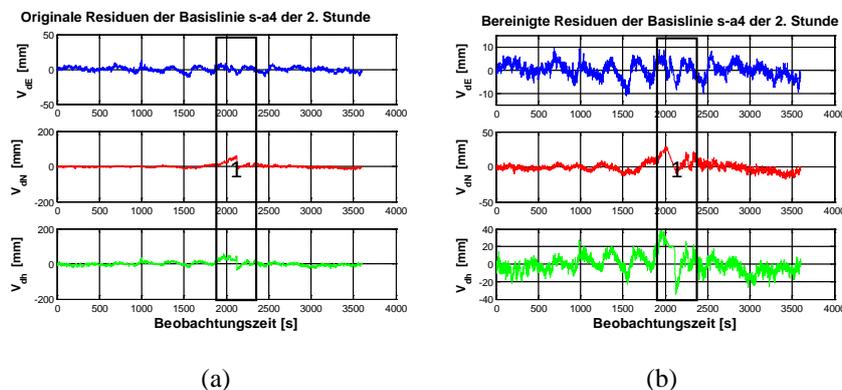


Abb. A.2: Originale und bereinigte Residuen der Basislinie s-a4 der 2. Stunde

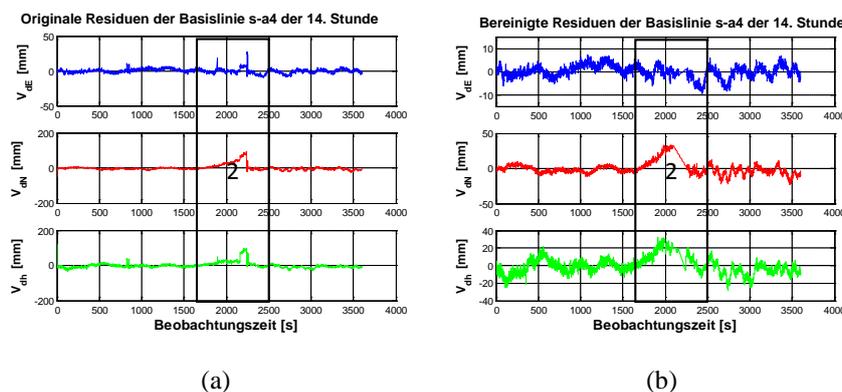


Abb. A.3: Originale und bereinigte Residuen der Basislinie s-a4 der 14. Stunde

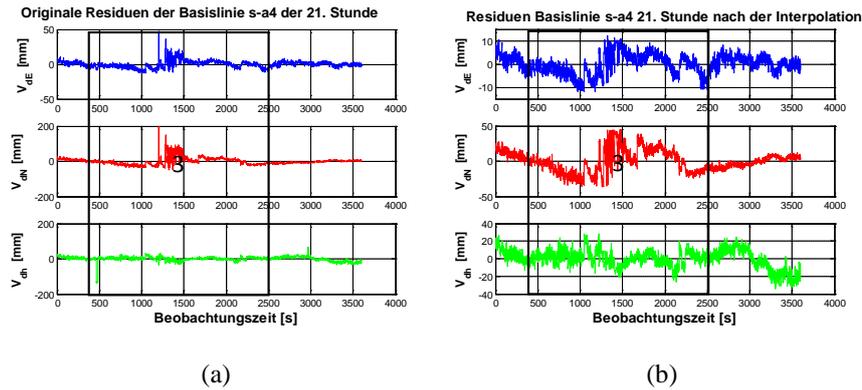


Abb. A.4: Originale und bereinigte Residuen der Basislinie s-a4 der 21. Stunde (Stundenlösung)

Durch Analyse der Protokolldatei der Software Wa1 (vgl. Abschnitt 4.2.2.2) und von Diagrammen zur Satellensichtbarkeit wurde folgendes festgestellt. Bei den Zeitfenstern 1 und 2 sind durchschnittlich 7 bis 9 sichtbare GPS-Satelliten oberhalb einer Elevation von  $10^\circ$  verfügbar. Allerdings sind die absteigenden Satelliten PRN G16 (beim Zeitfenster 1) und G05 (beim Zeitfenster 2) nur am Anfang des Zeitfensters sichtbar. Am Ende der zwei Zeitfenster wurden die Signale beider Satelliten durch die zwei Hochhäuser K1 und K2 blockiert; die beiden Satelliten sind dadurch nicht mehr sichtbar, obwohl sie beide noch eine Elevation von über  $10^\circ$  aufweisen. Das bedeutet, dass das jeweilige Signal beim Übergang möglicherweise gebeugt wird. Zudem liegen die Abweichungen der Ausreißer im Dezimeterbereich (vgl. in Abb. A.2 a und Abb. A.3 a). Die Mehrdeutigkeiten sind vermutlich innerhalb der Zeitfenster falsch festgelegt. Daher gibt es einen Sprung in den Koordinatenreihen (vgl. Abb. A.2 a und Abb. A.3 a). Nach der Interpolation sind die Ausreißer zum größten Teil eliminiert. Die unterschiedlichen periodischen Schwingungen in den Zeitreihen sind auffällig (vgl. Abb. A.2 b und Abb. A.3 b).

Beim Zeitfenster 3 (vgl. Abb. A.4) stehen insgesamt nur 4 bis 6 sichtbare GPS-Satelliten oberhalb einer Elevation von  $10^\circ$ . In diesem Zeitraum wurde das Signal des aufsteigenden Satelliten PRN G21 zuerst durch die Hochhäuser K1 oder K2 blockiert und ist erst später (ab der 1000. Sekunde) sichtbar. Aus diesem Grund sind auch hier beim Übergang Beugungseffekte an der oberen Kante der Hochhäuser zu vermuten. Zusätzlich können die Mehrdeutigkeiten des absteigenden Satelliten PRN G02 (in Richtung des Azimuts der Metallgitterwand) in einem Zeitraum zwischen der 1300. und der 2400. Sekunde nur sehr schlecht oder überhaupt nicht fixiert werden. Hier sind Beugungseffekte an der oberen Kante der Metallwand zu vermuten. Die Abweichungen der originalen Residuen liegen dabei in einer Größenordnung von mehr als 1 dm (vgl. Abb. A.4 a). Dies spricht dafür, dass die großen Abweichungen wesentlich von der Beugung verursacht werden. Nach der Interpolation fallen die Abweichungen, besonders bei der Nordkomponente, sehr stark ab (vgl. in Abb. A.4 b).

Zusätzlich sind die Schwingungen in den bereinigten Residuen gut zu erkennen (vgl. in Abb. A.2 b, Abb. A.3 b und Abb. A.4 b). Diese Beispiele zeigen, dass Mehrwegeeffekte (aufgrund der Reflexion) und Beugungseffekte in Kombination auftreten.

### A.3 Zeitliche Variationen der Genauigkeiten (stundenweise)

Abb. A.5 zeigt die Standardabweichungen der Basislinie s-a4 für jede Stunde am 26. Tag. Die durchschnittlichen Standardabweichungen der Residuen für jede Stunde liegen in der Ost-, Nord- und Höhenkomponente sowie für die 3D-Position jeweils bei ca. 3,0 mm, 5,6 mm, 8,5 mm bzw. 10,8 mm. Die Standardabweichungen der Stundenlösungen ändern sich mit einer Schwankung von 3,0 mm in der Position viel stärker als bei der Tageslösung. Dies gilt besonders für die Nord- und die Höhenkomponente (jeweils mit einer Standardabweichung von 3,0 mm bzw. 2,0 mm). Das Verhältnis zwischen den Standardabweichungen der Ost-, Nord- und Höhenkomponente liegt, wie bei der Tageslösung, bei etwa 1:2:3.

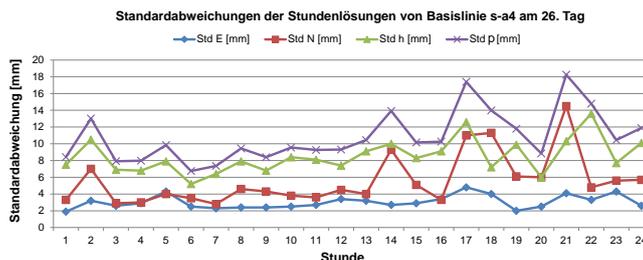


Abb. A.5: Standardabweichungen der Stundenlösungen der Basislinie s-a4 am 26. Tag

Die Standardabweichungen des nicht-korrelierenden Anteils, des korrelierenden Anteils und die Gesamtstandardabweichung  $s_\delta$ ,  $s_\Delta$  und  $s$  werden (wie in Abschnitt 6.2.2.3 vorgestellt) für jede Stunde der Basislinie s-a4 am 26. Tag berechnet und in Abb. A.6 dargestellt. Das Verhältnis  $s_\delta:s_\Delta:s$  ist für den gesamten Zeitraum stabil und liegt wie für die Tageslösungen bei etwa 4:9:10.

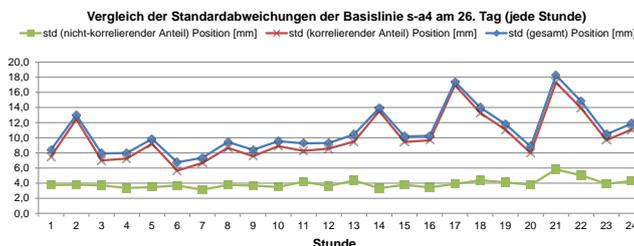
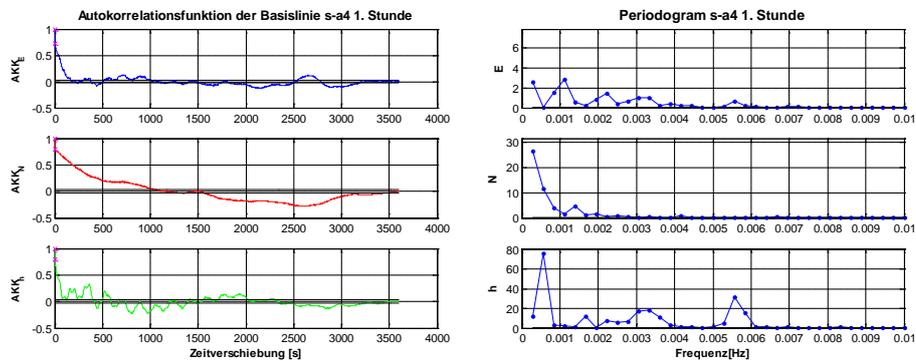


Abb. A.6: Vergleich der Standardabweichung der Basislinie s-a4 am 26. Tag (für jede Stunde)

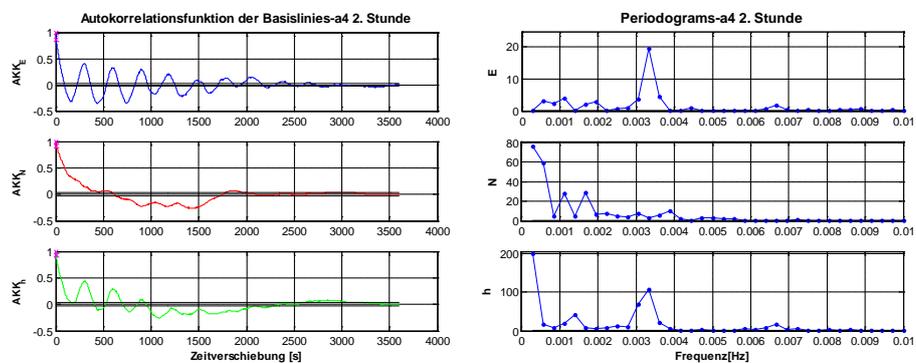
## Anhang B

### Autokorrelationen und Periodogramm für jede Stunde der Basislinie s-a4 der Tageslösung am 26. Tag



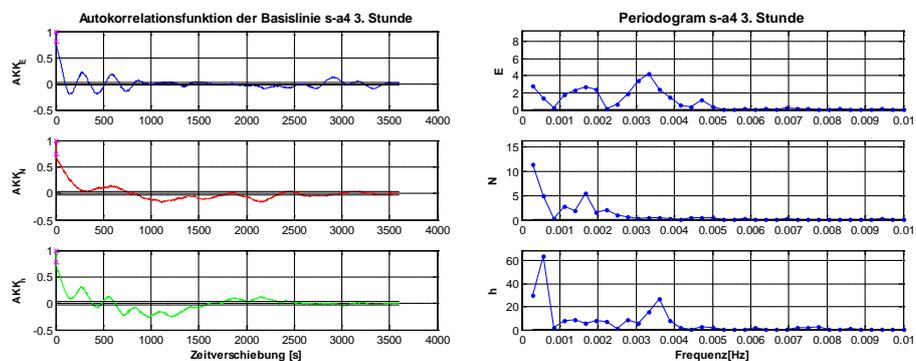
(a)

(b)



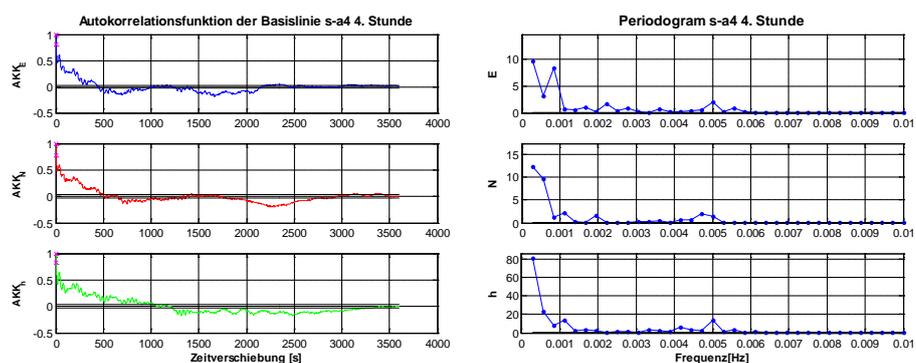
(a)

(b)



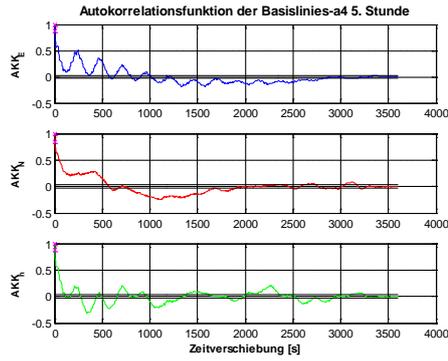
(a)

(b)

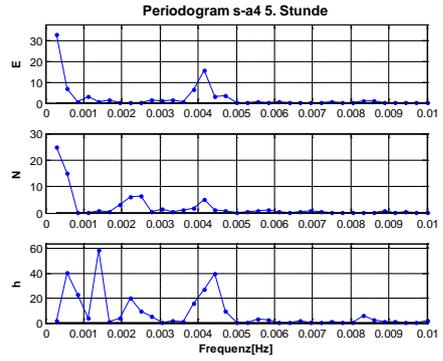


(a)

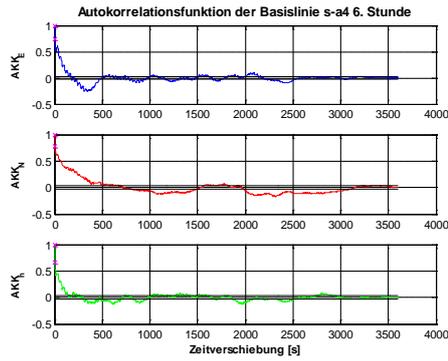
(b)



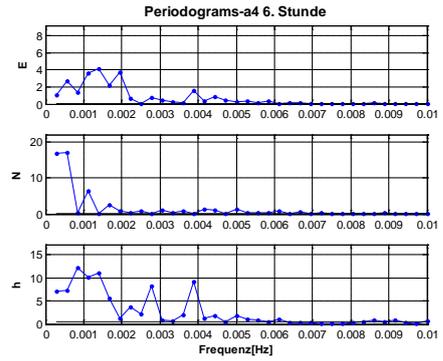
(a)



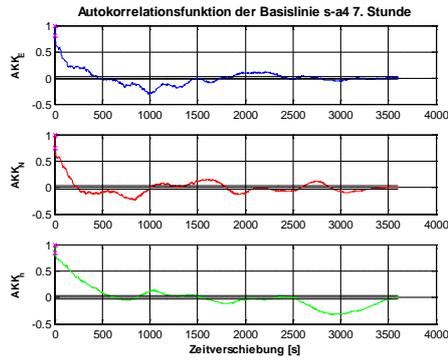
(b)



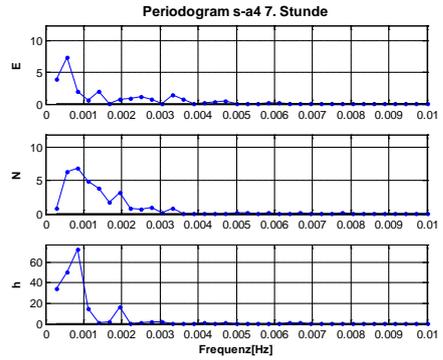
(a)



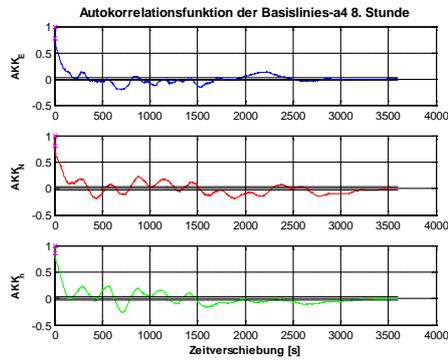
(b)



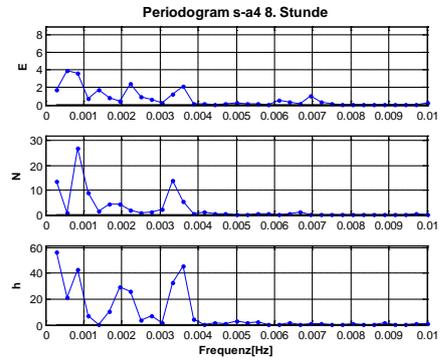
(a)



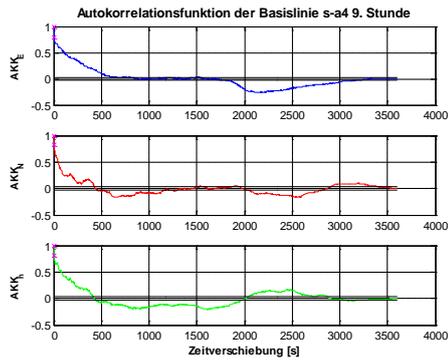
(b)



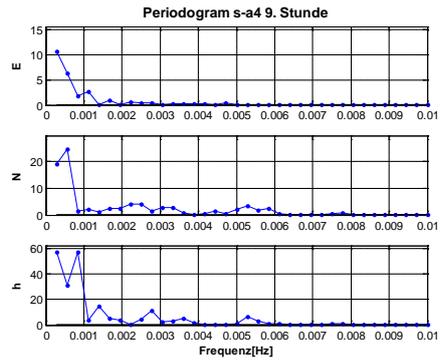
(a)



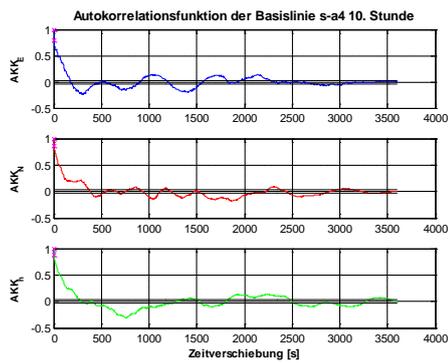
(b)



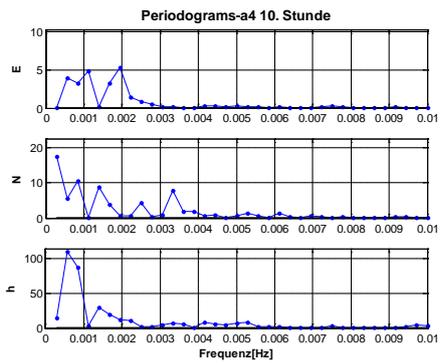
(a)



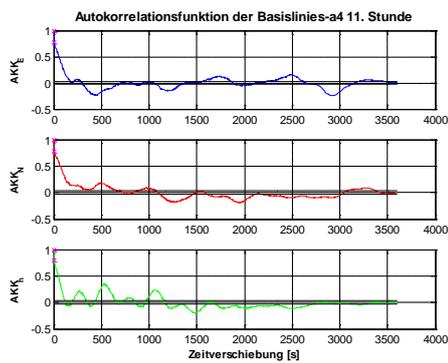
(b)



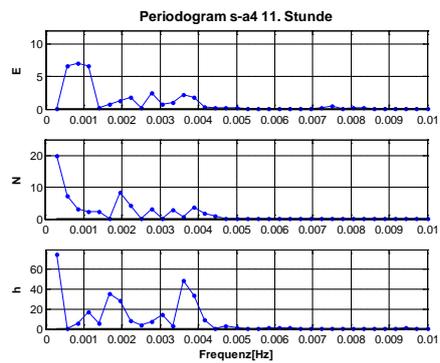
(a)



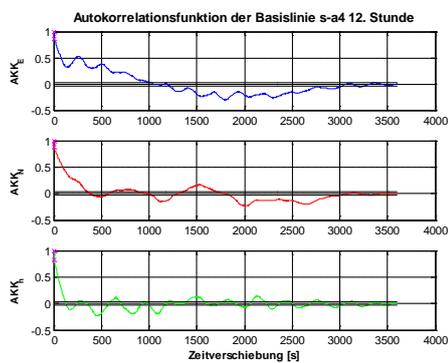
(b)



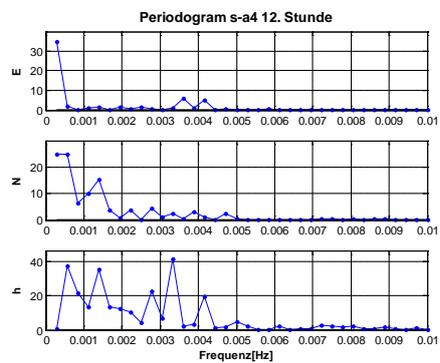
(a)



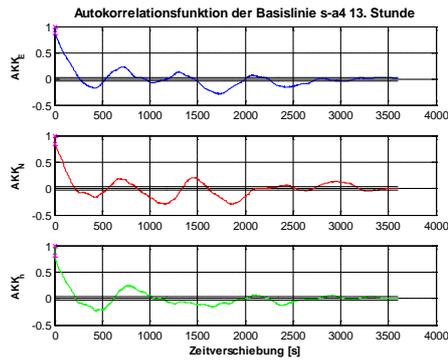
(b)



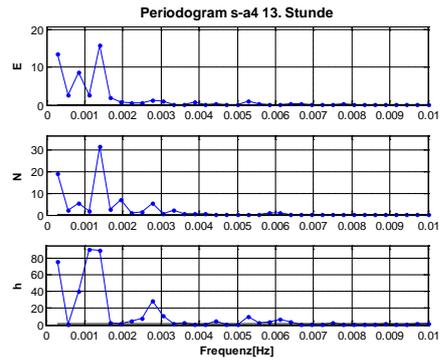
(a)



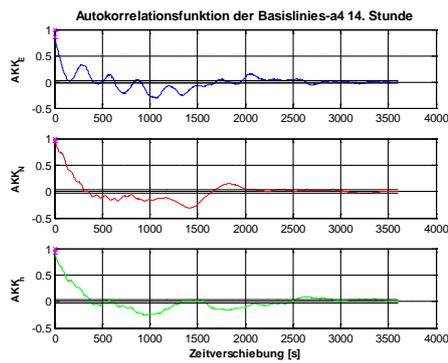
(b)



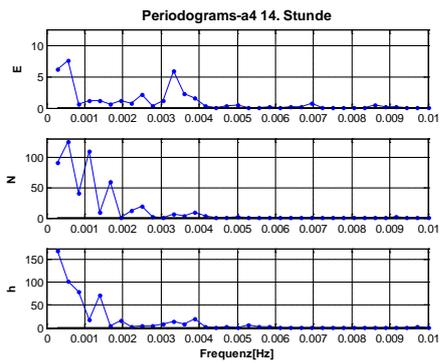
(a)



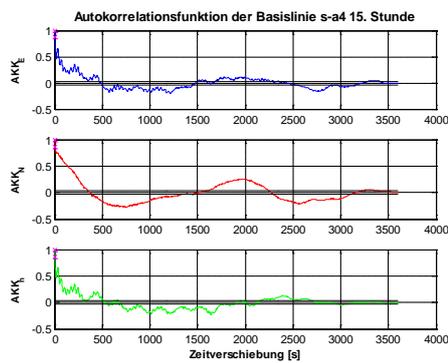
(b)



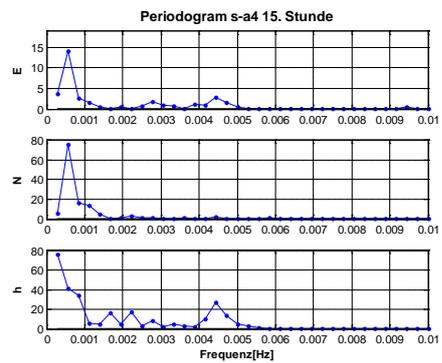
(a)



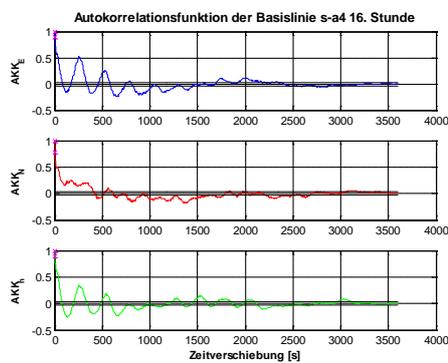
(b)



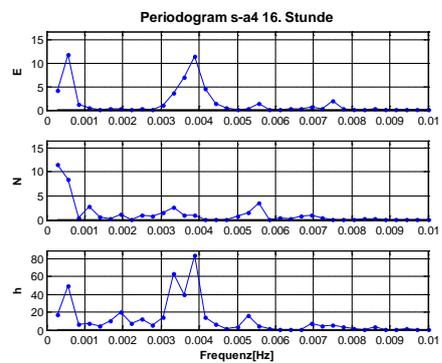
(a)



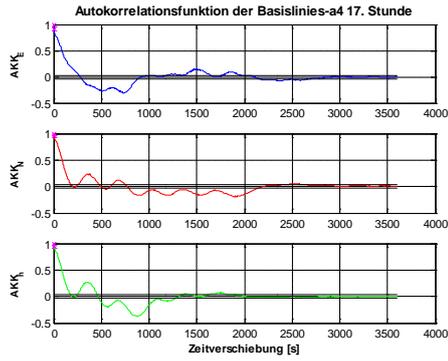
(b)



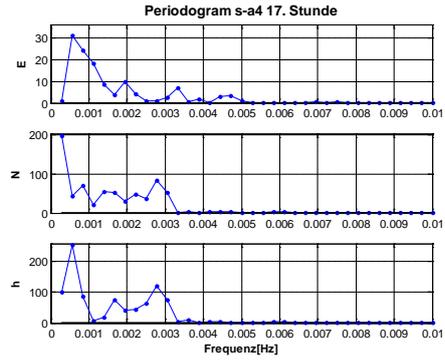
(a)



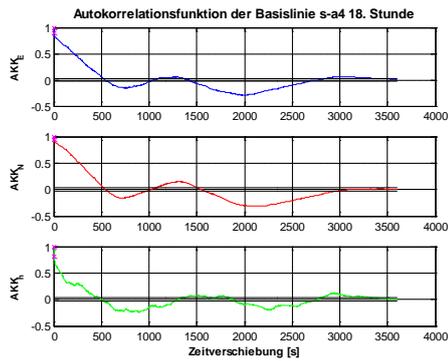
(b)



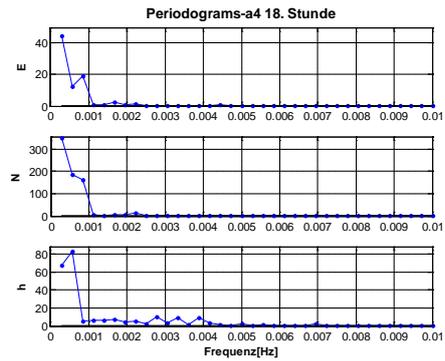
(a)



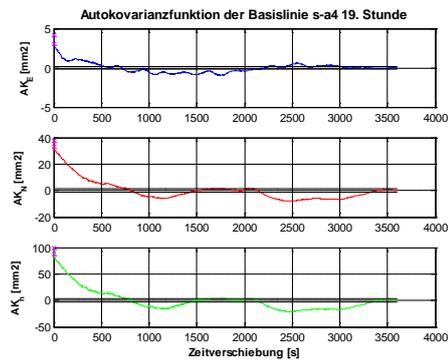
(b)



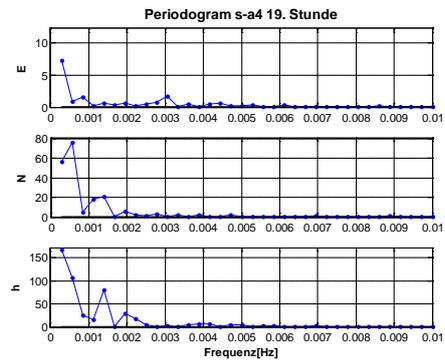
(a)



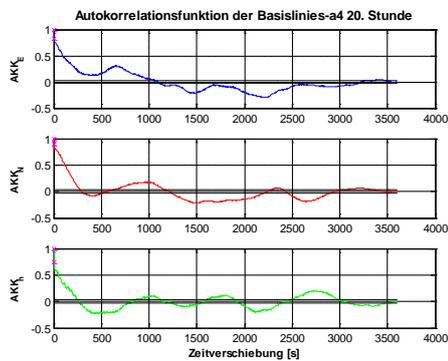
(b)



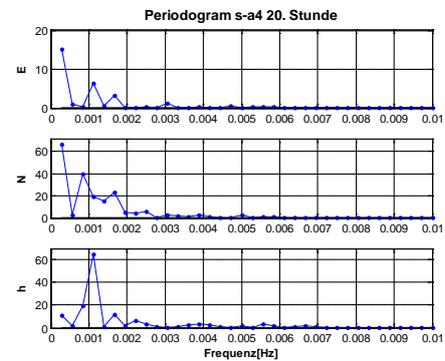
(a)



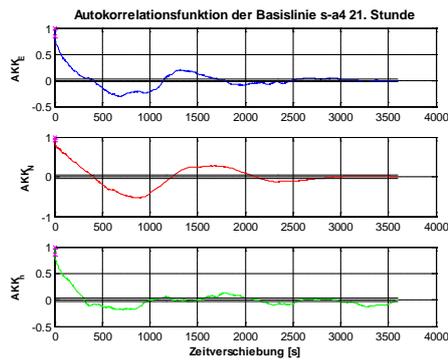
(b)



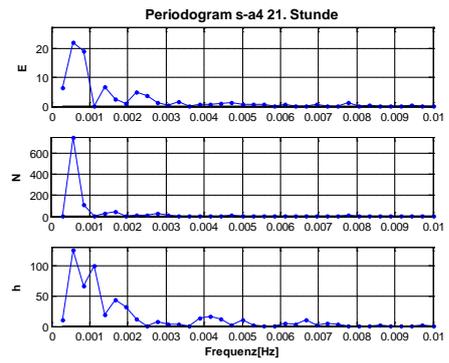
(a)



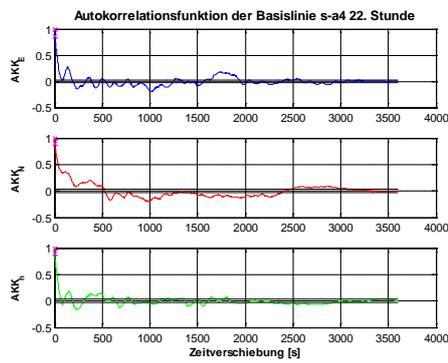
(b)



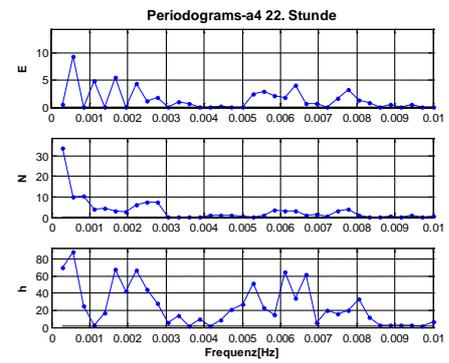
(a)



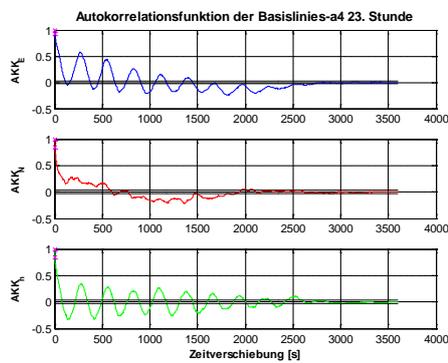
(b)



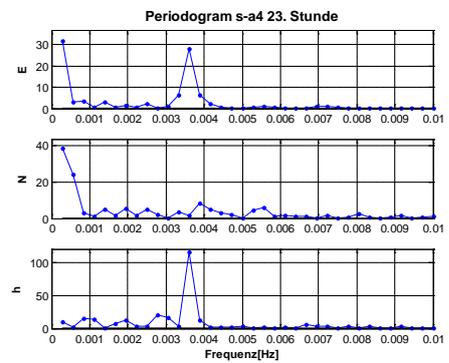
(a)



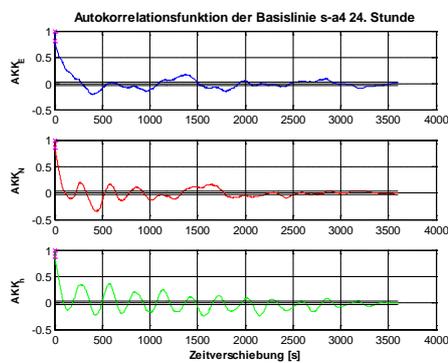
(b)



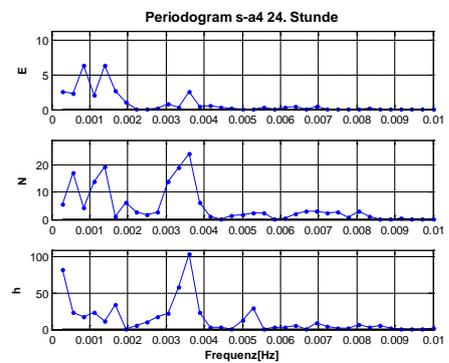
(a)



(b)



(a)



(b)

## Anhang C

### C.1 Analyse der zeitlichen Variation der Frequenzen mit Methode 1

Die fünfte Stunde seit Beginn der Messung am 26. Tag wird noch einmal detaillierter betrachtet. Dazu werden die Residuen in vier 15-minütige (900 Sekunden) Blöcke aufgeteilt. Die Periodenlängen jedes Blockes werden mit Methode 1 (vgl. Kapitel 6.3) abgeschätzt. Die durch Methode 1 identifizierten Perioden, die größer als 100 Sekunden sind, sind in Abb. A.7 markiert. Aus Abb. A.7 ist zu erkennen, dass sich mehrere Periodenlängen überlagern und die Periodenlänge mit der Zeit tendenziell größer wird. Durch dieses Beispiel kann die zeitliche Variation der Mehrwegefrequenzen erkannt werden. Ferner ist auffallend, dass die gefundenen Periodenlängen bei verschiedenen Koordinatenkomponenten unterschiedliche Periodenlängen aufweisen; die Begründung hierfür wird in Abschnitt 2.2.5.4 gegeben.

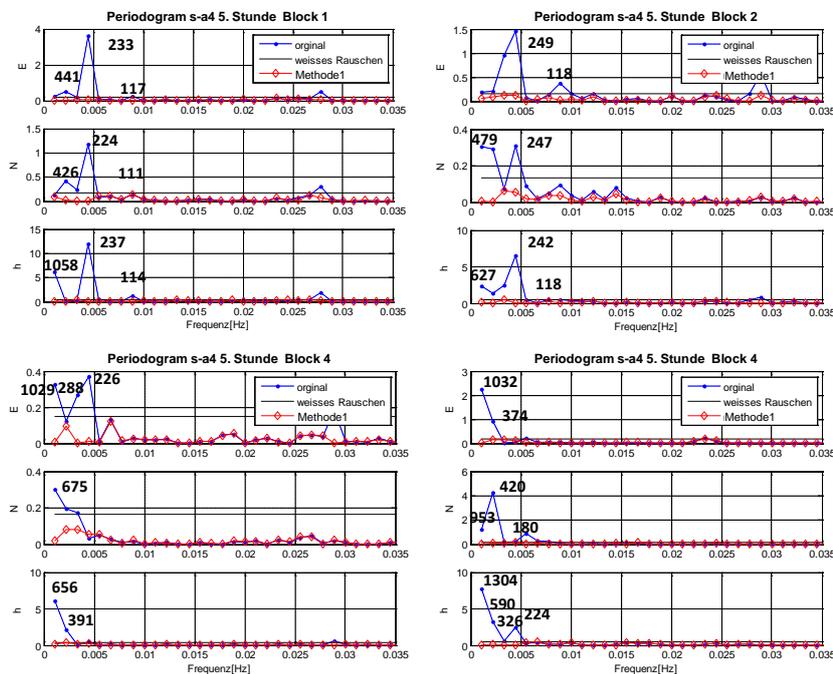


Abb. A.7: Periodogramm der 15-minütigen Zeitdauer-Blöcke der Basislinie s-a4 (5. Stunde)

### Vergleich der theoretischen und der geschätzten Mehrwegeperioden

Im Folgenden wird analysiert, ob die durch Methode 1 abgeschätzten Mehrwegeperioden mit den theoretischen Mehrwegeperioden, die nach Gleichung (2-41) berechnet werden können, übereinstimmen oder zumindest ähnlich ausfallen.

Zur Berechnung der Mehrwegefrequenzen nach Gleichung (2-41) werden der Abstand zwischen Antenne und Reflektor, der Elevationswinkel und die Elevationsgeschwindigkeit benötigt. Für Antenne a4 sind die Wand und der Boden jeweils 5,5 m bzw. 1,2 m entfernt. Die Größe der Elevation und der Elevationsgeschwindigkeit wird aus Abb. A.8 abgeschätzt. Abb. A.8 stellt die Elevationen der Satelliten in der 5. Stunde dar. Es wird zur Vereinfachung angenommen, dass die Geschwindigkeit während der 15 Minuten konstant ist. Die durchschnittliche Elevation und Elevationsgeschwindigkeit wird in Gleichung (2-41) eingesetzt. In Tab. A.1 wird die durchschnittliche Mehrwegeperiode jedes sichtbaren Satelliten nach Gleichung (2-41) für die vier Blöcke berechnet.

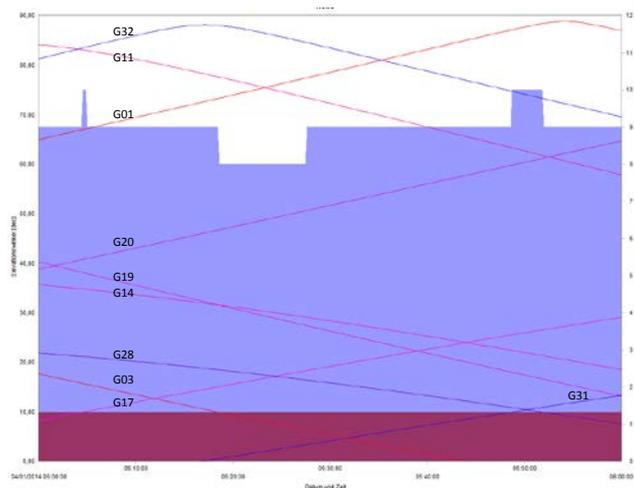


Abb. A.8: Elevation der Satelliten der 5. Stunde an Antenne a4 (LGO 2015)

Tab. A.1: Theoretische Mehrwegeperioden [Sekunden]

	Block 1		Block 2		Block 3		Block 4	
	Wand	Boden	Wand	Boden	Wand	Boden	Wand	Boden
G01	137	1591	131	2329	128	4468	446	39001
G03	508	602	-	-	-	-	-	-
G11	150	4889	153	2812	158	1989	165	1552
G14	538	1632	585	1579	643	1534	716	1495
G17	638	595	401	615	296	646	296	646
G19	226	789	268	731	358	748	438	661
G20	222	916	200	1017	183	1158	171	1361
G28	735	1243	883	1218	1110	1198	1503	1183
G31	-	-	-	-	-	-	894	833
G32	128	6085	128	7433	130	2925	134	1838

In Abb. A.9 ist die Himmelsdarstellung von Antenne a4 der 5. Stunde dargestellt, wobei der Richtungswinkel der Wand und die Satellitennummer ebenfalls eingetragen sind.

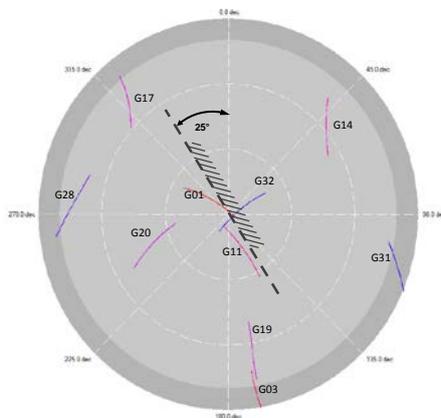


Abb. A.9: Himmelsdarstellung der Antenne a4 der 5. Stunde (LGO 2015)

Beim Vergleich von Tab. A.1, Abb. A.7 und Abb. A.9 lässt sich vermuten, dass die maximalen Spitzen in Block 1 und 2 (mit einer Periode von etwa 230 bis 240 Sekunden) durch die reflektierten Signale des Satelliten G19 an der Wand entstehen.

Nachfolgend werden die Überlegungen im Detail erläutert:

- Die durch die an dem Boden reflektierten Signale hervorgerufenen Mehrwegeeffekte haben i.d.R. Perioden von länger als 600 Sekunden bzw. 10 Minuten. Diese Signale sollen zum großen Teil bereits durch die CR-Grundplatte abgeschirmt werden.
- Die Signale der Satelliten G14 und G31, die hinter der Wand stehen (vgl. Abb. A.9), können nicht an der Wand reflektiert werden.
- Die Mehrwegeperioden der hochstehenden Satelliten G01 und G32 und G11 betragen etwa 120 bis 150 Sekunden. Daher können sie ausgeschlossen werden. Es kann allerdings sein, dass sie die kleinen Amplituden im Periodogramm in Abb. A.7 bei etwa 110 Sekunden verursachen.
- Daher sind nur die Satelliten G03, G17, G19, G20 und G28 als Verursacher möglich. Von diesen fünf Satelliten passen nur die Perioden der Satelliten G19 und G20 zu den durch Methode 1 berechneten Perioden.
- Die Perioden des aufsteigenden Satelliten G20 werden mit der Zeit kleiner (vgl. die Änderung der Periode des Satelliten G20 in Tab. A.1). Die Periodogramme (vgl. Abb. A.7) zeigen allerdings, dass die Perioden größer werden, deswegen wird auch der Satellit G20 ausgeschlossen. Somit verbleibt Satellit G19.

Bei Block 3 und 4 lässt sich erkennen, dass die Perioden generell größer als für die ersten beiden Blöcke sind. Aufgrund der Überlagerung von mehreren Schwingungen bleibt es allerdings schwierig, die Mehrwegeperiode einzelnen Satelliten zuzuordnen.

Des Weiteren ist auffallend, dass die berechneten Mehrwegeperioden in Tab. A.1 nicht die gleichen sind wie die durch Methode 1 geschätzten Perioden.

Dafür gibt es mehrere Gründe:

- Die Abschätzung nach Gleichung (2-41) gehen von einem vereinfachten geometrischen Modell (vgl. Abschnitt 2.2.5.2 und 2.2.5.3) und gerichteter Reflexion aus. Die Reflexion in der Realität passt daher nicht genau zu dem mathematischen Modell.
- Die Elevation und deren Geschwindigkeit sind grob aus Abb. A.8 geschätzt. Präziser können sie aus der Navigationsdatei abgeleitet werden. Die Geschwindigkeiten der Elevationen sind außerdem nicht, wie angenommen, konstant.
- Außerdem sind, wie in Abschnitt 2.2.5.4 bereits erklärt, Einflüsse der Mehrwegeeffekte von allen Satelliten durch alle Reflektoren in den Zeitreihen der Koordinaten gemischt. Die durch Methode 1 geschätzte Periode kann durchaus von mehreren Satelliten verursacht werden. Deswegen ist die Identifikation der Satelliten zwar, wie in Block 1 und 2 möglich, jedoch oft, wie in Block 3 und 4, schwierig.

## C.2 Analyse der räumlichen Variation der Frequenzen mit Methode 1

Es gibt insgesamt 9 Antennen bzw. Basislinien. Daher können die räumlichen Variationen der Frequenzen analysiert werden. Da der erste 15-minütige Block der Stunde 5 eindeutige Perioden bei der Basislinie s-a4 aufweist, wird dieser Zeitblock für alle 9 Basislinien analysiert. Die Perioden mit der maximalen Amplitude aller 9 Basislinien in diesen Zeitblock sind in Tab. A.2 aufgeführt.

Tab. A.2: Perioden mit maximalen Amplituden von allen 9 Basislinien (Block 1 der 5. Stunde)

Basislinien	Perioden mit der maximalen Amplitude (Sekunden)			
	Ost	Nord	Höhe	Mittel
s-a4	233	224	237	231
s-a5	230	224	230	228
s-a6	225	232	228	228
s-a7	258	254	259	257
s-a8	258	257	258	258
s-a9	248	245	250	248
s-a10	277	285	275	279
s-a11	277	286	277	280
s-a12	279	268	281	276

Tab. A.2 zeigt die räumliche Variation der Mehrwegfrequenzen. Aus Tab. A.2 ist zu erkennen, dass die Perioden bei den verschiedenen Koordinatenkomponenten unterschiedlich, jedoch ähnlich sind. Deswegen werden die Mittelwerte aller Komponenten gebildet (vgl. letzte Spalte in Tab. A.2).

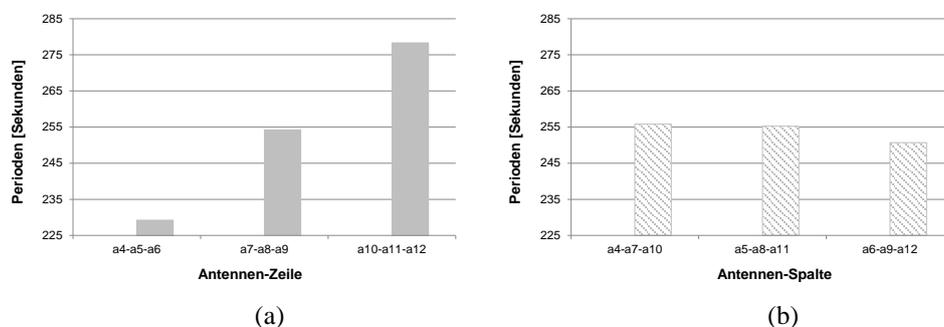


Abb. A.10: Mittelwert der Perioden der Antennen-Zeile und Antennen-Spalte

Die Mittelwerte werden für jede Antennen-Zeile und -Spalte berechnet und in Abb. A.10 dargestellt. Es ist auffallend, dass die Perioden der Antennen-Zeile deutlich unterschiedlicher als die der Antennen-Spalte ausfallen. Die Mittelwerte der Perioden der Antennen-Zeilen a4-a5-a6, a7-a8-a9 und a10-a11-a12 sind jeweils 229, 254 bzw. 278 Sekunden. Das Verhältnis der Frequenzen beträgt etwa 11:10:9. Dies ist das gleiche Verhältnis der Abstände der Antennen-Zeilen, die jeweils 5,5 m und 5 m sowie 4,5 m betragen (vgl. Gleichung (2-41)). Das Ergebnis zeigt die räumliche Variation der Mehrwegfrequenzen und bestätigt, dass diese Perioden durch die Mehrwegeeffekte an der Wand verursacht werden.

## Anhang D

### Korrelationskoeffizienten für alle Basislinienkombination in der Ost-Komponente

	a4	a5	a6	a7	a8	a9	a10	a11	a12
a4	1,0000	0,6427	0,4965	0,5443	0,4713	0,4575	0,4383	0,4070	0,3412
a5	0,6427	1,0000	0,6400	0,4621	0,5597	0,4715	0,3481	0,3940	0,3050
a6	0,4965	0,6400	1,0000	0,4281	0,4657	0,4993	0,3221	0,3042	0,3023
a7	0,5443	0,4621	0,4281	1,0000	0,6335	0,5218	0,5218	0,4546	0,3822
a8	0,4713	0,5597	0,4657	0,6335	1,0000	0,6382	0,4246	0,5328	0,4325
a9	0,4575	0,4715	0,4993	0,5218	0,6382	1,0000	0,4175	0,4564	0,5106
a10	0,4383	0,3481	0,3221	0,5218	0,4246	0,4175	1,0000	0,6088	0,4561
a11	0,4070	0,3940	0,3042	0,4546	0,5328	0,4564	0,6088	1,0000	0,5924
a12	0,3412	0,3050	0,3023	0,3822	0,4325	0,5106	0,4561	0,5924	1,0000

### Korrelationskoeffizienten für alle Basislinienkombination in der Nord-Komponente

	a4	a5	a6	a7	a8	a9	a10	a11	a12
a4	1,0000	0,6737	0,5249	0,6022	0,5309	0,4911	0,4268	0,3810	0,3660
a5	0,6737	1,0000	0,6032	0,4904	0,6098	0,4799	0,3055	0,3436	0,2990
a6	0,5249	0,6032	1,0000	0,4542	0,5004	0,5395	0,3338	0,3649	0,4151
a7	0,6022	0,4904	0,4542	1,0000	0,6051	0,5728	0,5052	0,4744	0,4576
a8	0,5309	0,6098	0,5004	0,6051	1,0000	0,6061	0,4121	0,4927	0,4394
a9	0,4911	0,4799	0,5395	0,5728	0,6061	1,0000	0,4545	0,4737	0,5712
a10	0,4268	0,3055	0,3338	0,5052	0,4121	0,4545	1,0000	0,6221	0,5701
a11	0,3810	0,3436	0,3649	0,4744	0,4927	0,4737	0,6221	1,0000	0,5710
a12	0,3660	0,2990	0,4151	0,4576	0,4394	0,5712	0,5701	0,5710	1,0000

### Korrelationskoeffizienten für alle Basislinienkombination in der Höhe-Komponente

	a4	a5	a6	a7	a8	a9	a10	a11	a12
a4	1,0000	0,5889	0,4034	0,5247	0,4204	0,3871	0,3915	0,3386	0,2774
a5	0,5889	1,0000	0,5449	0,4159	0,5359	0,4304	0,3193	0,3679	0,2517
a6	0,4034	0,5449	1,0000	0,3304	0,3539	0,4576	0,2627	0,2866	0,2996
a7	0,5247	0,4159	0,3304	1,0000	0,5491	0,3755	0,4685	0,3724	0,3207
a8	0,4204	0,5359	0,3539	0,5491	1,0000	0,5683	0,3144	0,4356	0,3183
a9	0,3871	0,4304	0,4576	0,3755	0,5683	1,0000	0,3273	0,3463	0,4343
a10	0,3915	0,3193	0,2627	0,4685	0,3144	0,3273	1,0000	0,5327	0,3550
a11	0,3386	0,3679	0,2866	0,3724	0,4356	0,3463	0,5327	1,0000	0,5222
a12	0,2774	0,2517	0,2996	0,3207	0,3183	0,4343	0,3550	0,5222	1,0000

## Danksagung

Ich danke allen, die mich bei der Erstellung dieser Arbeit unterstützt haben. Mein großer Dank gilt meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. habil. Volker Schwieger, der mir durch viele offene und gewinnbringende Diskussionen hilfreich zur Seite stand.

Als nächstes bedanke ich mich bei meinen Gutachtern, Prof. Dr.-Ing. Otto Heunecke und Prof. Dr.-Ing. habil. Lambert Wanninger, für die freundliche Übernahme der Korreferate. Ein besonderer Dank geht an Prof. Dr.-Ing. habil. Lambert Wanninger, da er die Software Wa1 kostenlos zur Verfügung gestellt und die Softwareentwicklung an meine spezifische Anforderung angepasst hat. Weiter bedanke ich mich beim Institut für Geodäsie und Geoinformation der Universität Bonn für die Antennenkalibrierungen.

Für die sehr angenehme und familiäre Arbeitsatmosphäre, die ich am Institut für Ingenieurgeodäsie erfahren habe, möchte ich mich bei all meinen Kolleginnen und Kollegen herzlich bedanken. Hervorzuheben sind Dr.-Ing. Martin Metzner und Dipl.-Ing. Annette Scheider, die die Rechtschreibung und Grammatik in meiner Arbeit sorgfältig und geduldig geprüft haben. Insbesondere bedanke ich mich bei Dr.-Ing. Martin Metzner auch noch für die hilfreichen Diskussionen und seine Anregungen. Weiter bedanke ich mich bei Herrn Martin Knihs, der mich bei der Durchführung der Messungen und der Konstruktion der Grundplatte und der Choke-Ring-Grundplatte unterstützt hat.

Nicht zuletzt danke ich ganz herzlich meinem Mann, der mir während meiner Arbeit komplett den Rücken frei gehalten hat, für sein Verständnis, seine Begleitung und die Aufmunterungen. Weiter möchte ich mich bei meinen Eltern für ihre Unterstützung, stetige Aufmerksamkeit und Liebe herzlich bedanken, die mir trotz der weiten räumlichen Entfernung viel geholfen hat.