

**Tobias Kersten**

**Bestimmung von Codephasen-Variationen  
bei GNSS-Empfangsantennen und deren Einfluss  
auf die Positionierung, Navigation und Zeitübertragung**

**München 2014**

**Verlag der Bayerischen Akademie der Wissenschaften  
in Kommission beim Verlag C. H. Beck**

**ISSN 0065-5325**

**ISBN 978-3-7696-5152-2**

---

**Diese Arbeit ist gleichzeitig veröffentlicht in:  
Wissenschaftliche Arbeiten der Fachrichtung Geodäsie und Geoinformatik der Leibniz Universität Hannover  
ISSN 0174-1454, Nr. 315, Hannover 2014**





**Bestimmung von Codephasen-Variationen bei  
GNSS-Empfangsantennen und deren Einfluss  
auf die Positionierung, Navigation und Zeitübertragung**

Von der Fakultät für Bauingenieurwesen und Geodäsie  
der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover  
zur Erlangung des Grades  
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)  
genehmigte Dissertation

von

**Dipl.-Ing. Tobias Kersten**

geb. am 05.02.1982 in Frankfurt/Oder

**München 2014**

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

Adresse der Deutschen Geodätischen Kommission:



Deutsche Geodätische Kommission

Alfons-Goppel-Straße 11 • D – 80 539 München

Telefon +49 – 89 – 23 031 1113 • Telefax +49 – 89 – 23 031 -1283 / - 1100

e-mail hornik@dgfi.badw.de • <http://www.dgk.badw.de>

Prüfungskommission

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Müller

Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Steffen Schön

Korreferenten Prof. Dr.-Ing. Matthias Becker (TU Darmstadt)

Prof. Dr.-Ing. Ingo Neumann

Tag der mündlichen Prüfung: 28.07.2014

---

© 2014 Deutsche Geodätische Kommission, München

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

ISSN 0065-5325

ISBN 978-3-7696-5152-2

## Zusammenfassung

Die globale Positionierung, Navigation sowie Zeit- und Frequenzübertragung [positioning, navigation and timing] (PNT) ist in der heutigen Gesellschaft zu einem integralen Bestandteil des täglichen Lebens geworden, so dass die präzise und autonome Georeferenzierung in der letzten Dekade in weiten Teilen unseres Lebensbereiches rasant Einzug gehalten hat. Positionierungs- und Navigationsverfahren werden u.a. in der öffentlichen Infrastruktur, dem See-, Land- und Luftverkehr intensiv verwendet. Sicherheitskritische Anwendungen verlangen ein Integritätsmonitoring der empfangenen Signale, die robuste und zertifizierte Signale voraussetzen. Codephasen-Beobachtungen liefern diese Robustheit und zudem müssen keine Codephasen-Mehrdeutigkeiten bestimmt werden. Codephasen-Beobachtungen nahmen im Bereich der Geodäsie aufgrund des hohen Beobachtungsrauschens und der niedrigen Auflösung im Vergleich zur simultan zur Verfügung stehenden Trägerphase bisher nur eine untergeordnete Rolle ein. Das ist einer der Gründe, warum praktische Untersuchungen bezüglich des Sensorverhaltens von GNSS-Antennen nur mit unzureichendem Umfang in der Literatur zur Verfügung stehen. Betrachtet man zusätzlich nur jene Literatur, die sich speziell mit den GPS/GNSS-Antenneneigenschaften und den Auswirkungen auf der Beobachtungsebene und Koordinatenebene beschäftigen, wird offensichtlich, dass sich bisher nur sehr wenige wissenschaftliche Arbeiten einiger weniger Autoren diesen Analysen widmeten.

Ziel dieser Arbeit ist es, die beiden bisher nur getrennt voneinander betrachteten Themengebiete der geodätischen (Antennen-) Sensortechnik und deren Auswirkung auf geodätische Parameter in einen engen Kontext zu setzen. Hierzu wird ein ausgewogenes Verhältnis zwischen theoretischen Modellen und praktischen Messungen zur Evaluation der angesetzten Modelle verfolgt. Der erste Teil dieser Arbeit beschäftigt sich mit den elektrotechnischen Zusammenhängen der Sensoreigenschaften der GPS/GNSS-Antennen. Es wird offensichtlich, dass jede Antenne spezielle Eigenschaften vorweist, die entsprechend den Anwendungen angepasst werden müssen. Es ist aktuell nicht möglich, eine universell einsetzbare GPS/GNSS-Antenne mit optimalen Eigenschaften zu designen und zu produzieren.

Im zweiten Teil wird der Fokus auf die Modellierung und Schätzung der sensorspezifischen Eigenschaften gerichtet. Im Zentrum der Untersuchungen steht die bisher nur unzureichend studierte Empfangseigenschaft der Codephasenbeobachtungen von GPS/GNSS-Antennen. Konstellationsabhängige Abweichungen des Codephasenempfangszentrums [group delay variationen] (GDV) sind individuelle Eigenschaften der Antennen, welche die Qualität der Codephasen erheblich beeinträchtigen können. Ursachen, die zum Entstehen der GDV führen, werden im Kontext der elektrotechnischen Zusammenhänge diskutiert. Ein Konzept zur Bestimmung der GDV wird vorgestellt, das auf dem Hannoverschen Verfahren zur absoluten GNSS-Antennenkalibrierung aufbaut und u.a. am Institut für Erdmessung (IfE) entwickelt wurde. Dieses Verfahren ist international anerkannt, standardisiert und wird bereits seit mehr als einer Dekade erfolgreich für die operationelle Kalibrierung des Trägerphasenzentrums (PCV) geodätischer Antennen u.a. im Netzwerk des International GNSS-Service (IGS) eingesetzt. Umfangreiche Untersuchungen zeigen, dass GDVs signifikant festgestellt werden können. Abhängig vom Design der GPS/GNSS-Antennen führt dies zu signifikanten Beeinträchtigungen der Beobachtungen und daraus geschätzten Parametern.

Zusätzliche Untersuchungen zur Bestimmung des Empfangszentrums der Trägerphase (PCV) im Hannoverschen Verfahren zeigen, dass Antenneneigenschaften nie losgelöst vom jeweils verwendeten GNSS-Empfänger betrachtet werden sollten. Vielmehr müssen sowohl die Antennen als auch Empfängerparameter im Kontext eines Gesamtsystems (Antenne-Kabel-Empfänger) studiert werden.



## Abstract

In the today's society the global positioning, navigation as well as time and frequency comparisons (PNT) became an integral part. In the last decade, precise and autonomous techniques for georeferencing rapidly enabled new applications and services to enhance our life. Intensively they are used for the positioning and navigation, like e.g., in different levels of public infrastructure, aircraft or other modes of transportation. In the case of safety-critical applications an integrity monitoring has to be considered, which demands for robust and certificated signals. Because of their robustness, code phases are used, mainly due to the fact, that no code phase ambiguities have to be resolved. In comparison to the simultaneously transmitted carrier phase - which is the main subject of intense research in the field of geodesy - the study of code phases plays a minor role, due to their low resolution and high observation noise. This is one of the reasons why not many practical studies are concentrated on the sensor characterisation of GNSS antennas so that they are available in literature only with insufficient scope. Additionally, if considering only those literature dealing especially with GPS/GNSS antennas techniques and the related effects on the observation and coordinate domain, it is quite obvious that only few scientific works of a small amount of some authors devoted to these analyses so far.

To put in a common context the two separated areas of antenna sensor technology and related geodetic parameters is the aim of this thesis. An adequate balance between theory and practical evaluations of the applied models is used. So the thesis is divided into two parts. The first part focusses on the electro-technical studies to describe sensor properties of GPS/GNSS antennas. Although not very obvious, every antenna provides its specific properties which are directly related to their application. That means it seems to be impossible, to neither design nor produce a universally applicable GPS/GNSS antenna with optimal properties.

The second essential part of the thesis is the modelling and analysis of the estimability of the sensor specific properties. Here, the focus is mainly on the code phase observation. The individual antenna properties to be determined are the constellation dependent deviations of the code phase centre (code phase delays - GDV) since they have significant magnitudes which degrade the quality of the code phase observation in the sense of a systematic error and further lead to additional user errors inside the GNSS processing. Reasons which cause GDVs with several magnitudes are discussed in close context to an electro-technical scope. A concept for the determination and estimation of the GDV is presented. It is based on the Hannover Concept of absolute antenna calibration and was originally developed at the Institut für Erdmessung (IfE). This calibration concept has international prestige, is standardized and used over more than one decade for calibrations of carrier phase centre variations (PCV) of geodetic antennas, which are applied among others in the International GNSS Service (IGS). Studies of the GDVs for several antennas show that GDV can be repeatable determined and that further degradation of the observations and estimated parameters occur, depending on the specific antenna design.

Additional studies related to the estimation of the PCV parameter in the framework of the operational Hannover Concept show up the necessity to discuss antenna properties in close relation to the used GNSS receiver. For future studies mainly in the sense of Multi-constellation GNSS, antennas as well as GNSS receivers have to be analyzed as a combined system (antenna-cable-receiver).





# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>11</b>
1.1	Motivation . . . . .	11
1.2	Zielsetzung und Aufbau der Arbeit . . . . .	14
<b>2</b>	<b>GNSS-Antennentechnik und Kalibriermethoden</b>	<b>17</b>
2.1	Grundlagen zu GNSS-Antennen . . . . .	17
2.2	Exkurs in die Elektrizitätslehre . . . . .	20
2.2.1	Elektromagnetische Wellen . . . . .	20
2.2.2	Transversalelektromagnetische Wellen . . . . .	22
2.2.3	Kenngößen und Eigenschaften von GNSS-Antennen . . . . .	23
2.3	Mikrostreifen Antennen (MSA) . . . . .	30
2.3.1	Aufbau einer Einfrequenz-Mikrostreifenantennen (MSA) . . . . .	30
2.3.2	Einfluss des dielektrischen Substrates . . . . .	33
2.3.3	Speisungstechniken bei Mikrostreifenantennen (MSA) . . . . .	35
2.3.4	Oberflächenwellen und Mikrostreifenantennen . . . . .	38
2.4	Konzepte für geodätische GNSS-Referenzstationsantennen . . . . .	39
2.4.1	Maßnahmen zur Mehrwegereduktion an GPS/GNSS-Antennen . . . . .	39
2.4.2	Maßnahmen bei GNSS-Antennen für Multi-GNSS Empfang . . . . .	41
2.5	Entwicklung der GPS/GNSS-Antennenkalibrierung in der Satellitengeodäsie . . . . .	42
2.5.1	Kalibrierung von Trägerphasenbeobachtungen . . . . .	42
2.5.2	Kalibrierung von Codephasenbeobachtungen . . . . .	46
2.6	Feldkalibrierung von Träger- und Codephasenvariationen . . . . .	47
<b>3</b>	<b>GNSS-Beobachtungsmodellierung und Definition von GDV und PCC</b>	<b>49</b>
3.1	GNSS-Beobachtungsmodellierung . . . . .	49
3.1.1	GNSS-Trägerphasenbeobachtungen . . . . .	49
3.1.2	GNSS-Codephasenbeobachtung . . . . .	50
3.1.3	Differenzen der Beobachtungen . . . . .	51
3.1.4	Linearkombinationen . . . . .	53
3.2	Definition von Phasenzentrumskorrekturen - PCC . . . . .	55
3.3	Definition von Codephasenvariationen - GDV . . . . .	60
3.4	PWU Modellierung . . . . .	62
3.5	Kalibrierung des Roboters . . . . .	64
3.5.1	Das geometrische TMS-Robotermodell . . . . .	64
3.5.2	Das geometrische Self-Calibration <sup>®</sup> -Robotermodell . . . . .	67
<b>4</b>	<b>Modellierung von GDV und PCC</b>	<b>69</b>
4.1	Motivation zur Verwendung von Kugelflächenfunktionen . . . . .	69
4.1.1	Parametrisierung von Träger- und Codephasenvariationen . . . . .	70
4.1.2	Entwicklung der Phasen-Variationen über Kugelfunktionen . . . . .	72
4.1.3	Kugelflächenfunktionen - geometrische Interpretation . . . . .	73

4.2	Experimenteller Ansatz zur GNSS-Antennenkalibrierung . . . . .	73
4.2.1	Funktionales Modell . . . . .	75
4.2.2	Freiheitsgrade und Anforderungen an die Beobachtungen . . . . .	77
4.2.3	Physikalische Interpretation der Kugelfunktionskoeffizienten 1. Ordnung . . . . .	77
4.2.4	Stochastisches Modell . . . . .	78
4.2.5	Erweiterung des funktionalen Modells . . . . .	79
4.2.6	Reduktion der Normalgleichungsanteile . . . . .	81
4.3	Korrelationsanalyse . . . . .	82
4.4	Singulärwertzerlegung (SVD-Analyse) . . . . .	84
4.4.1	SVD-Analyse der Designmatrix . . . . .	85
4.4.2	SVD-Analyse der Kofaktorenmatrix der Unbekannten . . . . .	87
4.5	Operationeller Ansatz zur GNSS-Antennenkalibrierung . . . . .	90
4.6	Alternative Ansätze zur Modellierung . . . . .	90
4.6.1	Hemisphärische Kugelflächenfunktionen . . . . .	91
4.6.2	Kammerkalibrierung . . . . .	91
<b>5</b>	<b>Bestimmung und Qualitätsanalyse von GDV bei verschiedenen GNSS-Antennen</b>	<b>93</b>
5.1	GPS/GNSS-Kalibrierprozessor - Post-Prozessing . . . . .	93
5.2	Antennenkorrekturen - Diskussion . . . . .	95
5.2.1	GDV-Kalibrierungen für GPS C/A . . . . .	95
5.2.2	GDV Kalibrierungen für GPS P1(Y) und P2(Y) . . . . .	98
5.3	Validierung individueller Kalibrierungen . . . . .	100
5.3.1	Signifikanz der GDV Kalibrierung . . . . .	100
5.3.2	Unabhängigkeit der GDV Kalibrierung von der Umgebung . . . . .	101
5.4	Datenaustausch - unabhängige Formate . . . . .	103
5.4.1	ANT Format der Firma Geo++ <sup>®</sup> . . . . .	103
5.4.2	ANTEX Datenformat . . . . .	104
<b>6</b>	<b>Validierung von GDV und deren Anwendungen</b>	<b>109</b>
6.1	Statische Positionierung mit Codephasenbeobachtungen . . . . .	109
6.1.1	Ausgangsfragen und Versuchsaufbau . . . . .	109
6.1.2	Studien auf der Beobachtungsebene . . . . .	110
6.1.3	Codebasierte Positionierung . . . . .	112
6.1.4	Differentielle codebasierte Positionierung . . . . .	115
6.2	Analyse mobiler Plattformen . . . . .	116
6.2.1	Setup und genereller Aufbau . . . . .	116
6.2.2	Prozessierung der Sollösung und Trajektorien . . . . .	117
6.2.3	Evaluation der Trajektorien . . . . .	117
6.3	P3 codephasenbasierte Zeitübertragung . . . . .	120
6.3.1	Motivation . . . . .	120
6.3.2	Prozessierung der P3 Links . . . . .	121
6.3.3	Analyse der P3 Links . . . . .	121
6.4	GNSS-Trägerphasenbasierte Zeitübertragung mit PPP . . . . .	124
6.4.1	Motivation . . . . .	124
6.4.2	Prozessierung des PPP Links . . . . .	124
6.4.3	Analyse des PPP Links . . . . .	124
6.5	Einfluss auf die Mehrdeutigkeitsanalyse . . . . .	126
6.5.1	Studien auf der Beobachtungsebene . . . . .	128
6.5.2	Analyse der Widelane-Koordinatenlösung . . . . .	129
6.5.3	Analyse der Narrowlane und $L_1$ -Koordinatenlösung . . . . .	129
6.6	Studien zu Trägerphasenvariationen - PCC . . . . .	132
6.6.1	Analyse empfängerspezifischer Eigenschaften . . . . .	132
6.6.2	Analyse von PLL Parametern auf die absolute PCC Kalibrierung . . . . .	134

---

<b>7 Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>143</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>147</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>155</b>
<b>Symbolverzeichnis</b>	<b>157</b>
<b>Danksagung</b>	<b>159</b>
<b>Lebenslauf</b>	<b>159</b>



— *Wir sind verantwortlich für das, was wir tun,  
aber auch für das, was wir nicht tun.*

Voltaire, französischer Autor und Aufklärer

# 1

## Einleitung

### 1.1 Motivation

Die globale Positionierung, Navigation sowie Zeit- und Frequenzübertragung [positioning, navigation and timing] (PNT) hat in unserer heutigen Informationsgesellschaft eine zentrale Rolle eingenommen. Raumbezug für Geoinformationssysteme, Kataster, Georeferenzierung von Stadtmodellen als Grundlage für (stadt-)planerische Aufgaben, Gebäude- und Geomonitoring, Maschinensteuerung, Hydrographie, Wald- und Forstwirtschaft, öffentlicher Nahverkehr, Fahrzeug-, Flug- und Schiffsnavigation sowie Navigationsrobotik umfassen dabei nur skizzenhaft die Aufgabenfelder, die wesentlich von der Qualität einer präzisen, georeferenzierten Datenerhebung abhängig sind. Im wissenschaftlichen und hierbei dem geodätischen Bereich liegt der Mehrwert in der Verfügbarkeit mehrerer Navigationssysteme, wie dem Global Positioning System (GPS), dem Globalnaja nawigazionnaja sputnikowaja sistema (GLONASS) sowie dem European Global Positioning System (Galileo) und COMPASS/Beidou Navigation Satellite System (Beidou), die unter dem Oberbegriff globale Navigationssatellitensysteme [global navigation satellite systems] (GNSS) subsumiert werden.

Einen bedeutenden Beitrag zur globalen Verfügbarkeit von hochpräzisen GNSS-Daten, Parametern und Korrekturdaten auf der wissenschaftlichen Basis liefert dabei der International GNSS Service (IGS), (Dow et al., 2009). Eines der vom IGS global publizierten Produkte zur Korrektur der Trägerphasenbeobachtung sind tabellierte Phasenzentrumskorrekturen [phase center corrections] (PCC) für die Satelliten- und im IGS-Netzwerk vorhandenen Empfangsantennen, (Schmid et al., 2005). Die PCC wiederum sind die Zusammenfassung von Phasenzentrumsoffsets [phase center offsets] (PCO) und zugehörigen Trägerphasenvariationen [phase center variations] (PCV).

Die aus GNSS-Messungen abgeleiteten Größen sind direkt abhängig von den Empfangseigenschaften der Träger- und Codephase. Für die Schätzung von Troposphärenparametern (Byun und Bar-Sever, 2009) oder im Rahmen der Precise Point Positioning (PPP)-Prozessierung (Zumberge et al., 1997; Weinbach, 2013) sind PCC beispielsweise eine der notwendigen Korrekturen, um präzise und wiederholbare Ergebnisse erreichen zu können. Die PCC wiederum sind eine individuelle, elektromagnetische Eigenschaft der Antenne selbst. Die elektromagnetischen Eigenschaften sind zusätzlich abhängig von komplexen, äußeren Veränderlichen, wie z.B. dem individuellen Antennendesign, der näheren Stationsumgebung sowie teilweise von den jeweils verwendeten Empfängern. Antennenkalibrierwerte werden mit einem offenen und international anerkanntem Standard, dem Antenna Exchange Format (ANTEX) in der aktuellen Version 1.4 als `igs08.atx`, durch den IGS publiziert und konsistent dem u.a. durch GNSS-Messungen abgeleiteten, jeweils gültigen Internationalen Referenzrahmen (aktuell dem ITRF2008) zugeordnet.

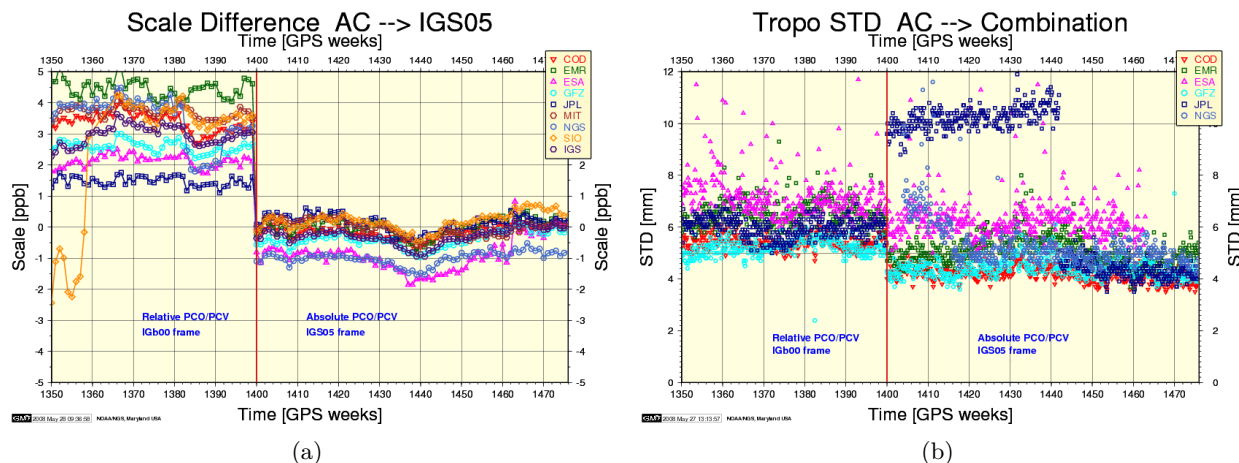
Durch das Institut für Erdmessung (IfE) und vier weiteren Kalibriereinrichtungen werden dem IGS aktuell PCC bereitgestellt. Dabei ist hervorzuheben, dass sich die in den jeweiligen Einrichtungen angewendeten Methoden und Verfahren hinsichtlich der Parametrisierung der Beobachtungen (undifferenziert vs. differenziert), der Methoden der Kalibrierung (absolute Feldverfahren und echolose

Kammer) und der Parametrisierung der Korrekturparameter (Kugelfunktionsentwicklungen vs. Residuen aus einer Kugelschätzung) deutlich unterscheiden.

Die physikalischen Eigenschaften der GNSS-Empfangsantennen sind trotz vorangegangener Erfolge im geodätischen Bereich noch immer ein offenes Forschungsfeld, in welchem sich weiterhin interessante Fragestellungen und Herausforderungen verbergen; zum einen vor dem Hintergrund der Entwicklung neuer Kalibriereinrichtungen, wie in [Schester \(2013\)](#) und [Chen et al. \(2013\)](#) beschrieben. Zum anderen sind aktuelle Herausforderungen bei der Vergleichbarkeit der PCC zwischen verschiedenen Kalibriereinrichtungen zu finden, aber auch durch die Integration neuer GNSS und der damit einhergehenden interessanten Entwicklung breitbandiger GNSS-Antennen. Eng mit der Fragestellung einer adäquaten Modellierung und Kalibrierung der PCC verknüpft ist ebenso die Frage nach der Ursache dieser Fehlergrößen, welche die Genauigkeit und Präzision des Sensors maßgeblich beeinflussen. Zur Beantwortung dieser Fragestellungen sind detaillierte Kenntnisse der Elektrotechnik notwendig, um den Einsatz der Antenne als geodätischen Sensor korrekt durchführen und auftretende Fehlerfaktoren besser eingrenzen und abschätzen zu können.

Untersuchung von elevations- und azimutabhängigen Variationen der Codephase, hervorgerufen durch konstruktionsbedingte Eigenschaften der Antennen wurden durch [Kunysz \(1998\)](#) studiert und von [van Graas et al. \(2004\)](#); [Kim \(2005\)](#); [Dong et al. \(2006\)](#) und [Wirola et al. \(2008\)](#) anhand numerischer Modellierungen nachgewiesen. Die auftretenden Effekte beeinflussen die Navigation auf Basis der Codephasenbeobachtungen sowie die code-basierte Zeitübertragung, sind aber bisher in der Literatur noch nicht ausreichend detailliert untersucht. Aus dem geodätischen Bereich sind erste Ergebnisse von Codephasenvariationen [group delay variations] (GDV) bei GNSS-Referenzstationsantennen durch [Wübbena et al. \(2008\)](#) dargestellt, indem die GDV in einem Echtzeitverfahren und auf Basis undifferenzierter Beobachtungen geschätzt werden. Intensive Analysen der dort verwendeten Modelle sind aber bisweilen nicht publiziert. Ein alternatives Verfahren zur Bestimmung der GDV geodätischer GPS/GNSS-Antennen wird im Rahmen dieser Arbeit systematisch aufgebaut, modelliert und analysiert. Der Einfluss auf die Mehrdeutigkeitsanalyse ist vor allem vor dem Hintergrund der Kombination von Trägerphasen- und Codephasenbeobachtungen mit der Melbourne-Wübbena Linearkombination eine offene Fragestellung, die in dieser Arbeit im Kapitel 6 ebenfalls einer detaillierten Analyse unterzogen wird. Die Kalibrierung von GDV ist ein aktuell interessantes und herausforderndes Forschungsthema, da die Zusammenhänge nur wenig und nicht hinreichend genug in der geodätischen und der elektrotechnischen Literatur diskutiert sind. An diesem Punkt wird diese Arbeit anschließen. Die Kalibrierung der GDV im feldbasierten Ansatz ist vor allem deshalb interessant, da die konkreten P-Codes auf den GPS-Signalen zivilen Nutzern nicht bekannt und in der echolosen Kammer nur mit erheblichen Aufwand zu erzeugen sind. Die GDV-Untersuchungen unterschiedlicher Antennen konzentrieren sich im Rahmen dieser Arbeit auf die Analyse individueller Eigenschaften. Reihenanalysen zur Abschätzung der Stabilität der GDV innerhalb einer Produktserie werden nicht betrachtet, sind aber Gegenstand aktueller Arbeiten am IfE.

Im Vergleich zur Codephasenbeobachtung sind die Effekte auf der Trägerphasenbeobachtung mit deutlich geringeren Größenordnungen festzustellen, ([Dong et al., 2006](#)). Dennoch verfälscht das Vernachlässigen der PCC insbesondere die Höhenkomponente um bis zu mehrere cm, ([Menge, 2003](#)). In diesem Kontext muss auch die Qualität der Vergleichbarkeit verschiedener PCC betrachtet werden. Wie [Becker et al. \(2010\)](#) zeigten, konnten zwar Übereinstimmungen des Hannoverschen Verfahrens und der Kammerkalibrierung nachgewiesen werden, dennoch sind die Ergebnisse speziell für die Frequenz  $L_2$  nur unbefriedigend gelöst, bzw. werfen diese neue Fragen auf, ([Aerts, 2011](#); [Aerts und Moore, 2013](#)). Diese Herausforderungen bestehen insbesondere, da Unterschiede zwischen individuellen und Typmittelkalibrierungen in regionalen und globalen Netzen nachgewiesen werden konnten, wie beispielsweise [Wirola et al. \(2008\)](#); [Sidorov und Teferle \(2012\)](#); [Baire et al. \(2012\)](#); [Aerts et al. \(2013\)](#) und [Steigenberger et al. \(2013\)](#) berichten. [Hill et al. \(2013\)](#) zeigen Abweichungen der individuellen und Typmittelkalibrierungen von bis zu 4 mm für eine präzise GNSS-Referenzstationsantenne. [Baire et al. \(2012\)](#) zeigen, dass diese Abweichungen zu systematischen Beeinträchtigungen der Positionsschätzung von bis zu 10 mm in der Höhenkomponente und 4 mm in der Lagekomponente im Netzwerk europäischer Permanentstationen [EuREF Permanent Network] (EPN) führen. Für GNSS-Roverantennen



**Abbildung 1.1:** Wechsel von relativen zu absoluten GPS/GNSS-Antennenkalibrierparametern und der damit einhergehende Einfluss für den globalen Skalierungsparameter (a) und den geschätzten Troposphärenparametern (b), (Weston und Hilla, 2008).

wurden am IfE innerhalb einiger Reihenanalysen ebenfalls Abweichungen der individuellen und der Typmittelkalibrierungen detektiert, jedoch nur mit Abweichungen von bis zu  $\pm 2$  mm. Gerade die Konsistenz regionaler und globaler Netze ist für die Ableitung von Troposphärenparametern wichtig, da aus GNSS Beobachtungen abgeleiteten Produkte wie feuchter Anteil der Troposphäre [zenith wet delay] (ZWD) und vollständige Laufzeitverzögerung durch die Troposphäre [zenith total delay] (ZTD) für meteorologische Modelle verwendet werden, (Byun und Bar-Sever, 2009).

Weitere instrumentenspezifische Effekte wie frequenz- und kanalabhängige Verzögerungen, oder aber der Einfluss von Tracking Algorithmen haben hingegen bei der Betrachtung des Fehlerbudgets und der Entwicklung geeigneter Korrekturstrategien bislang wenig Beachtung gefunden. Dies ist um so erstaunlicher, da die Effekte zum einen eine signifikante Größenordnung annehmen und zum anderen die Interoperabilität verschiedener GNSS wegen der individuell notwendigen Behandlung erschweren. So konnten Wanninger (2011) beispielsweise Interchannel Bias-Differenzen von bis zu 2.5 cm bei GLO-NASS nachweisen. Dach et al. (2010) zeigt deutlich, dass Empfänger sich anhand ihrer individuellen Charakteristiken innerhalb eines globalen Netzwerkes identifizieren lassen. Vor dem Hintergrund der derzeitigen Entwicklung weiterer Systeme sind ähnliche Effekte zu erwarten. Die in Steigenberger et al. (2011) für das CONGO Netzwerk und in Cao et al. (2010) für die Kombination von GPS und Galileo vorgestellten Ansätze beschreiben die Bestimmung von Systemdifferenzen [inter system biases] aus regionalen bzw. globalen Netzen heraus, zusammen mit einer Vielzahl von weiteren Parametern wie Orbit, Ionosphärenmodelle und Stationskoordinaten. Schönemann et al. (2011) stellen einen Ansatz zur Schätzung der als unkalibrierte Signalverzögerungen [uncalibrated signal delays] (USD) zusammengefassten Biases vor, der eine hohe Flexibilität in der Multi-GNSS-Prozessierung verspricht. Obwohl dieser Ansatz konstante Anteile der einzelnen Multi-GNSS Biases von Träger- und Codephase abbilden kann, bleibt ein von elevation- und azimutabhängiger, systematischer Anteil unmodelliert. An dieser Stelle können zusätzlich angebrachte signalspezifische GDV, wie sie in der vorliegenden Arbeit studiert werden, den vorgeschlagenen Ansatz verbessern, da sich in der Diskussion von Schönemann et al. (2011) zeigt, dass gerade hinsichtlich der Stabilität und der Variabilität der Biases weitere Forschungsarbeit notwendig ist. Die Fragestellungen, die sich im Zusammenhang mit der Kombination mehrerer GNSS entwickeln, werden u.a. in den vom IGS vorangetriebenen Multi GNSS Experiment (MGEX) sowie Realtime-PPP studiert. Ein universeller Ansatz zur optimalen Modellierung ist ein aktuell offenes Forschungsthema.

In diesem Zusammenhang sei abschließend ein auf GPS/GNSS-Antennen bezogener Komplex besprochen, der in dieser Arbeit nicht behandelt, aber der Vollständigkeit halber an dieser Stelle angegeben werden muss. Die Herausforderungen, die im Zusammenhang mit Antennenwechseln an Referenzstationen trotz Berücksichtigung absoluter PCC auftauchen und zu ungeklärten Sprüngen um bis zu einigen cm in den Koordinatenzeitreihen führen, sind nicht zufriedenstellend beantwortet. Gerade

die Einflüsse auf das elektromagnetische Empfangsverhalten der GNSS-Antennen durch Anbauten im unmittelbaren Umfeld der Antenne zeigen deutliche Magnituden im Differenzen von PCV Variationen ( $\Delta$ PCV)-Pattern, (Dilssner, 2007; Kersten und Schön, 2009). Dilssner et al. (2008) zeigten, dass sich die Nahfeldeinflüsse auf GNSS-Referenzstationen in der GNSS-Auswertung lokaler und globaler Netze als zusätzlicher, systematischer Fehler fortpflanzt, der nicht durch Mittlung geeigneter Beobachtungszeiträume minimiert werden kann, sondern die Ergebnisse nachhaltig beeinträchtigt. Lösungsansätze für Antennenwechsel auf GNSS-Referenzstationen sind durch Wanninger et al. (2006); Wanninger und Fettke (2008) und aktuell durch Wübbena et al. (2010b, 2012b) beschrieben. In einem ausführlichen Beitrag stellten Wübbena et al. (2012a) detaillierte Kampagnen vor, in welchen verschiedene Methoden zur Reduktion des Mehrwegeeffektes, der durch das Nahfeld der Antenne verursacht wird, analysiert und auf ihre operationelle Einsatzfähigkeit hin überprüft wurden. Die PCV und die damit in Verbindung stehenden Effekte des unmittelbaren Antennennahfeldes werden aktuell in der Literatur vorrangig in dreierlei Hinsicht analysiert,

- ▶ Local Tie: vor dem Hintergrund der Verknüpfung von terrestrischen und satellitengestützten Messungen ([Local Tie] Herausforderung), z.B. durch Steigenberger et al. (2013),
- ▶ RTK-Netze: im Zusammenhang präziser, geodätischer kinematischer GNSS-Netze (RTK), wie in Wübbena et al. (2012b) beschrieben sowie
- ▶ Orbitbestimmung: im Zusammenhang mit einer präzisen Orbitbestimmung (POD) niedrig fliegender Erdbeobachtungssatelliten (LEO), wie z.B. für GRACE, GOCE, TerraSAR-X oder auch TanDEM-X, um das volle Genauigkeitsbudget der abgeleiteten Produkte ausschöpfen zu können, (Montenbruck et al., 2009; Bock et al., 2011).

Entsprechend müssen zukünftige Arbeiten zusätzlich die Betrachtung der Nahfeldverhalten individueller GPS/GNSS-Antennen bezüglich der Codephasenbeobachtung beinhalten. Dong et al. (2006) diskutierte in seinem Beitrag die zu erwartenden Größenrelationen der Abweichung des Empfangszentrums auf der Träger- und Codephasenbeobachtung. Dabei ist für die Codephase bzgl. der Trägerphase mit einem Faktor 10 zu rechnen. Sind die Variationen des Trägerphasenzentrums im Bereich einiger Millimeter, so kann für die GDV mindestens eine Größenordnung von einigen Zentimeter, wenn nicht sogar Dezimeter erwartet werden. Nahfeldeinflüsse auf der Codephasenbeobachtung sind zu erwarten, wurden aber bisher in der Literatur - bis auf die Abschätzung einiger Größenordnungen - nicht diskutiert. Die Studien bezüglich der GDV haben gezeigt, dass deren Einfluss in Abhängigkeit von der verwendeten Antenne mit 0.6 - 1.7 m erheblich sein kann. Auch in dieser Arbeit werden die Nahfeldeinflüsse nicht ausführlich behandelt. Dennoch werden in aktuellen Arbeiten am IfE diese Effekte in Verbindung von Reihenanalysen und Evaluationen zu Typmittelberechnungen analysiert.

## 1.2 Zielsetzung und Aufbau der Arbeit

Die vorliegende Arbeit ist eine kritische Auseinandersetzung mit den Charakteristiken eines geodätischen Sensors. Antennen zum Empfang von Signalen im L-Band, die für die Positionierung und Navigation neben der Geodäsie in verschiedenen Fachdisziplinen Verwendung finden, weisen in der Realität durch konstruktionsbedingte Eigenschaften Abweichungen in ihrem Empfangsverhalten auf, die selbst durch entsprechende Modellierungsprogramme während der Produktion der Antennen nur sehr schwer bis zuweilen gar nicht abzuschätzen sind.

Damit ergeben sich für diese Arbeit die folgenden Forschungsaufgaben:

1. Durch welche funktionalen und stochastischen Modelle können die Variationen der Codephase beschrieben werden und wie erfolgt die Integration und Implementierung in einem operationellen Verfahren?
2. Wie könnte eine funktionale und stochastische Modellierung von PCC in einem Multi-GNSS Ansatz zur gemeinsamen Bestimmung von Antennenkorrekturparametern lauten?



3. Sind Variationen der Codephase bei geodätischen GNSS-Empfangsantennen vorhanden bzw. sind diese mit dem Verfahren der Antennenkalibrierung nach dem Hannover'schen Konzept detektierbar?
4. Abschätzung der Größenordnungen und Evaluation auf die aus GNSS abgeleiteten Parameter.
5. Mit welcher Größenordnung lassen sich instrumentenspezifische Einflüsse auf den abgeleiteten PCC nachweisen.

Um diese aufgeworfenen Forschungsfragen zu beantworten, gliedert sich die Arbeit wie folgt (siehe Abbildung 1.2):

Zunächst werden die elektromagnetischen Eigenschaften der GPS/GNSS-Antennen im Kapitel 2 vorgestellt, bezüglich den historischen Ursprüngen eingeordnet und es werden die instrumentellen Ursachen hinsichtlich des Auftretens von GDV und PCC thematisiert. Der hauptsächliche Fokus wird dabei auf den Aufbau und das Design der im Bereich der GNSS-Antennen häufig verwendeten Mikrostreifen Antennen [micro strip antenna] (MSA) gerichtet. Die Einführung beleuchtet detailliert die Ursprünge der an den Sensoren auftretenden GDV und PCC, die eindeutig als Sensorunsicherheiten verstanden werden können. Ziel dieses Abschnittes ist es, detaillierte Kenntnis über die Zusammenhänge zu erhalten, um die Charakteristiken der in der Geodäsie weit verbreiteten Sensoren zu studieren und zu verstehen.

Kapitel 3 befasst sich mit den theoretischen Grundlagen, Modellen und Verfahren der Satellitengeodäsie, welche an verschiedenen Abschnitten dieser Arbeit immer wieder zur Anwendung kommen werden. Hierbei ist die Modellierung der Beobachtungen ein entscheidendes Werkzeug und vor allem vor dem Hintergrund der Reduktion unbekannter Modellparameter von entscheidender Bedeutung. Dabei werden nur jene GNSS-Beobachtungen näher betrachtet, die zum tieferen Verständnis der Arbeit notwendig werden.

Eine detaillierte Darstellung des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Konzeptes ist in dem sich anschließenden Kapitel 4 zusammengefasst. Die vorgestellte Lösung eines Ansatzes in Form einer Nachbearbeitung [post processing] wird vorgestellt und die Modellierung der Beobachtungen sowie

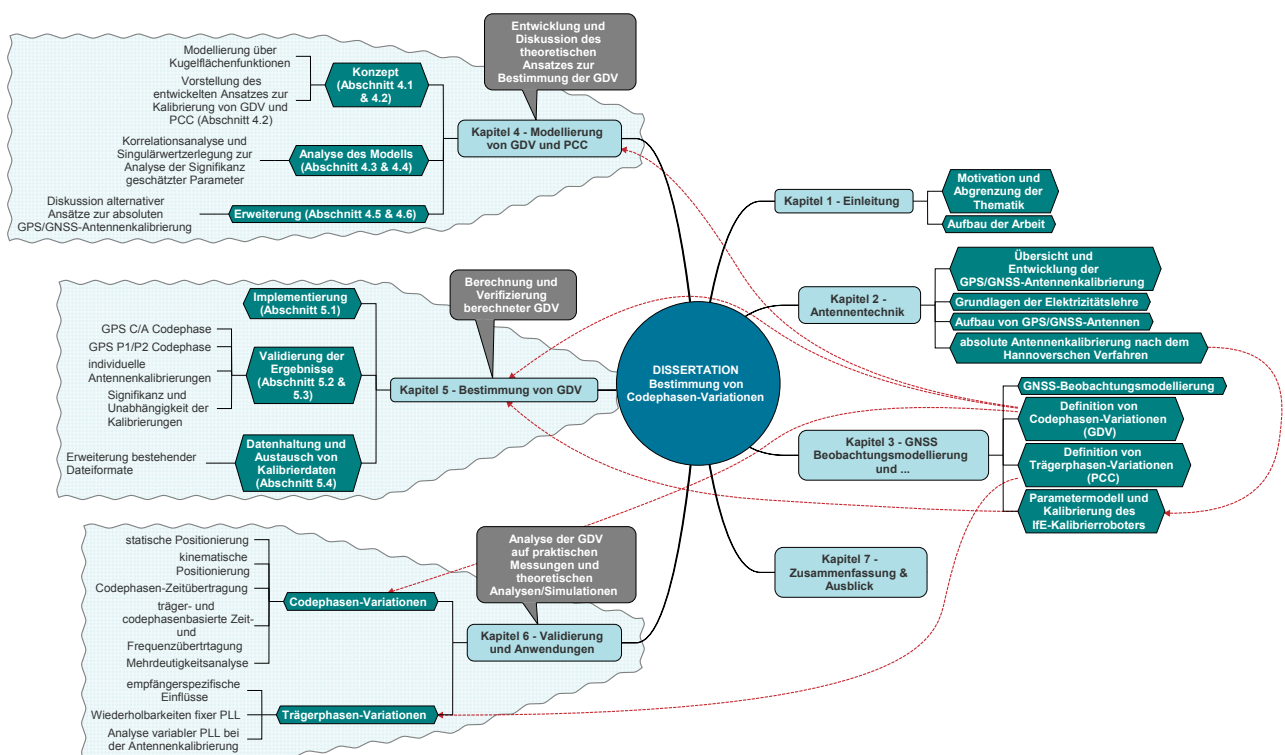


Abbildung 1.2: Aufbau und Beziehungen der einzelnen Kapitel und Themen untereinander.

des zugrunde liegenden Ausgleichungsansatzes kritisch diskutiert. Letztendlich erlaubt der Ansatz verschiedene Beobachtungen zu verarbeiten, wobei der wesentliche Fokus dieser Arbeit auf der Bestimmung und Auswertung von GDV liegt.

Ein wesentliches Ergebnis dieser Arbeit sind die für individuelle GPS/GNSS-Antennen erhaltenen Resultate, die mit dem im vorangegangenen Abschnitt vorgestellten Ansatz geschätzt wurden und im Kapitel 5 intensiv diskutiert werden. In umfangreichen Testkampagnen wurden vor allem GDV bestimmt, die an dieser Stelle kritisch evaluiert und analysiert werden. Es lässt sich zeigen, dass GDV antennenspezifische Eigenschaften sind, die abhängig von der Richtung des einfallenden Signals variieren. Die Größenordnung der GDV fallen mit Magnituden im Bereich Dezimeter bis Meter vergleichbar zu den entsprechenden PCV mit bis zu einer Größenordnung deutlich größer aus. Entsprechende Annahmen wurden bereits in echolosen Kammern für verschiedene Antennen ermittelt. Dabei ist ein deutlicher Zusammenhang zwischen der Dimension und der bei der Herstellung verwendeten Materialien festzustellen, was schließlich den thematischen Ring zum Kapitel 2 schließt.

Das Kapitel 6 beschließt die Analysen zu den Antennenkorrekturen mit der Betrachtung ihrer Auswirkung bei unterschiedlichen GNSS-Anwendungen, in denen Codephasenbeobachtungen Verwendung finden. Dabei wird der klassische Bereich der geodätischen Positionierung und Navigation sowie die Mehrdeutigkeitsanalyse mit Melbourne-Wübbena Linearkombinationen betrachtet. Da Codephasenbeobachtungen auch im Bereich der präzisen Zeit- und Frequenzübertragung eine erhebliche Rolle spielen, werden die Auswirkungen in der Arbeit ebenfalls intensiv studiert.

Das Kapitel 7 schließt die Arbeit mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick auf zukünftige Arbeiten, die vor dem Hintergrund der aktuellen Entwicklungen im Bereich der absoluten GNSS-Antennenkalibrierung notwendig sind.

---

#### Anmerkungen zum Lesen der Arbeit

**Typographie** Da einige Begriffe aus dem Bereich der Satellitengeodäsie nur unscharf in die deutsche Sprache zu überführen sind, werden die entsprechenden englischen Fachbegriffe in eckigen Klammern an den jeweiligen Stellen gesetzt. Aus Gründen der Übersichtlichkeit werden in dieser Arbeit Vektoren und Matrizen **Fett** und ohne Angabe der Vektoren Pfeile gesetzt.

**Disclaimer/Anspruchsverzicht** Obwohl GNSS-Ausrüstung von einigen Herstellern namentlich erwähnt wird, nimmt der Autor deutlich Abstand von jeglicher Wertung der individuellen Qualität. Sie sind an einigen Stellen der Arbeit notwendig, um explizite Beispiele der Forschung und Entwicklung aus dem Bereich der Antennentechnik vorzustellen, die u.a. in der Geodäsie nur in Verbindung mit speziellen Produktbezeichnungen bzw. Namen in Erscheinung treten.

— *Since it is all about the journey  
it doesn't matter where to end.*

Streetart, San Francisco

# 2

## GNSS-Antennentechnik und Kalibriermethoden

Die bei GPS/GNSS-Antennen auftretenden Variationen des Empfangszentrums für Träger- und der Codephasenbeobachtung werden in diesem Kapitel betrachtet. Dabei sind die Kenntnisse über die Funktionsweise und der Elektrotechnik von hohem Wert, um die Eigenschaften der Antennen verstehen und korrekt beurteilen zu können.

Nach einer aktuellen Übersicht der Aufgaben von GPS/GNSS-Empfangsantennen und deren unterschiedlichen Ausprägungen in Abschnitt 2.1 wird ein detaillierter Einblick in die Bereiche der Elektrotechnik und der dazu grundlegenden Physik in Abschnitt 2.2 notwendig sein, um die physikalischen Prozesse innerhalb der Antenne zu beleuchten und verstehen zu können.

Diese Grundlagen sind für Abschnitt 2.3 von besonderer Bedeutung, da er sich hauptsächlich den in fast allen Bereichen der Satellitengeodäsie verwendeten MSA widmen wird. Der Einblick in den generellen Aufbau, der Modellierung und Herausforderung bei der Herstellung moderner Empfangsantennen ist notwendig, damit die Eigenschaften von GPS/GNSS-Empfangsantennen verstanden und korrekt beurteilt werden können.

Abschnitt 2.4 beleuchtet in einem kurzen aber detaillierten Überblick die aktuellen Entwicklungen über nicht nur geodätische Antennen, sondern auch von Navigationsantennen. Dafür sind die Kenntnisse aus dem vorherigen Abschnitt äußerst notwendig, da das Antennendesign stets anwendungsbezogen zu wählen ist.

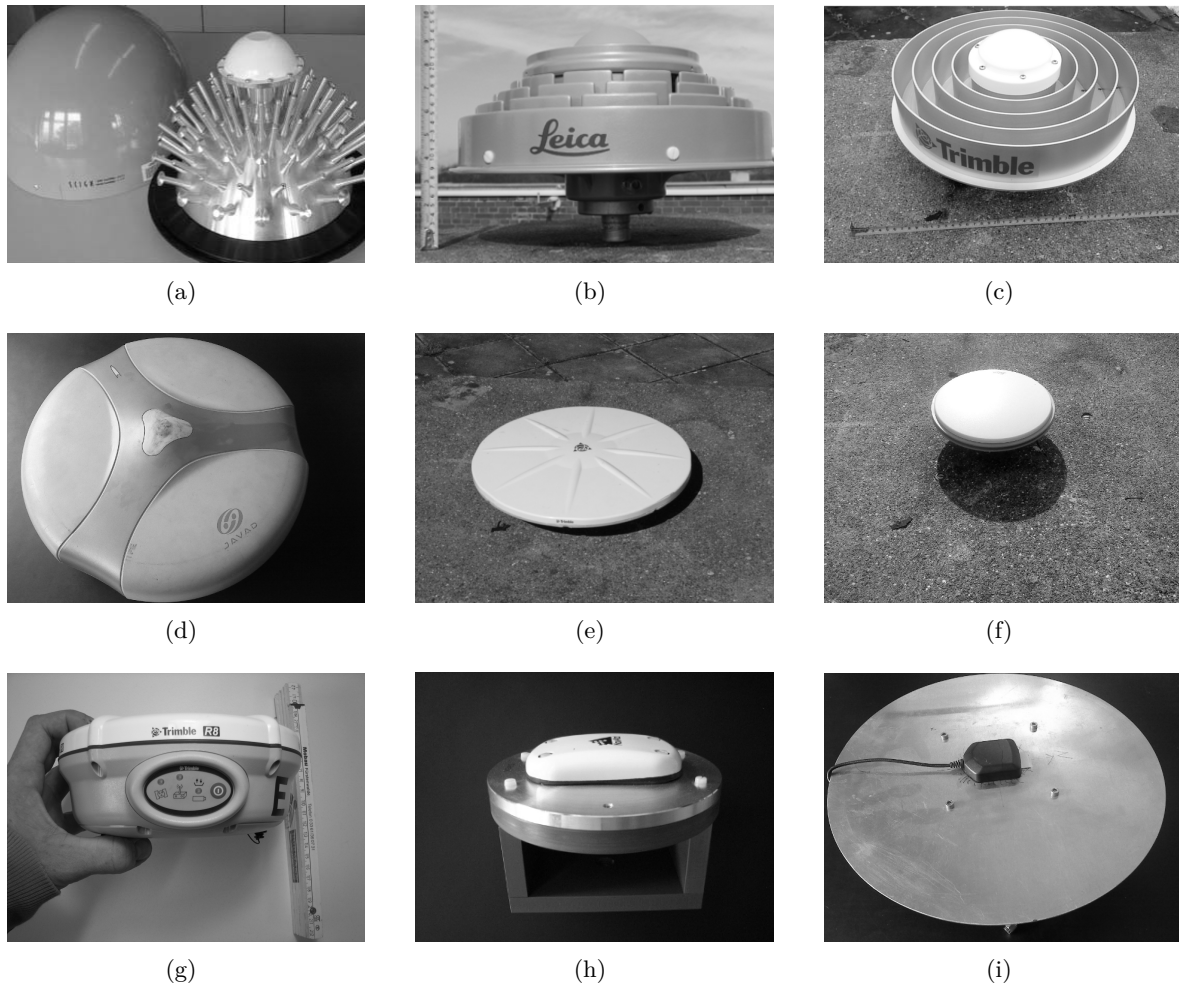
Der abschließende Abschnitt 2.6 widmet sich den Methoden der Bestimmung von Antennenparametern. Dies vor allem vor dem Hintergrund der feldbasierten Kalibrierung von GPS/GNSS-Antennen nach dem Hannoverschen Verfahren der absoluten Antennenkalibrierung mit einem Roboter.

### 2.1 Grundlagen zu GNSS-Antennen

Die Telekommunikationsantenne ist als ein Übergangsmedium zu verstehen, welches die Verbindung zwischen dem Freiraum und den leitungsgebundenen Signalen in einer Schaltung realisiert, (Gustrau, 2013, S. 238). Speziell auf die Satellitengeodäsie zugeschnitten müsste diese Beschreibung daher folgendermaßen erweitert werden.

**GNSS-Empfangsantenne** Eine GNSS-Empfangsantenne erfüllt als Sensor die Aufgabe, Signale (rechtshändig zirkulär polarisierte EM-Wellen [right hand circular polarized] (RHCP)) aus dem Bereich des L-Bandes (1.1-1.6 GHz) zu empfangen und durch speziell angeordnete Schaltungen diese elektromagnetischen Wellen in elektrische Energie umzuwandeln, eventuell durch vorgeschaltete Filter aufzubereiten und sie einem GNSS-Empfänger zuzuführen.

GNSS-Antennen sind gewöhnlich für mehr als eine Frequenz sensitiv bzw. empfangsbereit. Diese Frequenz wird in der Elektrotechnik als Resonanzfrequenz  $f_0$  bezeichnet. Zum Empfang des vollständigen GNSS-Signals werden die GNSS-Antennen mit einer entsprechenden Bandbreite bzw. Bandbreite  $BW$  ausgerüstet, die nach Kaplan (1996) gewöhnlich 2% von  $f_0$  entspricht, (vgl. Tabelle 2.2).



**Abbildung 2.1:** Exemplarische Vertreter der im GPS/GNSS-Bereich verwendeten Antennen für Aufgaben in der Zeit- und Frequenzübertragung, der Positionierung und Navigation. Konische Choke Ring Antenne nach [Tatarnikov et al. \(2010\)](#) (a), 3d choke ring Antenne nach [Kunysz \(2003\)](#) (b), 2d Choke Ring Antenne nach [Tranquilla et al. \(1994\)](#) (c), gekapselte 2-Frequenz mehrwegeresistente Antenne nach [Fillipov et al. \(1998\)](#) (d), leichte Referenzstationsantenne nach [Krantz et al. \(2001a\)](#) (e), Pinwheel Roverantenne nach [Kunysz \(2000\)](#) (f), kombinierte Antennen-Empfängereinheit (g), GPS Antenne entsprechend der Luftfahrt-ARINC 743A Spezifikation auf IFE-internen PVC-Unterbau zur Kalibrierung (h) und GPS Maus, ([ublox AG, 2009](#)) mit IFE-eigenem Unterbau (i).

In der Satellitengeodäsie und für die Ableitung präziser, geodätischer Parameter sind die

- ▶ Codephasenvariationen GDV [code phase variation] sowie die
- ▶ Trägerphasenvariationen PCO und PCV [carrier phase variation]

der MSA von besonderem Interesse. Die Qualität bzw. die Empfangscharakteristik des Sensors ist abhängig von verschiedenen Faktoren. Zum einen von den individuellen Designparametern (vgl. Abschnitt 2.3) und zum anderen deren Verhalten gegenüber äußeren Einflüssen. Für GPS/GNSS basierte Anwendungen, wie zum Beispiel für

- ▶ die Vermessung bzw. Kartenerstellung als Grundlage für GIS [mapping and surveying],
- ▶ Permanente GNSS-Netze, (EPN, IGS, Satellitenpositionierungsdienst der Länder der Bundesrepublik Deutschland (SAPOS)),
- ▶ Troposphärenmodellierung (und Turbulenztheorie),
- ▶ Orbitbestimmungen tieffliegender Erdbeobachtungssatelliten [low earth orbiter] (LEO) und Radarsensoren (im Zusammenhang mit interferometrischem synthetischem Apertur Radar (InSAR)),

- ▶ Bestimmung und Überwachung geodynamischer Prozesse,
- ▶ Navigation von Flugzeug- / Land- und Seefahrzeugen sowie für Anwendungen in der
- ▶ Zeit- und Frequenzübertragung,

sind entsprechend des Einsatzgebietes GNSS-Empfangsantennen zu wählen, die vielseitige Anforderungen erfüllen müssen. Kurz nachdem [Munson \(1972\)](#) und [Buscher und Munson \(1976\)](#) die ersten, praktisch einsatzfähigen MSA entwickeln und publizieren konnten, haben diese schnell Einzug und intensive Verwendung in der Telekommunikation und damit auch in der Satellitengeodäsie erhalten. Ihre unzähligen Vorteile machen sie für sehr komplexe Aufgabenfelder beinahe universell einsetzbar. Als wohl bekanntestes Beispiel ist an dieser Stelle die Entwicklung des Dorne/Margolin Elementes ([Kaloi, 1978](#); [Cranor et al., 1988](#)) genannt, welches auch in Verbindung mit einer Vielzahl von Referenzstationsantennen vermarktet wurde, wie dies aktuell durch [Bedford et al. \(2009\)](#); [Novatel Inc. \(2009\)](#); [Tatarnikov et al. \(2010\)](#); [Tatarnikov \(2012\)](#) sowie [Tatarnikov und Astakhov \(2013\)](#) belegt ist.

Verschiedene und der Vielfältigkeit der Anwendungen entsprechende GNSS-Antennen und Aperturen sind seither entwickelt worden, wobei stets Abwägungen zwischen den folgenden aufgeführten Randbedingungen für optimierte Eigenschaften zu treffen sind. Hierunter zählen:

- ▶ der Antennengewinn [antenna gain],
- ▶ die Mehrwege-Reduktionscharakteristik [multipath reduction characteristic],
- ▶ aerodynamische Performance und An- bzw. Einbaumöglichkeit entsprechend den ARNIC 743A Vorgaben, ([ARINC, 2012](#)),
- ▶ die Generierung stabiler PCO und PCV,
- ▶ verlustarme Signal- bzw. Datenweitergabe mit einer optimalen standing wave ratio [voltage standing wave ratio] (VSWR),
- ▶ optimale Impedanz sowie
- ▶ Modifikation der Grundplatte [groundplane].

Der Abbildung 2.1 lassen sich diese Spezifikationen und unterschiedlichen Anforderungsbereiche für verschiedene Antennen entnehmen. Explizite Vertreter der einzelnen Klassen sind abgebildet, ohne jedoch den Anspruch zu erheben, ein umfassend abgeschlossenes Bild zu liefern. Die Entwicklungen innerhalb der Antennentechnik sind nicht losgelöst von der Diskussion um deren Verwendung in regionalen und globalen Netzen zu betrachten. Abbildung 2.15 diskutiert die Entwicklung der Antennentechnik im Zusammenhang mit dem Aufbau, der Pflege und Koordinierung regionaler und globaler Netze sowie der wichtigen Thematik zur Kalibrierung des Empfangszentrums der GNSS-Antenne. Erst die Ergebnisse aus der Sensorcharakterisierung (GNSS-Antennenkalibrierung) führen zu den aktuell präzisen Ergebnissen im GNSS-Bereich.

Für geodätische Referenzstationsantennen hat sich eine spezielle Klasse von mehrwegereduzierenden Antennen herausgebildet (siehe auch 2.1(a)-2.1(c)), die sich durch eine entsprechende Breitbandigkeit von bis zu 400-460 MHz auszeichnet, ([Kunysz, 2003](#)). Eine weitere Klasse von Referenzstationsantennen bilden die 2D Choke Ring Antennen, deren Jet Propulsion Laboratory (NASA) (JPL) Design für geodätische Anwendungen durch [Tranquilla und Colpitts \(1989\)](#) und [Tranquilla et al. \(1994\)](#) publiziert wurden.

Parallel hierzu entwickeln sich spezielle leichtgewichtige Rover-Antennen (siehe auch 2.1(e) und 2.1(f)) für die Arbeit in kinematischen bis hin zu echtzeitfähigen kinematischen [real-time kinematic] (RTK) Anwendungen, welche optimale Eigenschaften (hauptsächlich rotationssymmetrische PCC) für GNSS-Applikationen liefern, gerade vor dem Hintergrund einer Georeferenzierung in Echtzeit [direct georeferencing], ([Paffenholz, 2012](#)). In diesem Kontext sei auch eine von [Popugaev und Wansch \(2009\)](#) vorgestellte, sehr breitbandige GNSS-Antenne vorgestellt, die sehr stabile und geringe PCC

im Bereich von 1-2 mm aufweisen (vgl. Abbildung 2.9), aber entgegen dem PCC geodätischer Referenzstationsantennen keine deutliche Elevationsabhängigkeit zeigen.

Für ultra-leichtgewichtige Anwendungen, wie z.B. in der automotiven Navigation (unbemannte Luftfahrzeuge [unmanned aerial vehicle] (UAV)) oder auch in Bereichen der Luftfahrttechnik (ARINC 743A<sup>1</sup>), ist die Verwendung besonders kleiner Elemente notwendig, wie sie in den Abbildungen 2.1(h) und 2.1(i) gezeigt sind. Die GNSS-Antennenparameter müssen entsprechend der Anwendung gewählt werden.

Eine aktuell wesentliche Herausforderung ist die adäquate und umfassende Behandlung von Effekten an GNSS-Antennen, die durch das unmittelbare Nahfeld verursacht werden und sich teilweise sehr nachteilig auf die abgeleiteten geodätischen und navigatorischen Produkte auswirken. Diese zwingen, gerade für den kontinuierlichen Betrieb von GNSS-Referenzstationen, zu besonderen Maßnahmen, (Wanninger und Fettke, 2008). Dieser Aspekt wird aufgrund der hohen Komplexität in dieser Arbeit nicht tiefgreifender behandelt. An dieser Stelle sei aber diesbezüglich auf die Arbeiten von Wanninger et al. (2006); Dilssner (2007); Wanninger und Fettke (2008) und Wübbena et al. (2010b) verwiesen.

Zum Verständnis der verschiedenen Fehlereinflüsse von MSA ist ein detaillierter Blick in die Elektrotechnik und den Zusammenhängen des Antennenverhaltens notwendig. Eine Diskussion hierzu schließt sich im folgendem Abschnitt an.

## 2.2 Exkurs in die Elektrizitätslehre

### 2.2.1 Elektromagnetische Wellen

Im freien Raum werden die GNSS-Signale als elektro-magnetische Welle (EM-Welle) vom Satelliten zum Empfänger übertragen, bevor sie im Sensor (dem Übergangsmedium bzw. die Antenne) zu einer Spannung umgewandelt wird. Ein detaillierter Blick in die Theorie der EM-Wellen wird notwendig sein, da sich hiermit wesentliche Prozesse modellieren lassen, die sich innerhalb einer Antenne vollziehen.

Die notwendigen mathematischen Formulierungen von EM-Wellen sind durch die Arbeit von Maxwell (1865) in der Theorie aufgestellt und durch Hertz (1888) erstmalig anhand praktischer Versuche nachgewiesen worden. Maxwell konnte in seiner Abhandlung die Gemeinsamkeit bzw. die Parallelität von Elektrizitätslehre und Magnetismus erstmals mit Methoden der Differentialgleichung anhand der vier Maxwell Gleichungen mathematisch formulieren, (Thomsen und Gumlich, 1995; Kark, 2014). Der erste Satz beschreibt, dass elektrische Felder immer von einer Ladung  $Q$  ausgehen. Änderungen der elektrischen Flussdichte  $\mathbf{D}$  über eine Fläche  $\mathbf{A}$  werden mit dem Gauss'schen Satz im Dielektrikum beschrieben,

$$\oint \mathbf{D} \cdot d\mathbf{A} = Q, \quad (2.1)$$

mit  $\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E}$  wobei  $\epsilon_0$  die Dielektrizitätskonstante und  $\mathbf{E}$  das elektrische Feld bezeichnet, die nach Kark (2014, S. 33) als Materiegleichung zur Beschreibung der Polarisierung des elektrischen Feldes im Materie erfüllten Raum verwendet wird. Der zweite Satz ist mit dem Gauss'schen Satz im Materie erfüllten Raum formuliert und beschreibt die grundlegende Eigenschaft, dass magnetische Felder  $\mathbf{B}$  keinen Monopol besitzen (bzw. vektoriell beschrieben wirbelfrei sind). Das heißt, es gibt keine magnetische Ladung. Das wiederum bedeutet, dass die magnetische Flussdichte für statische Felder konservativ (Null) ist.

$$\oint \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} = 0. \quad (2.2)$$

---

<sup>1</sup>Das seit 1929 bestehende Privatunternehmen Aeronautical Radio Incorporated (ARINC) hat im Bereich des Luftverkehrs vor allem daher Relevanz gewonnen, dass eine Reihe wichtiger Kommunikationsprotokolle auf Empfehlungen von ARINC zu internationalen Standards erhoben wurden. Die Spezifikationen bezüglich der Navigation sind in der Serie 700 (Digitale Systeme und Ausrüstung für moderne Flugzeuge, neue und erweiterte Datenprotokolle) zusammengefasst.

Die zwei anschließenden Sätze beschreiben mathematisch die Relationen zwischen elektrischen und magnetischen Feldern, also die Tatsache, dass magnetische Felder elektrische Felder induzieren und umgekehrt. Dieser Zusammenhang ist durch das geschlossene Linienintegral  $ds$  für das elektrische Feld  $\mathbf{E}$  und der Änderung des magnetischen Feldes  $\mathbf{B}$  pro Zeiteinheit  $d/dt$  mit

$$\oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} = -\frac{d}{dt} \int \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \quad (2.3)$$

beschrieben. In einem geschlossenen Integral sind stationäre, magnetische Felder also konservativ bzw. wirbelfrei nach (2.2). Die rechte Seite von (2.3) verändert das elektrische Feld aber von Null, so dass es nicht mehr konservativ ist. In Analogie zum Wirbel wird nach [Thomsen und Gumlich \(1995\)](#) die linke Seite auch als Wirbelfeld [electrical radiation field] bezeichnet.

Die vierte Maxwellgleichung ist analog zu (2.3) durch den Zusammenhang zwischen magnetischem Feld  $\mathbf{H}$  und Stromdichte  $\mathbf{j}$  gegeben,

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s} = \int \mathbf{j} d\mathbf{A} + \frac{d}{dt} \int \mathbf{D} \cdot d\mathbf{A}, \quad (2.4)$$

wobei  $\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H}$  mit  $\mu_0$  die Permeabilitätskonstante und  $\mathbf{B}$  das magnetische Feld bezeichnen und nach [Kark \(2014, S. 33\)](#) als Materialgleichung zur Beschreibung der magnetischen Polarisation im materiefüllten Raum verwendet wird. Der erste Term leitet sich aus dem Durchflutungsgesetz von Ampère ab (konstante elektrische Ströme erzeugen ein magnetisches Wirbelfeld), weiterhin ist nach [Thomsen und Gumlich \(1995\)](#) der zweite Term aus der Erkenntnis abgeleitet, dass sich zeitlich ändernde elektrische Felder ändernde magnetische Felder erzeugen.

Der Vollständigkeit entsprechend seien die Maxwell Gleichungen anhand ihrer differentiellen Form formuliert:

$$\begin{aligned} \nabla \cdot \mathbf{D} &= \rho & \rho &:= \text{elektr. Ladungsdichte} \\ \nabla \cdot \mathbf{B} &= 0 \\ \nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{d}{dt} \mathbf{B} \\ \nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{j} + \frac{d}{dt} \mathbf{D} \end{aligned} \quad (2.5)$$

mit dem Nabla-Operator  $\nabla$ , der die Ableitung des sich räumlich ausdehnenden Vektorfeldes (z.B. für  $\mathbf{B}$  oder  $\mathbf{E}$ ) entlang aller Vektorkomponenten,

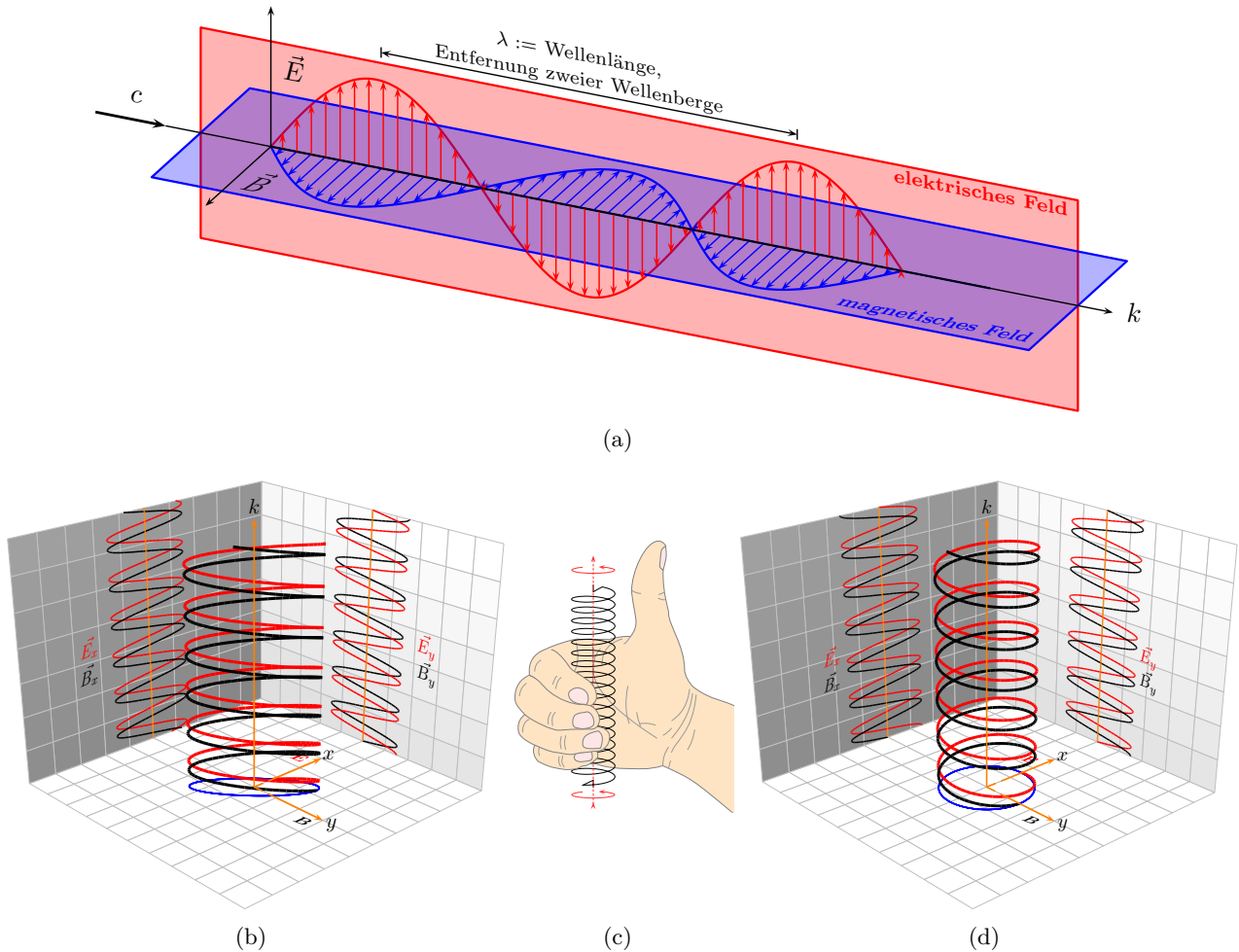
$$\begin{aligned} \nabla &= \left( \frac{\partial}{\partial x}; \frac{\partial}{\partial y}; \frac{\partial}{\partial z} \right) \\ &= \frac{\partial}{\partial x} \mathbf{e}_x + \frac{\partial}{\partial y} \mathbf{e}_y + \frac{\partial}{\partial z} \mathbf{e}_z. \end{aligned} \quad (2.6)$$

und den entsprechenden Einheitsvektoren  $\mathbf{e}_x, \mathbf{e}_y$  und  $\mathbf{e}_z$  des kartesischen Koordinatensystems beschreibt. Es lässt sich abschließend zusammenfassen, dass ein elektrisches Feld durch seine zeitliche Änderung ein magnetisches Feld induziert und umgekehrt. Durch geschickte Umformung der Identitäten ist die Wellengleichung für das elektrische und magnetische Feld zu

$$\begin{aligned} \nabla^2 \mathbf{E} &= \mu_0 \epsilon_0 \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{E}, \\ \nabla^2 \mathbf{B} &= \mu_0 \epsilon_0 \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{B}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

angeben. Beide Felder propagieren mit einer Phasengeschwindigkeit von  $(v_{ph} = 1/\sqrt{\mu_0 \epsilon_0})^2$  durch den Raum und sind abhängig von der Frequenz und unabhängig vom Trägermedium. Der mathematische

<sup>2</sup>Dieser Ausdruck zeigt den wichtigen Zusammenhang der Lichtgeschwindigkeit  $c$  im Bezug zu den anderen Naturkonstanten:  
 $v_{ph} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = c = 2.99792458 \cdot 10^8 \text{ m/s}$



**Abbildung 2.2:** Elektromagnetische Wellen (EM-Wellen) in linearer Polarisation (a), in rechtshändig elliptischer Polarisation (b) und rechte-Hand Regel (c) für die Fortpflanzung rechtshändig zirkulär polarisierter (RHCP) EM-Wellen (d), eigene Darstellung.

Formelapparat zeigt, dass die Felder als Wirbelfelder verstanden werden können, die sich als Transversalwelle in Abbildung 2.2(a) in Abhängigkeit vom jeweiligen Medium fortpflanzen. Eine kompakte Form der orts- und zeitabhängigen Felder wird durch die komplexe Darstellung ermöglicht,

$$\begin{aligned}\mathbf{E}(\mathbf{x}, t) &= E_0 \cdot e^{i(\mathbf{k}\mathbf{x} - \omega t - \alpha_E)}, \\ \mathbf{B}(\mathbf{x}, t) &= B_0 \cdot e^{i(\mathbf{k}\mathbf{x} - \omega t - \beta \cdot \alpha_E)},\end{aligned}\quad (2.8)$$

mit den Amplituden  $E_0$ ,  $B_0$  des elektrischen bzw. magnetischen Feldes, der Fortpflanzungsrichtung als Vektor  $\mathbf{k}$ , der Kreisfrequenz  $\omega$  und dem Anfangsphasenwinkeln  $\alpha_E$ ,  $\alpha_B$  mit  $\alpha_B = \pm\beta \cdot \alpha_E$  und der Größe einer Phasenverschiebung  $\beta$ . Die Ausbreitung des elektrischen und des magnetischen Feldes ist stets senkrecht zur Ausbreitungsrichtung ( $\mathbf{B} \perp \mathbf{E} \perp \mathbf{k}$ ), daher werden diese Wellen auch als Transversalwellen bezeichnet, (Thomsen und Gumlich, 1995).

## 2.2.2 Transversalelektromagnetische Wellen

Ein Sonderfall der EM-Wellen sind transversalelektromagnetische Wellen [transverse electromagnetic waves] (TEM), an denen entsprechend der Ausbreitungsrichtung entweder der elektrische bzw. der magnetische Anteil verschwindet. Die TEM tauchen physikalisch am Antennenelement als Oberflächenwellen auf. Durch Angabe einer Bezugsfläche (repräsentiert durch den Ebenenvektor  $\mathbf{n}$ ) können die TEM auf die entsprechenden elektro-magnetischen Anteile aufgeteilt werden:

$$\begin{aligned}\mathbf{E} \cdot \mathbf{n} &= 0 && \text{transversale magnetische Zustände } TM_{n,m} \\ \mathbf{H} \times \mathbf{n} &= 0 && \text{transversale elektrische Zustände } TE_{n,m}\end{aligned}\quad (2.9)$$



Hierbei sind je nach Ausprägung die zwei Modi zu unterscheiden:

**transversale magnetische Zustände**  $TM_{n,m}$  Das elektrische Feld verläuft parallel zur Oberfläche ( $\mathbf{E}$ -Wellen) und rechtwinklig zur Ausbreitungsrichtung ( $\mathbf{E} \perp \mathbf{k}$ ). Die magnetische Komponente ist nicht vorhanden. Das elektrische Feld erzeugt vertikale Bäuche [lobes] im Fernfeld. Unterschiedliche Zustände sind für  $n = 1, 3, 5, \dots$  (ungerade) gegeben.

**transversale elektrische Zustände**  $TE_{n,m}$  Das magnetische Feld verläuft parallel zur Oberfläche ( $\mathbf{H}$ -Wellen) und rechtwinklig zur Ausbreitungsrichtung ( $\mathbf{H} \perp \mathbf{k}$ ). Die elektrische Komponente ist nicht vorhanden. Das magnetische Feld erzeugt vertikale Bäuche im Fernfeld. Unterschiedliche Zustände sind für  $n = 0, 2, 4, \dots$  (gerade) gegeben.

Durch  $m$  werden radiale Anteile [radial modes] und durch  $n$  die azimutalen Anteile [angular modes] bezeichnet, (Garg et al., 2001). Die Charakteristik der Transversalelektromagnetischen Wellen hat einen erheblichen Einfluss auf die Ausprägung der PCV-Pattern. Die dominanten Anteile der niedrigen Zustände können aber durch verschiedene, sowohl konstruktive als auch elektromagnetische Methoden, kontrolliert werden, (Engheta und Ziolkowski, 2006).

### 2.2.3 Kenngrößen und Eigenschaften von GNSS-Antennen

#### Polarisation

**Definition** Die Polarisation einer Welle beschreibt das Verhalten der Auslenkungsrichtung [displacement direction] gegenüber der Ausbreitungsrichtung [propagation direction] des elektrischen Feldvektors und kann die drei Zustände *linear*, *elliptisch* und *zirkulär* annehmen.

In der GPS/GNSS-Systemarchitektur werden wegen der Faraday-Rotation<sup>3</sup>, die durch die Ionosphäre auf die EM-Wellen wirkt, rechtshändig zirkulär polarisierte EM-Wellen [right hand circular polarized] (RHCP) verwendet, d.h. die orthogonal zueinander angeordneten elektrischen und magnetischen Felder rotieren im Uhrzeigersinn. Die Faraday-Rotation der Ionosphäre verursacht in Abhängigkeit von Schichten und Temperaturverteilung für niedrige Frequenzen eine hohe und für hohe Frequenzen eine niedrige Polarisationsänderung, (Huang und Boyle, 2008, S. 98). Die Größe der Polarisationsänderung bleibt unbekannt. RHCP-Signale sind gegenüber dem Faraday-Rotation resistent. Stutzman (1993) und Langley (1996) weisen in ihren Beiträgen auf die unterschiedlichen Konventionen zur Definition der Polarisation hin. Als Hilfestellung zur Definition der Richtung der rechtshändig orientierten Zirkulation ist in Abbildung 2.2(c) die rechte-Hand Regel abgebildet. Die Zirkulation ist rechtshändig entlang des Daumens der rechten Hand, wenn die leicht geschlossene Hand nach rechts gedreht wird.

**lineare Polarisation** Die Vektoren beider Felder weisen die gleiche Phase und Periodizität auf (mit  $\beta = 1$  nach (2.8)). Der  $\mathbf{E}$ -Feldvektor geht immer einer fixierten Richtung  $\mathbf{k}$  nach, wie auch Abbildung 2.2(a) zeigt. Die meisten Radiosignale (FM/AM Radio) sind beispielsweise linear horizontal bzw. vertikal polarisiert.

**elliptische Polarisation** Die Vektoren der elektrischen und magnetischen Felder weisen eine Phasenverschiebung von beliebiger Größe  $\beta$  auf, besitzen aber die gleiche Amplitude, wie Abbildung 2.2(b) zeigt. Der Richtungsvektor  $\mathbf{k}$  des elektrischen Feldes beschreibt die Form einer Helix, der als roter Graph in der Abbildung 2.2(b) dargestellt ist. Zu jedem elektrischen Feldvektor existiert ein entsprechend orthogonal zugeordneter magnetischer Feldvektor, dessen Ortsvektor ebenfalls eine Helix beschreibt. Dieser ist in Abbildung 2.2(b) als schwarzer Graph mit einer Phasenverschiebung von  $\alpha_B = 1.5 \cdot \alpha_E$  dargestellt.

**zirkuläre Polarisation** Ein Spezialfall der elliptischen Polarisation sind die im GNSS-Bereich verwendeten zirkulär polarisierten EM-Wellen, die sich dadurch auszeichnen, dass sie sich zwar mit gleicher Amplitude, aber mit einer exakten Phasenverschiebung von  $\beta = n \cdot \pi/2$  fortpflanzen.

<sup>3</sup>Eine sehr ausführliche Herleitung der Faraday-Rotation ist anhand der Materialgleichungen für das elektrische und magnetische Feld in Kark (2014, S. 42f sowie S. 64f) angegeben.

Dieser Zusammenhang ist in der Abbildung 2.2(d) gezeichnet. Die entstehende Doppelhelix aus rotem und schwarzem Graphen weist eine exakte Phasenverschiebung von  $\alpha_B = \pi/2 \cdot \alpha_E$  auf.

Trotz der theoretischen Vorgaben, RHCP-Signale und Empfangscharakteristiken zu verlangen, werden nach Dunn (2012) tatsächlich elliptische GNSS-Signale verwendet, die mit einer Unsicherheit von 1.2-1.8 dB für  $L_1$  und mit bis zu 2.2-3.2 dB auf  $L_2$  von einer zirkulären Polarisation abweichen. Die Polarisation der Signale hat zweierlei Effekte. Zum einen müssen die Antennen ebenfalls für RHCP Signale sensitiv sein, um eine maximale Signalstärke zwischen Sender und Empfänger erreichen zu können. Dies wird durch die Eigenschaft des axialen Verhältnisses [axial ratio] angegeben. Zum anderen sind bei GNSS-Anwendungen aufgrund der relativen Änderung von Sender- und Empfängerantennen zusätzliche Eigenschaften der Phasenabwicklung auf der Beobachtungsebene zu berücksichtigen. Diese sind im Abschnitt 3.4 näher erläutert.

### Axial Ratio

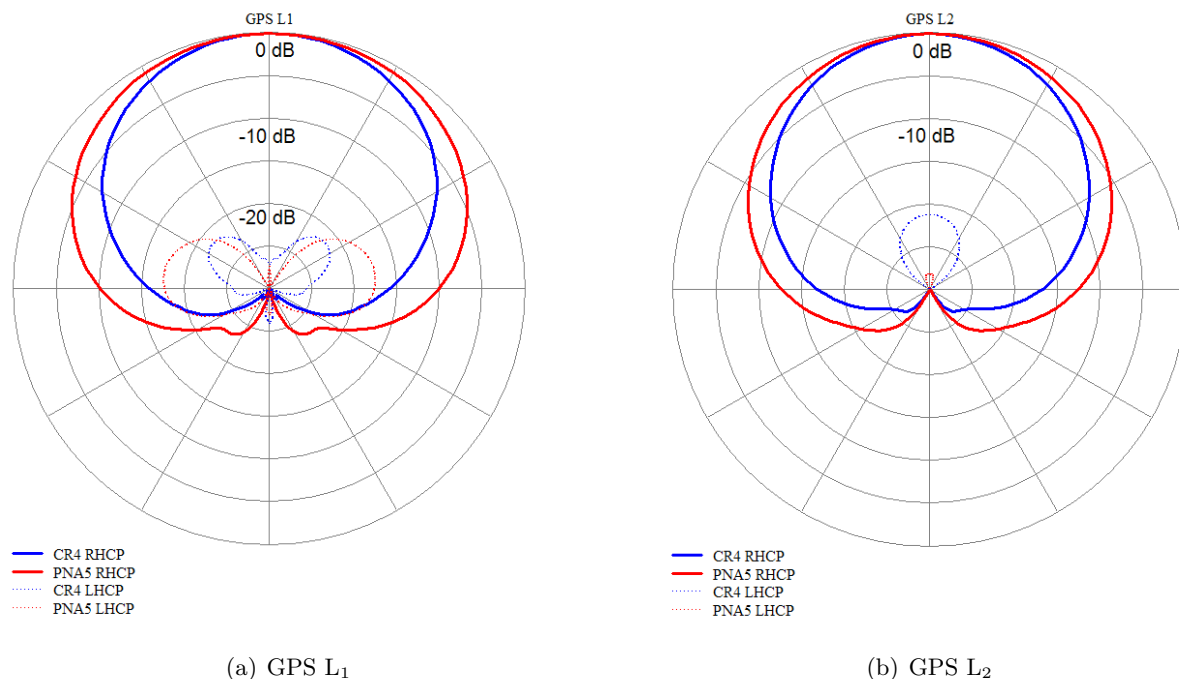
**Definition** Das axiale Verhältnis eines Vektorfeldes beschreibt das Verhältnis zweier orthogonal zueinander angeordneten Feldkomponenten bei deren Ausbreitung. Ein elektrisches Feld setzt sich aus zwei orthogonal zueinander angeordneten Komponenten mit gleicher Amplitude zusammen und weist damit ein Verhältnis von 1 bzw. 0 dB vor.

Ein charakteristischer Parameter der GNSS-Empfangsantennen ist das axiale Verhältnis, welches von den Antennenherstellern durch Labormessungen oder numerischen Evaluationen in diversen Simulationsprogrammen, wie z.B. in Huang und Boyle (2008, S. 230ff) und Rao et al. (2013, S. 73 ff) angegeben, bestimmt und gewöhnlich in einer polaren Darstellung publiziert wird. In dieser Art der Darstellung vergleicht man die Antennencharakteristik anhand eines isotropen Strahlers.

Anhand einer solchen Darstellung lassen sich Qualitätsparameter der Antenne ablesen, d.h. die Performance der Antenne, maximale Signalstärke aus einem originären (RHCP) zu erhalten. Ein axiales Verhältnis von 0 dB (oder linear ausgedrückt 1:1) impliziert zirkuläre Polarisation. Gute Antennen weisen ein axiales Verhältnis von  $< +2$  dB oder weniger für einen Elevationsbereich von  $\pm 90^\circ$  auf, wie z.B. Bedford et al. (2009), Kunysz (2000), oder Tatarnikov et al. (2011c) und Rao et al. (2013) berichten. Vergleichbare Werte können ebenfalls dem alljährlich erscheinenden GNSS-Antennenreport [antenna survey] (GPS World, 2014) entnommen werden, in dem bis zu 417 Antennen von 33 Herstellern anhand der wichtigsten Antennenparameter gegenübergestellt sind. In der Praxis bedeutet dies, dass für die Antenne eine Abweichung in der Empfangscharakteristik von weniger als 2 dB für den angegebenen Elevationsbereich zu erwarten ist und die im Unsicherheitsbereich der Polarisation liegt (vgl. Polarisation).

Anhand des Antennengewinns zusammen mit dem axialen Verhältnis lassen sich Mehrwegeanalysen von Antennen abschätzen, wie dies Smyrniaios et al. (2013) zeigen. In ihrem Ansatz ist es ihnen gelungen, den GNSS-Mehrwegefehler auf die sensorspezifischen Empfangscharakteristiken zurückzuführen und aus den GNSS-Beobachtungsdaten epochenweise zu schätzen. In der theoretischen Annahme ändert ein reflektiertes Signal seine Polarisation von RHCP zu linkshändig zirkulär polarisierte EM-Wellen [right hand circular polarized] (LHCP), (Langley, 1996). In der Praxis treten jedoch nach einer Reflexion oder Diffraktion eher elliptisch rechtshändig polarisierte Signale auf. Je geringer das axiale Verhältnis der Antenne ist, d.h. je weniger sensitiv die Antenne auf elliptisch polarisierte Signale reagiert, desto besser ist auch die Mehrwegeresistenz der Antenne, (Caizzone et al., 2012).

Die Mehrwegeempfindlichkeit von GNSS-Antennen ist eine der interessantesten Herausforderungen, ein aktuell offenes Forschungsfeld und ebenfalls mit den Nahfeldeffekten, also den Mehrwegeempfindlichkeiten der näheren Antennenumgebung, stark korreliert, wie u.a. Publikationen von Böder (2002), Dilssner (2007); Dilssner et al. (2008) und Rost (2011) dokumentieren. Die Effekte, die durch das primäre Antennenumfeld auf die Antenne wirken, verändern zusätzlich die Antennencharakteristik. Die Eigenschaften der GNSS-Empfangsantenne sind vor allem in der geodätischen Literatur noch nicht vollständig diskutiert - und so sind Sensoreigenschaften und deren Spezifikationen im geodätischen Bereich noch nicht weitreichend genug analysiert.



**Abbildung 2.3:** Antennengewinn einer GNSS-Referenzstationsantenne aus (Tatarnikov, 2012) als wichtiger Qualitätsparameter und -indikator. Die Abbildungen stellen einen vertikalen Schnitt des Strahlungs- und Empfangsverhaltens zweier verschiedener GNSS-Antennen dar. Die PN-A5 ist (vgl. Abb. 2.1(a)) 3d Choke Ring Antenne mit sphärischen Choke Ring Grundplatte, die CR4 eine 2d Choke Ring Antenne (JPL-Design).

## Antennengewinn

**Definition** Der Antennengewinn ist eine relative Größe, die sich auf eine Referenzantenne bezieht. Die Bezugsgröße ist der Quotient aus Empfangsfeldstärke der Antenne in Empfangsrichtung zur Empfangsfeldstärke der Referenzantenne, ebenfalls in Empfangsrichtung. Als Referenzantenne dient eine sogenannte isotrope Antenne.

Der Antennengewinn [antenna gain] bestimmt die Sensitivität einer Antenne über den Bereich des Azimuts ( $0^\circ \leq \alpha < 360^\circ$ ) und der Elevation ( $-90^\circ \leq e < 90^\circ$ ) für die RHCP und LHCP Signale im Vergleich zu einem (idealen) isotropen Strahler<sup>4</sup>, der ein rein theoretisches Konstrukt ist. Der Antennengewinn charakterisiert die Fähigkeit einer Antenne, zwischen originären und reflektierten GNSS-Signalen unterscheiden zu können. Der Pegel einer isotropen Antenne wird in der Einheit Dezibel Isotrop [dBic] angegeben, wobei 0 dBic den Bezugspegel für die Berechnung der Empfangscharakteristik angibt.

Gewöhnlich werden im Zenit ( $e=90^\circ$ ) bis hinunter zu mittleren Elevationen (ca.  $e \approx 45^\circ$ ) maximale Signalstärken für den Empfang verlangt, (Kaplan, 1996). Idealerweise sollte die Sensitivität der GNSS-Empfangsantenne mit abnehmender Elevation ebenfalls abnehmen und am Horizont sowie unterhalb des Horizontes sehr geringe Sensitivität aufweisen. Ein solches Verhalten für omni-direktionale Antennen zu verlangen stellt jedoch enorme Anforderungen an die komplexe Entwicklung voraus. Ein optimales Gain-Verhalten für eine GNSS-Referenzstationsantenne ist beispielsweise in Abbildung 2.3 mit einer polaren Darstellung gezeigt. Trotz optimaler Bedingungen bezüglich des Empfangsverhaltens der oberen Hemisphäre, muss mit Sensitivität unterhalb des Antennenhorizontes gerechnet werden, obwohl geometrische Anpassungen durch 2d bzw. konische Choke Rings bereits vorgenommen wurden. Diese Empfangscharakteristiken sind aber sehr stark vom Antennendesign und des jeweiligen Einsatzgebietes der Antenne abhängig. Typische Werte für Rover- bzw. kinematisches GNSS [real

<sup>4</sup>Isotroper Strahler: Ein isotroper Strahler kann praktisch nicht realisiert werden. Er ist ein rein theoretisches Konstrukt und mathematisch u.a. auch über das Phänomen des gekämmten Igels [hairy ball theorem] beschrieben, (Abraham et al., 1988).

time kinematic] (RTK)-Antennen lassen sich bei 28-38 dB finden. Für Referenzstationsantennen ist der Gewinn mit 40-43 dB bzw. für einige Hersteller sogar mit bis zu 50 dB angegeben, (Kaplan, 1996; GPS World, 2014).

Gain Pattern können ebenfalls abhängig von der GNSS-Antennen- und Empfängerkombination über eine Schätzung der Signalstärkekurven approximiert werden, (Schmitz et al., 2006; Kersten und Schön, 2012c).

## Impedanz

**Definition** Die Impedanz ist der Scheinwiderstand eines Zwei- oder Vierpols und setzt sich aus zwei Größen zusammen: (1) dem ohmschen Widerstand (Wirkwiderstand  $R$ ) und (2) der Reaktanz (Blindwiderstand  $\omega X$ ). Dabei handelt es sich um frequenzabhängige Widerstände der Induktivitäten und Kapazitäten. Mathematisch wird die Impedanz  $Z$  mit Hilfe der komplexen Zahlenebene und den reellen Anteilen  $\Re$  und den imaginären Anteilen  $\Im$  beschrieben.

Die Impedanz als physikalische Größe ist ein wesentliches Bewertungskriterium zur Beschreibung physikalischer Eigenschaften eines Bauelementes. Sie wird auch als Wechselstromwiderstand bezeichnet und gibt das Verhältnis zwischen elektrischer Spannung  $U$  und aufgenommenen Strom  $I$  an,

$$U = I \underbrace{\sqrt{R^2 + (\omega X)^2}}_Z. \quad (2.10)$$

Für die Phasenverschiebung zwischen Spannung  $U$  und Strom  $I$  gilt demnach

$$\tan \phi = \frac{\omega X}{R} \quad (2.11)$$

womit sich die komplexe Form der Darstellung ergibt,

$$Z = \underbrace{R}_{\Re} + i \underbrace{\omega X}_{\Im} \leftrightarrow Z e^{i\phi} = \sqrt{R^2 + (\omega X)^2} e^{i \arctan(\frac{\omega X}{R})}. \quad (2.12)$$

Die Impedanz wird in der Einheit Ohm  $[\Omega]$  angegeben und folgt den Gesetzen des elektrischen Widerstandes. Sie unterscheidet sich aber deutlich vom herkömmlichen Widerstand durch die Frequenzabhängigkeit des angelegten Stromes.

Durch internationale Standards wurde 1928 die Impedanz zu  $50 \Omega$  vereinbart, als optimaler Kompromiss zwischen geringstem Verlust ( $77 \Omega$ ) und bestem Antennengewinn ( $30 \Omega$ ), (Kraus, 1998).

Gemessen wird die Impedanz an den Speisungspunkten des Antennenelementes und ist primär abhängig von (1) der Konstruktion des Antennenelementes, (2) der Art der Speisung und (3) der Antennenumgebung (nahe und mittelnah). Durch Antennenumbauten (Choke Rings) und Antennenhüllen (Radome) oder ähnlichen Elementen kann die Impedanz und die Resonanzfrequenz  $f_0$  der Antenne signifikant beeinflusst werden, welches zu abwärtsgerichteten Frequenzverschiebungen von einigen Megahertz (MHz) führen kann, (Rao et al., 2013). Der Effekt der abwärtsgerichteten Frequenzverschiebungen lässt sich auch bei der Kalibrierung von PCCs für unterschiedliche GNSS-Antennen nachweisen, wie z.B. Seeber und Böder (2002), oder Schmitz et al. (2002) anhand von Reihenanalysen bezüglich des Einflusses von Radomen auf die PCC-Werte zeigen konnten. Beispielsweise können für Kalibrierungen von GNSS-Referenzstationsantennen mit verschiedenen Radom-Kombinationen erhebliche Unterschiede in den PCVs und den PCOs identifiziert werden. Um die Effekte bereits im Antennendesign weitestgehend zu berücksichtigen, rüsten Antennenhersteller daher die Elemente gewöhnlich mit einer höheren Resonanzfrequenz  $f_0$  aus, als sie eigentlich für das Frequenzband nötig wären, (Rao et al., 2013).

## Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)

**Definition** Die [voltage standing wave ratio] (VSWR) ist ein Parameter, der die Güte der Impedanzen von Ein- und Ausgangssignalen an elektrischen Bauelementen in der Telekommunikation beschreibt.

Die [voltage standing wave ratio] (VSWR) ist eine Funktion des Reflexionskoeffizienten  $\Gamma$ , der ebenfalls als Rückflussdämpfung [return loss] bezeichnet wird. Der Quotient

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.13)$$

gibt ein numerisches Maß für die Güte des Signaltransportes an. Die wichtige physikalische Eigenschaft hierbei ist, dass sich die Wellen innerhalb des Kabels sowohl zwischen Antennenelement und Antennenstecker, als auch zwischen Antennenstecker und Empfänger (und zusätzlich auch bei allen beteiligten Bauelementen entlang des Signalweges) kohärent ausbreiten müssen. Das bedeutet, für die Fortpflanzung des Signals bzw. der Phasengeschwindigkeit  $v_p$  der Welle muss ein konstanter Phasenunterschied  $\Delta x$  (bzw. Gangunterschied, siehe Abbildung 2.4) vorliegen, (Thomsen und Gumlich, 1995; Kark, 2014). In diesem Fall ist der Reflexionskoeffizient  $\Gamma = 0$ . Wie bereits bei Kark (2014, S. 91) diskutiert, ist der Begriff *stehende Welle* etwas ungeschickt gewählt, da das Signal bzw. Welle sich mit einer Phasengeschwindigkeit  $v_p$  fortbewegt und nicht steht. Zur Klärung sei daher von einer *Schwingung mit konstantem Gangunterschied* die Rede. Der Zusammenhang ist exemplarisch in der Abbildung 2.4 anhand vier verschiedener Wellenfunktionen aufgegriffen, die sich zwar mit unterschiedlichen Amplituden, aber mit konstantem Gangunterschied  $\Delta x$  ausbreiten.

Eine Schwingung mit konstantem Gangunterschied ergibt sich durch Interferenz mit einem konstanten Phasenunterschied,

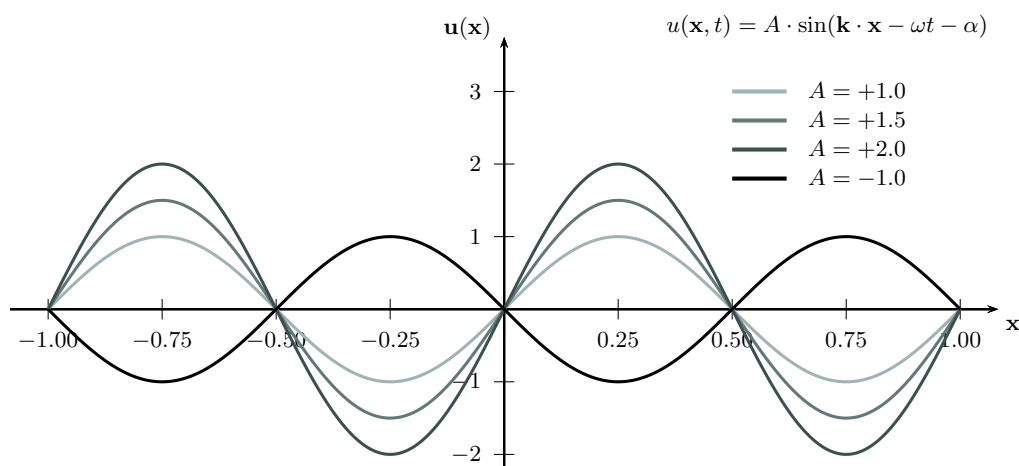
$$\Delta x = \pm n \cdot \lambda \quad (2.14)$$

der ein Vielfaches der Wellenlänge  $\lambda$  ist, wobei gleichzeitig die Resonanzbedingung in einem Resonator der Länge  $l$  mit

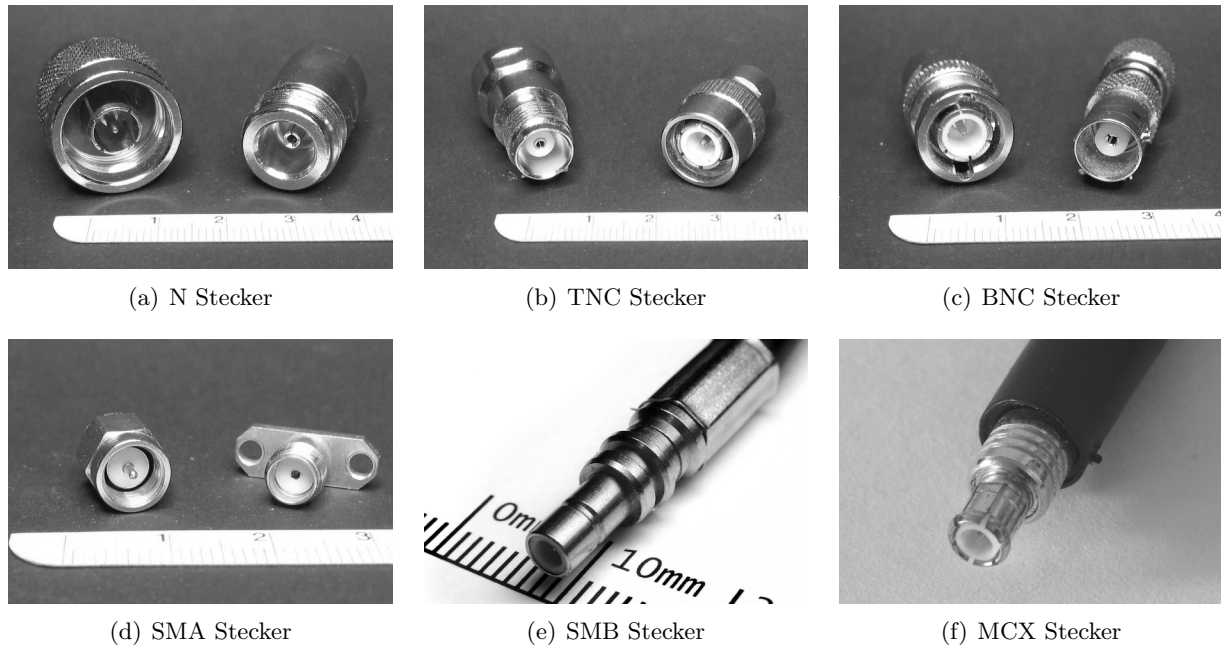
$$n \frac{\lambda}{2} = l \quad (2.15)$$

erfüllt sein muss. Diese Bedingung ist nach Thomsen und Gumlich (1995) äquivalent zur Aussage, dass sich die Knoten und Schwingungsbäuche bei der Ausbreitung der Welle nicht bewegen dürfen.

Für praktischen Anwendung muss demnach die Impedanz zwischen Kabel und Antenne gleich sein, um Reflexionen des Signals zu vermeiden, die eine zeitliche Änderung der Welle verursachen, zu Interferenzen und Reflexionen innerhalb des Kabels führen und einen Informationsverlust bewirken. Sofern der Reflexionskoeffizient  $\Gamma \neq 0$  ist, treten Reflexionen und Interferenzen auf und bewirken eine



**Abbildung 2.4:** Ausbreitung stehender Wellen unter Berücksichtigung der Resonatorbedingung am Beispiel der Funktion  $u(\mathbf{x}, t) = A \sin(\mathbf{k} \cdot \mathbf{x} - \omega t - \alpha)$  (mit  $\mathbf{k} \cdot \mathbf{x} - \omega t - \alpha = \text{const.}$ ).



**Abbildung 2.5:** Übersicht der im GNSS-Bereich häufig verwendeten und standardisierten Hochfrequenz-Verbindungselemente. Lizenz durch Attribution-Share Alike 2.5 Generic (CC-by-SA 2.5).

Rückstrahldämpfung. Qualitativ wird die VSWR als Bewertungskriterium herangezogen und in den Produktbroschüren der GNSS-Antennen entsprechend ausgewiesen. Theoretisch sollte der end-to-end Spannungsverlust bei optimaler VSWR ein Verhältnis von 1:1 vorweisen (für den Fall  $\Gamma = 0$ ). Nach Rao et al. (2013) und GPS World (2014) sind nach aktuellem technischen Standard Verhältnisse von 1:1,5 erreichbar (geringe Rückstrahldämpfung,  $\Gamma < 0.5$ ). So sind durch Ray und Senior (2005) für die präzise Zeit- und Frequenzübertragung mit GNSS auch verschiedene Kabel bezüglich ihrer Eigenschaften analysiert worden. In einer kontrollierten Umgebung lassen sich die Phasenstabilitäten auf wenige Picosekunden beherrschen. Dies ist eine sehr wichtige Eigenschaft, die bei der präzisen Zeit- und Frequenzübertragung mit GNSS eine wesentliche Rolle spielt.

Im Bereich der Satellitengeodäsie werden Hochfrequenz (HF)-Kabel mit unterschiedlichen HF-Steckerverbindungen verwendet. Eine Übersicht ist in der Tabelle 2.1 zusammengefasst. Die aus praktischen Gründen sind optimale, mechanische Verbindungen durch N, TNC und BNC Verbindungen realisiert. Miniaturisierungen der HF-Stecker werden gewöhnlich innerhalb der Antennenkonstruktion z.B. bei Choke Ring Antennen verwendet, was aufgrund der sehr kurzen Signalwege und der mechanischen Fixierung des Antennenelementes und des Choke Rings auch gerechtfertigt ist. Ferner werden diese Verbindungen häufig für Antennen mit geringen Anforderungen verwendet. Innerhalb der Fahrzeugtechnik weisen die SMB und SMA Verbinder hohe Interoperabilität mit standardisierten Steckern des Fachkreis Automobil (FAKRA) auf, siehe Abbildung 2.5.

**Tabelle 2.1:** Standardisierte Verbindungselemente für Koaxialkabel, die im Zusammenhang mit GNSS-Antennenelementen und Konfigurationen verwendet werden.

Name	Bezeichnung	Arbeitsbereich
N	Paul Neill, [Navy type]	bis 18 GHz
TNC	threated Neill/Conellmann connector	bis 12 GHz
BNC	bayonet Neill/Conellmann connector	bis 2 GHz
SMA	sub-miniature-A	1-18 GHz
SMB	sub-miniature-B	1-18 GHz
MCX	miniature coax	bis 6 GHz

## Bandbreite

**Definition** Die Bandbreite einer Antenne gibt den Frequenzbereich an, in dem elektrische Signale mit einem vordefinierten Amplitudenabfall übertragen werden können. Typische Werte sind -3dB, -6 dB, -10dB und -20dB. Die Bandbreite bezieht zusätzlich auch wichtige Antenneneigenschaften wie Hauptstrahlrichtung, Antennengewinn und Polarisation ein. Eine breitbandige Antenne zeichnet sich dadurch aus, dass sich ihre wesentlichen Eigenschaften über einem weiten Frequenzbereich nur in einem vorgegebenen Rahmen ändern, (Gustrau, 2013).

Für die optimale Performance der Antenne sind Bandbreiten von gewöhnlich 20-24 MHz (zivil auf dem GPS P-Code) bzw. mit 4 MHz für Einfrequenzantennen (auf dem GPS-C/A Code) um die jeweilige Resonanzfrequenz  $f_0$  nötig. Beispielsweise beträgt für militärische Antennen die Bandbreite zum Empfang der vollständigen Form des verschlüsselten M-Codes bzw. des vollständigen Leistungsspektrums meist bis zu 30 MHz, siehe auch Tabelle 2.2. Nach Kaplan (1996) werden Antennen mit einer Bandbreite ausgestattet, die 2% der Resonanzfrequenz  $f_0$  entspricht.

Im Gegensatz hierzu sind Einfrequenzantennen, die nur den Empfang von C/A Code optimiert sind, mit einer sehr engen Bandbreite [narrow bandwidth] von ca.  $\pm 2$  MHz versehen. Der Einsatz von Antennen mit geringer Bandbreite kann sinnvoll sein, wenn nur eine bestimmte Resonanzfrequenz  $f_0$  verfolgt und die Reduktion der Interferenz durch andere Signale auf ein Minimum reduziert werden muss, aber auch um zusätzliche Filter und aufwendige Algorithmen im angeschlossenen Empfänger zu vermeiden.

Breitbandige GPS/GNSS-Antennen sind im Bereich der Satellitengeodäsie vor allem durch Kunysz (2000); Krantz et al. (2001b); Kunysz (2003); Popugaev et al. (2007) und Tatarnikov et al. (2011c) dokumentiert. Durch konstruktive Maßnahmen (multiple strip Elemente, Design der Speisung, etc.) lassen sich entsprechende breitbandige Eigenschaften von aktuell bis zu 400-460 MHz erreichen, um den Empfang von allen gewöhnlichen und neuen Frequenzen zu ermöglichen, (Rao et al., 2013). Breit-

**Tabelle 2.2:** Typische Bandbreiten verschiedener GNSS-Codes. Größenordnungen des Code-Rauschens, ohne Berücksichtigung zusätzlicher Anteile wie z.B. durch Ionosphäre o.ä., entsprechen den Angaben von Schüler (2008); Eissfeller et al. (2007); Aviala-Rodriguez et al. (2007); Hein und Aviala-Rodriguez (2006).

System	Band/ Signal	Band- breite [MHz]	Empf.- breite [MHz]	min. Signal- stärke [dBW]	typ. CN/0 [dBHz]	Modulation	Rauschen [m]
GPS	L <sub>1</sub> C/A	30.69	2	-158.5	46.5	BPSK(1)	0.41
	L <sub>1</sub> C	30.69	24	-157.0	48.0	MBOC	0.24
	L <sub>2</sub> C	30.69	24	-160.0	45.0	BPSK(1)	0.24
	L <sub>5</sub>	30.69	24	-154.0	51.0	BPSK(10)	0.08
	M	40.00 30.00 24.00	24 24 24	-155.0 -155.0 -155.0	46.5 46.5 46.5	BOC(10,5) BOC(10,5) BOC(10,5)	0.024 0.024 0.024
GLO	L <sub>1</sub> C	10.00	1	-161.0	50.0	QPSK(10)	n/a
	L <sub>2</sub> C	10.00	1	-167.0	50.0	QPSK(10)	n/a
GAL	E <sub>1</sub>	40.92	8	-157.0	48.0	MBOC	0.23
	E <sub>1</sub>	40.92	24	-157.0	48.0	MBOC	0.14
	E <sub>6</sub> CS	40.92	24	-155.0	50.0	BPSK(5)	0.11
	E <sub>5a</sub>	92.07	24	-155.0	50.0	AltBOC(15,10)	0.02
	E <sub>5b</sub>	92.07	24	-155.0	50.0	AltBOC(15,10)	0.02
E <sub>5ab</sub>	92.07	51	-155.0	50.0	AltBOC(15,10)	0.02	
Beidou	B <sub>1</sub>	n/a	n/a	n/a	n/a	BOC(14,2)	n/a
	B <sub>2</sub>	n/a	n/a	n/a	n/a	QPSK(14,2)	n/a
	B <sub>3</sub>	n/a	n/a	n/a	n/a	AltBOC(15,10)	n/a

bandigkeit bedeutet in diesem Fall, dass die Antenne über den gesamten sensitiven Frequenzbereich bestmöglich konstante Eigenschaften vorweist.

Die Bandbreite  $BW$  einer Antenne ist direkt abhängig von der Höhe  $h$  und der Art des dielektrischen Substrates  $\epsilon_r$ , auf dem das Antennenelement aufgebracht ist, (Rao et al., 2013)

$$BW \propto \frac{h}{\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (2.16)$$

## 2.3 Mikrostreifen Antennen (MSA)

Die Entwicklung von MSA wurde erstmals von Deschamps und Sichak (1953) auf einer Konferenz vorgeschlagen. Praktisch realisierbar waren die ersten Modelle jedoch erst mit der Entwicklung der entsprechenden Prozess- und Herstellungsverfahren, so dass Munson (1972) die ersten MSA vorstellen und publizieren konnte. Entsprechendes ist zusätzlich den jeweils eingereichten Patenten zu entnehmen.

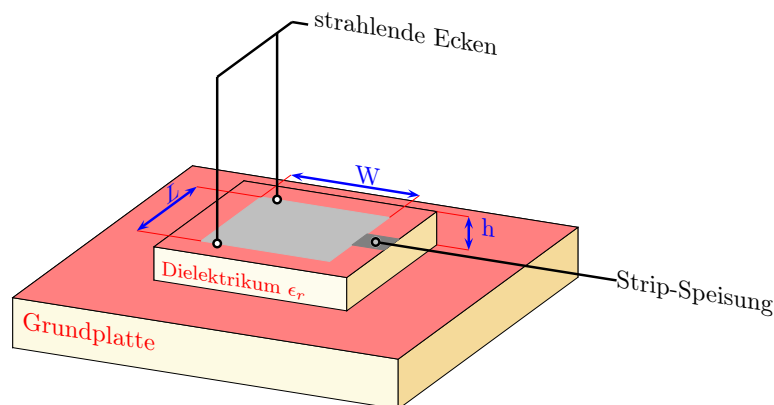


Abbildung 2.6: Schematischer Aufbau einer Mikrostreifenantenne; die Speisung des Antennenelementes erfolgt seitlich.

### 2.3.1 Aufbau einer Einfrequenz-Mikrostreifenantennen (MSA)

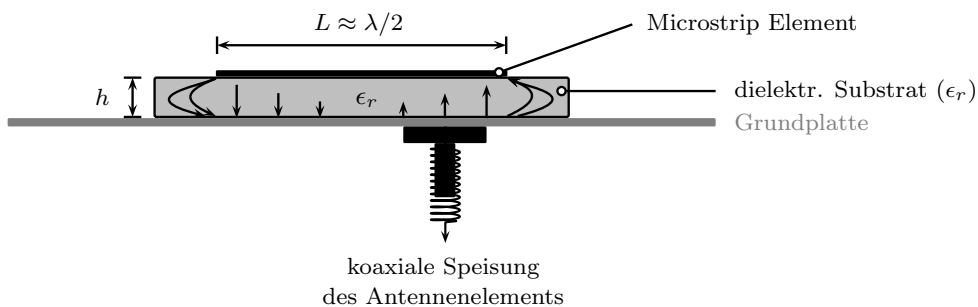
Obwohl die geometrische Form des Antennenelementes eine beliebige Form annehmen kann, siehe hierzu auch die Zusammenstellung durch Kundukulam (2002) sowie im geodätischen Bereich durch Menge (2003), hat sich in der Geodäsie die rechteckige Geometrie für MSA durchgesetzt. Dies ist vor allem auch dadurch geleitet, dass sich sehr elegant RHCP Antennen realisieren lassen.

Die Größe des Antennenelementes ist indirekt proportional zur verwendeten Resonanzfrequenz  $f_0$ . Die Verwendung von MSA ist daher für Frequenzen im Megahertz Bereich ungeeignet, da bereits

Tabelle 2.3: Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile von Mikrostreifen Antennen (MSA) im geodätischen Bereich.

Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none"> <li>▶ geringe Herstellungskosten</li> <li>▶ Möglichkeiten von konformen Formen (gekrümmte Oberflächen etc.)</li> <li>▶ geringes Gewicht</li> <li>▶ optimale Eigenschaften zur Realisierung der ARNINC 743A Spezifikation</li> <li>▶ kompakte Bautiefe und Robustheit</li> <li>▶ leicht portables und integrierbares System</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▶ limitierte Bandbreite von 1-5% (2-30 MHz), höhere Bandbreiten nur durch hohe Komplexität erreichbar</li> <li>▶ geringe Variation in der Stromversorgung</li> </ul>





**Abbildung 2.7:** Erzeugung der Polarisierung zwischen Substrat und Mikrostrip Element (Antennenelement); die Speisung der Antenne erfolgt durch die Grundplatte.

für FM (Ultra Kurzwelle bzw. UKW) Radiowellen (100 MHz) ein konsistentes Substrat von 1 m Länge notwendig wäre. Im Vergleich hierzu müsste die MSA Antenne für AM (Kurz- bzw. Mittelwelle (KW/MW)) Radiowellen (1 kHz) die Größe eines Fußballfeldes annehmen.

Der Aufbau anhand einer vereinfachten Einfrequenzantenne ist schematisch in Abbildung 2.6 dargestellt. Auf einem dielektrischen Substrat mit einer spezifischen Dielektrizitätskonstanten  $\epsilon_r$  ist ein MSA Element [radiating patch] aufgedampft oder via Siebdruck erzeugt, dessen Länge  $L$  gewöhnlich einen Bruchteil der verwendeten Resonanzfrequenz  $f_0$  entspricht. Nach Kundukulam (2002) und Balanis (2005) gilt die Faustregel der Antennenlänge [mean long dimension] mit

$$L \approx 1/4 \lambda_0 \quad \text{bzw.} \quad L \approx 1/2 \lambda_0, \quad (2.17)$$

und  $\lambda_0$  als die zu  $f_0$  zugehörige Wellenlänge. Es wird daher entweder von einer [half-wavelength] oder [quarter-wavelength antenna] gesprochen. Konkret ist die Bestimmung der Länge  $L$  des MSA von unterschiedlichen Parametern abhängig,

$$L = \frac{\lambda_0}{2} - 2\Delta L = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{ff}}} - 2\Delta L$$

nach Balanis (2005) und Petrovski und Tsujii (2012) mit:

$$\epsilon_{ff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.18)$$

$$\Delta L = 0.421 \cdot h \left( \frac{\epsilon_{ff} + 0.3}{\epsilon_{ff} - 0.258} \right) \frac{\frac{W}{h} + 0.264}{\frac{W}{h} + 0.8}. \quad \begin{array}{l} W := \text{Weite des Elementes} \\ h := \text{Höhe des Substrates} \\ L := \text{Länge des Elementes} \end{array}$$

Aber primär ist die Länge von der Auswahl des gewählten Substrates und der damit verbundenen Wahl der Dielektrizitätskonstanten  $\epsilon_r$  und der effektiven Dielektrizitätskonstanten  $\epsilon_{ff}$  abhängig. Die Antennenweite  $W$  mit

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (2.19)$$

ist ein untergeordneter Designparameter und wie u.a. in Balanis (2005) beschrieben, gewöhnlich eine Funktion der Länge  $L$  mit  $W < L$  und ebenfalls direkt abhängig von  $f_0$  und  $\epsilon_r$ . Die Verkürzung  $\Delta L$  der Länge  $L$  wird notwendig, da durch die strahlenden Ecken das MSA länger erscheint, als es tatsächlich ist, Gustrau (2013).

Die strahlenden Ecken [radiating edges] befinden sich an den Begrenzungen der  $L$ -Dimension (siehe Abbildung 2.7). Die Polarisierung entlang der  $W$ -Dimension ist weitaus geringer und sehr gut durch das Modell der Kreuzpolarisation beschrieben, (vgl. Abschnitt 3.4). Die Strahlung bzw. der Empfang der Antenne wird durch [fringing fields] hervorgerufen, (Gustrau, 2013, S. 261). Die  $\mathbf{E}$  und  $\mathbf{B}$  Felder unterhalb des Antennenelementes haben unterschiedliche Polarisierung durch die Eigenschaft der halben bzw. der viertel Wellenlänge aus (2.17).

**Tabelle 2.4:** Übersicht der Designelemente und deren Wirkung auf die Antenneneigenschaften.

Parameter	Symbol	Effekt
Höhe	h	Bandbreite
Weite	W	Kontrolle der Impedanz
Länge	L	vergrößert Induktivität [inductivity] der Antenne und legt die Resonanzfrequenz fest
Länge der Kürzung	$\Delta L / c$	Vergrößerung der Bandbreite, Kontrolle der Resonanzfrequenz für verschiedene Frequenzen (mechanischer Filter)
Speisungspunkt		beeinflusst Resonanzfrequenz und Bandbreite, PCV & PCO

Bei der Beschreibung von Antennen ist die Angabe des unmittelbaren Umfeldes der Antenne bzw. des Antennenelementes notwendig. Das Antennenfernfeld verhält sich verschieden zum direkten Antennennahfeld, (Dilssner, 2007). Entsprechende Definitionen zum Nahfeld werden durch die Fraunhofer- und Fresnelzonen definiert, (u.a. Balanis, 2005; Gustrau, 2013). Im Nahfeld verhalten sich die Feldlinien gegensätzlich zum Substrat und die Strahlung am Substrat wird addiert; die Felder sind „in-Phase“ wodurch eine typische Antenne (Dipol) entsteht. Durch Hinzufügen einer Grundplatte wie u.a. in Abbildung 2.6 gezeigt, wird der Antennengewinn sehr einfach verdoppelt.

Außerhalb der Hauptstrahlungsrichtung fällt die Energie der EM-Wellen ab, da sie nicht mehr „in-Phase“ verlaufen. Die in der Geodäsie oder der Positionierung, Navigation oder Zeitanwendungen verwendeten Antennen sind omni-direktional<sup>5</sup> bis zum Antennenhorizont und zeigen unterhalb des Horizontes geringe Sensitivität zum Empfang von GPS/GNSS-Signalen. Diese Eigenschaft ist gleichzusetzen mit der Aussage, dass die GPS/GNSS-Signale nicht mehr „in-Phase“ verlaufen sollen. Diese Bedingung ist aufgrund des omnidirektionalen Designs gewöhnlich mit konstruktiven Maßnahmen (Choke Rings, Pinwheel, etc.) zu kontrollieren, siehe hierzu auch Abschnitt 2.4.

Ein wichtiger Parameter für MSA ist die Leistung, welche nach Petrovski und Tsujii (2012) mit der Stromstärke  $I$  sowie dem Strahlungswiderstand  $R_{ray}$  durch die elektrische Leistung  $P$  formuliert ist

$$P = \frac{1}{2} R_{ray} I^2$$

mit:

$$R_{ray} = \frac{2}{3} \pi \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \left( \frac{L}{\lambda_0} \right)^2 \tag{2.20}$$

woraus zwei wichtige Aussagen für MSA Antennen abzuleiten sind:

1. kleine Antennen arbeiten weniger effektiv und
2. große Antennen weisen optimale Charakteristiken bzgl. der RHCP Empfangscharakteristik und der PCV auf, mit

$L = \lambda/2$  := stationäres elektrisches Feld kann in der Antenne erzeugt werden,

$L = \lambda/4$  := erzeugt ein symmetrisches Muster auf der Leiterebene (Substrat), welches ein symmetrisches PCV-Pattern begünstigt.

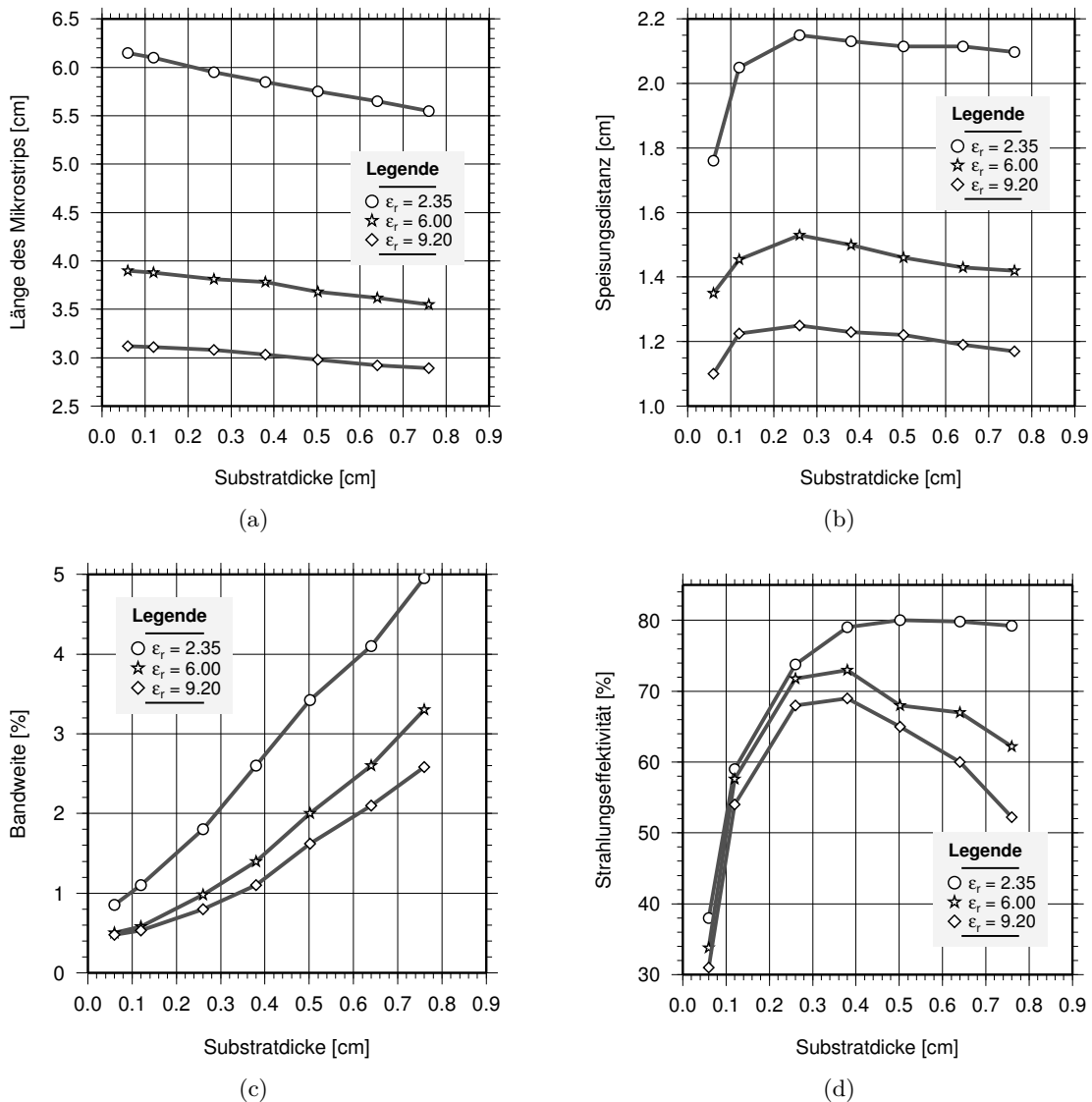
Die wichtigsten Designparameter einer Antenne, die zur Definition der optimalen Eigenschaften benötigt werden, sind in der Tabelle 2.4 abschließend mit ihren entsprechenden Effekten zusammengestellt.

<sup>5</sup>Das optimale Empfangsverhalten (Richtcharakteristik) für GNSS-Referenzstationsantennen entspricht einer Halbkugel, so dass Signale auf einer oberen Hemisphäre (omni-direktional) empfangen werden. Unterhalb des Äquators sollte die Antenne hingegen idealer Weise nicht sensitiv gegenüber vorhandener GNSS-Signale sein, da dies vorrangig nur noch reflektierte bzw. gebeugte Signale sind.

### 2.3.2 Einfluss des dielektrischen Substrates

Die sehr komplexen Zusammenhänge der einzelnen Designparameter von GNSS-Antennen werden in der Abbildung 2.8 am Beispiel einer Einfrequenzantenne zusammenfassend diskutiert. Der Abbildung 2.8(a) ist zu entnehmen, dass eine höhere Dielektrizitätskonstante zu besonders kurzen Längen der Antennenelemente führt, dabei ist bereits bei der Wahl von  $\epsilon_r = 9.20$  gegenüber  $\epsilon_r = 2.35$  eine Miniaturisierung von bis zu 50% zu erreichen. Eine sehr gute Zusammenstellung der aktuell bei der Antennenherstellung zum Einsatz kommenden dielektrischen Substrate ( $\epsilon_r$ ) mit Werten zwischen  $1.1 \leq \epsilon_r \leq 88$  ist in Kundukulam (2002) und auch aktuell durch Rao et al. (2013) veröffentlicht. Die Wahl des dielektrischen Substrates ist für die Antennenherstellung von existentieller Bedeutung und legt für die Antenne die grundlegendsten Eigenschaften wie (1) Größe, (2) Bauhöhe, (3) Bandbreite und (4) Antennengewinn bereits zu Beginn des Herstellungsprozesses fest.

Ein Miniaturisieren der Antennen ist vor allem durch die Wahl von Substraten mit hoher Dielektrizitätskonstanten ( $9 \leq \epsilon \leq 88$ ) zu erreichen. Der Nachteil ist die damit einhergehende Reduktion der Bandbreite und des Antennengewinns, wie die Abbildungen 2.8(c) und 2.8(d) zeigen. Für stark miniaturisierte und sehr schmalbandige Antennen kommen daher keramische Elemente zum Einsatz,

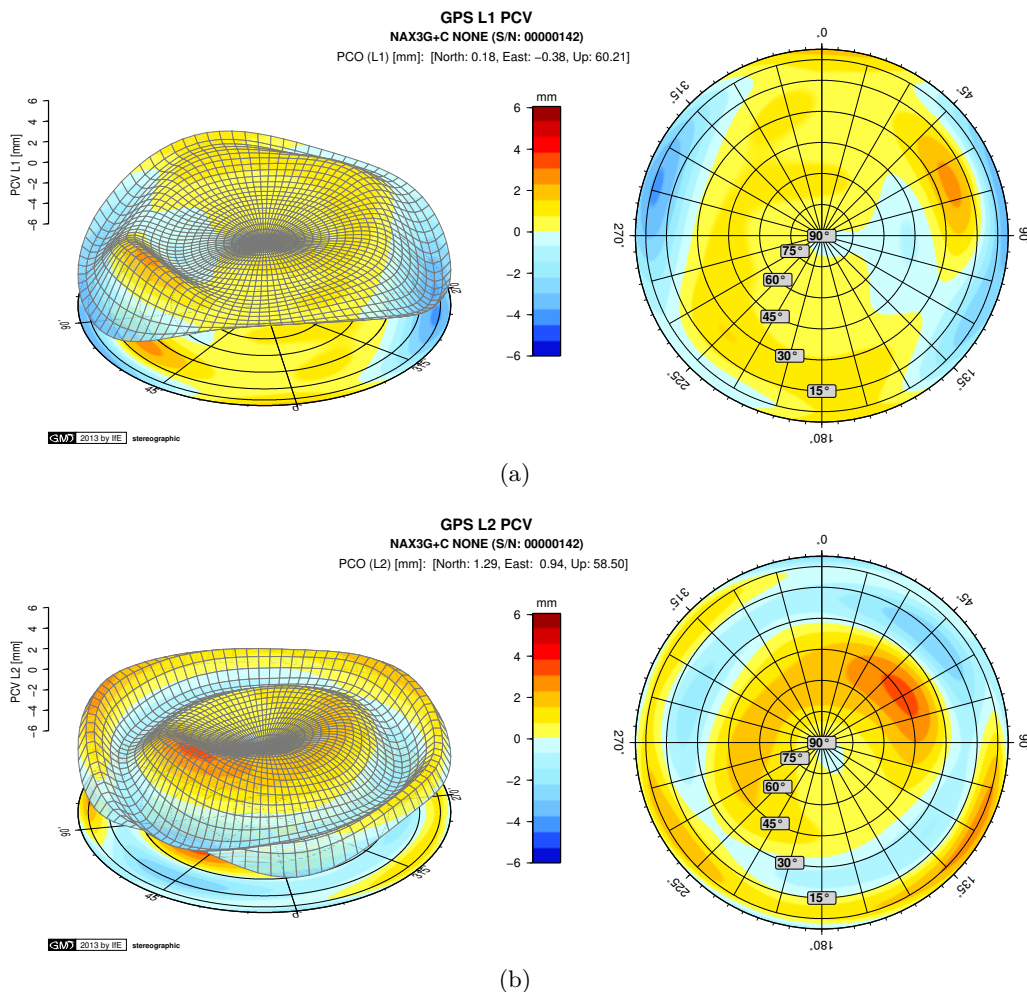


**Abbildung 2.8:** Zusammenhang der individuellen Designparameter für das System einer Einfrequenz-Mikrostreifenantenne (MSA) und den daraus abgeleiteten Antenneneigenschaften mit der Resonanzfrequenz  $f_0 = 1575,42$  MHz, nach Rao et al. (2013).

um hoch sensitive Antennen zu erhalten. Gleichzeitig steigt aber die Strahlungsanregung für Signale nah am Antennenhorizont bzw. nah der Oberfläche oder Grundplatte. Substrate mit hoher Dielektrizitätskonstante sind vorrangig keramische Elemente, (Rao et al., 2013; Abdelaziz, 2012). Jedoch wird damit gleichzeitig die Qualität und Effektivität des Antennenelementes reduziert, wie Gleichung (2.20) impliziert.

Schließlich werden Stoffe mit einer sehr niedrigen Dielektrizitätskonstanten verwendet, um stabile PCV und PCO zu erhalten, wie dies sehr gut in Kundukulam (2002), und Rao et al. (2013) beschrieben ist. Popugaev et al. (2007) konnten ebenfalls für eine sehr breitbandige Antenne mit einer Dielektrizitätskonstanten von  $\epsilon_r = 1.1$  sehr geringe und symmetrische PCV von weniger als  $\pm 2.5$  [mm] und sehr stabile PCO erzeugen, wie sie entsprechend in Abbildung 2.9 gezeigt sind. Dieses Verhalten konnte sowohl durch die Roboterkalibrierungen am IfE, der Senatsverwaltung für Stadtentwicklung und Umwelt Berlin (SenStadtUm Berlin) und Geo++<sup>®</sup> als auch in der Kammer durch die Universität Bonn nachgewiesen werden. Die Besonderheit dieser Antenne liegt darin, dass sowohl die Variationen in Azimut als auch die Variationen in Elevation maximale Abweichungen von  $\pm 2.5$  [mm] aufweisen. Generell weisen präzise Referenzstationsantennen sehr geringe azimutale aber deutliche Abweichungen von 4-8 mm in Elevationsrichtung (Rotationssymmetrie) auf.

Der Zusammenhang zwischen Speisungspunkten und der Höhe des Substrates ist in Abbildung 2.8(b) zusammengestellt. Darin wird die hohe Korrelation der Substratdimensionen und den Orten der Antennenspeisung sehr deutlich, denn für zunehmende Dielektrizitätskonstanten ist zwar die Geometrie der Speisungspunkte optimiert, im gleichen Zuge wird aber der Qualitätsfaktor  $Q_{ant}$  herabgesenkt.



**Abbildung 2.9:** Individuelle GPS L1/L2 PCV und PCO einer NAX3G+C GNSS-Antenne, Popugaev et al. (2007), kalibriert durch IfE, 2013.

Die Verknüpfung zwischen Bandbreite  $BW$  und der Substrathöhe  $h$  ist in der Abbildung 2.8(c) dargestellt. Deutlich ablesbar ist, dass eine Verdopplung der Bandbreite durch Substrate mit hoher Dielektrizitätskonstanten und zunehmender Substrathöhe erreicht werden kann.

Abschließend ist die Abhängigkeit der Strahlungseffektivität gegenüber der Dielektrizitätskonstanten, die in Abbildung 2.8(d) aufgezeigt ist. Aus den Beobachtungen der Abbildung 2.8 lassen sich folgende Schlussfolgerungen ableiten:

1. Geringe Dielektrizitätskonstanten des MSA Substrates führen zu optimalen Eigenschaften bezüglich Bandbreite (und PCV sowie PCO bzgl. Rotations-symmetrie).
2. Die Effektivität einer MSA wird durch niedrige Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_r$  optimiert.
3. Miniaturisierungen von MSA sind durch hohe Dielektrizitätskonstanten  $\epsilon_r$  erreichbar.
4. Durch hohe Dielektrizitätskonstanten  $\epsilon_r$  kann die Bandbreite klein gehalten bzw. speziell zugeschnitten werden.

Eine optimale Antennenperformance ist daher für ein dickes Substrat mit einer sehr niedrigen  $\epsilon_r$  zu erreichen, wodurch (1) optimale Effizienz, (2) große Bandbreiten und (3) optimales Strahlungsverhalten ermöglicht wird, wie dies Kundukulam (2002), Abdelaziz (2012), Popugaev und Wansch (2009) und Rao et al. (2013) publizierten.

Im Hinblick auf Navigationsantennen, die den ARINC 743A Spezifikationen [GNSS airborne sensor specification] entsprechen müssen, ist dabei eine geringe Einbautiefe und eine hohe Temperaturstabilität erforderlich.

Breitbandige GPS/GNSS-Antennen, wie sie für den Einsatz als permanente Referenzstationen beispielsweise im IGS, EPN oder dem Satellitenpositionierungsdienst der Länder der Bundesrepublik Deutschland (SAPOS) Netzwerk verwendet werden, bestehen gewöhnlich aus einer ausgewogenen Kombination von Elementen hoher und niedriger Dielektrizitätskonstanten. Siehe hierzu ebenfalls Krantz et al. (2001b), Bedford et al. (2009), Novatel Inc. (2009), Popugaev und Wansch (2009) sowie Tatarnikov et al. (2011c).

### 2.3.3 Speisungstechniken bei Mikrostreifenantennen (MSA)

Zur Herstellung RHCP sensitiver GPS/GNSS-Antennen stehen derzeit verschiedene Techniken zur Speisung [feeding techniques] des Antennenelementes zur Verfügung. Die Art und Ausführung jedoch hat einen erheblichen Einfluss auf die folgenden Eigenschaften der Antenne, wie z.B.

- ▶ PCV-Pattern entlang der Sichtlinie [line-of-sight] (LOS),
- ▶ PCV-Pattern Symmetrie über den Azimutbereich,
- ▶ RHCP Antennengewinn [antenna gain] und
- ▶ Kreuzpolarisation [axial ration] bzw. Mehrwegesensitivität).

Die Variationen der Speisungstechniken reichen von einfachen Zuleitungen bis hin zu breitbandigen und aus mehreren Ebenen bestehenden Aperturen [multi layer apertur] und beeinflussen primär die Form und Ausprägung der PCV von GPS/GNSS-MSA. Generell können entsprechend der Prominenz vier Kategorien gebildet werden:

1. direct contact / probe feed / coax feed,
2. aperture coupling / micro strip feed,
3. edge coupling,
4. proximity coupling,

**Tabelle 2.5:** Vor- und Nachteile der Probe- und Apertur-Speisung an MSA.

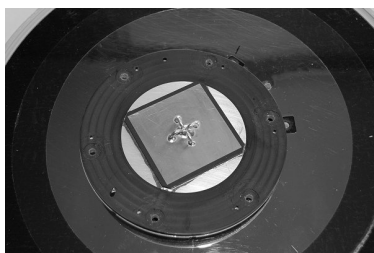
Speisung	Vorteil	Nachteil
Probe	<ul style="list-style-type: none"> <li>▶ stabile PCO</li> <li>▶ rotationssymmetrisches PCV-Pattern</li> <li>▶ geringes axial ratio</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▶ reduzierter Antennengewinn (hohe Verluste durch n-Probes)</li> <li>▶ hohe Kosten durch Komplexität</li> </ul>
Apertur	<ul style="list-style-type: none"> <li>▶ sehr hohe Bandbreiten erreichbar</li> <li>▶ herkömmliches Verfahren für Dual- und Tripleband Antennen</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▶ hohe Komplexität</li> <li>▶ hohe Produktionskosten</li> </ul>

wobei die Techniken (1) und (2) gewöhnlich für GPS/GNSS-Antennen intensiv verwendet werden. Auch an dieser Stelle gilt der allgemeine Grundsatz, dass die Technik entsprechend der Kosten/Nutzen ausgewählt werden und entsprechend der späteren Anwendung stets Vor- und Nachteile bieten.

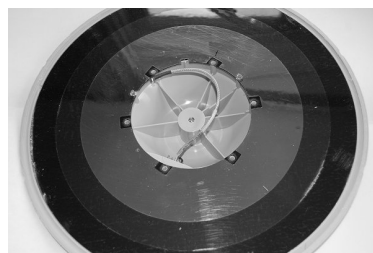
**Probe Feed** Bei der Versorgung des Antennenelementes nach der Probe Feed-Methode (Sonden-Nahrung), wird eine Schaltung verwendet, mit der das Antennenelement durch das Substrat mit einer Sonde unterhalb des Antennenelementes versorgt wird. Die Anzahl der verwendeten Sonden kann dabei entsprechend angepasst werden.

Sehr weit verbreitet ist der Einsatz von 4-probe (bzw. Mehrfach-Probe oder n-probe) Anordnungen, wie u.a. in [Dong et al. \(2006\)](#) beschrieben, welche besonders bei leichten aber präzisen GPS/GNSS-Antennen erfolgreich eingesetzt werden, siehe [Krantz et al. \(2001a,b\)](#) sowie Abbildung 2.10. Diese Anordnung erlaubt einen optimalen Kompromiss zwischen einfacher Konstruktion und sehr stabilen PCO sowie sehr glatten und symmetrischen PCV-Pattern für alle GNSS-Signale. Durch die Probes werden höhere Ordnungen von Oberflächenwellen (siehe auch Abschnitt 2.3.4) unterdrückt und eine optimale Frequenzstabilität für die Resonanzfrequenz  $f_0$  erreicht, ([Krantz et al., 2001a](#)). Ebenfalls kann eine sehr geringe Kreuzpolarisation (geringes axial ratio) erreicht werden, die mit einer verbesserten Mehrwegeresistenz (optimale Performance für die Trennung zwischen RHCP und LHCP) einhergeht. Die Vor- und Nachteile sind in der Tabelle 2.5 abschließend zusammengestellt.

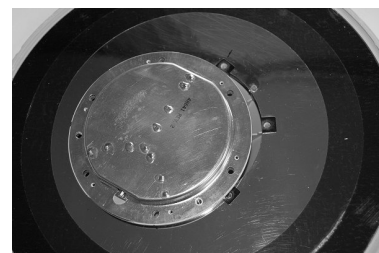
**Apertur Feed** Die Konstruktion besteht grundsätzlich aus einer Anordnung von Mikrostreifen-Elementen, die nicht direkt mit dem MSA verbunden, sondern sich lediglich in deren physikalischer Nähe (z.B. getrennt durch einen Luftraum o.ä.) befindet und dadurch in Interaktion tritt. Der eigentliche Übergang des HF Signals vom MSA auf die Streifenapertur geschieht über elektromagnetische Anregung resonanter Übergänge [resonant slots] durch das dielektrische Substrat wie u.a. in [Kundukulam \(2002\)](#) und [Rao et al. \(2013\)](#) ausführlich beschrieben. Die entsprechenden Vor- und Nachteile sind der Tabelle 2.5 aufgestellt.



(a) 4-Sonden-Speisung

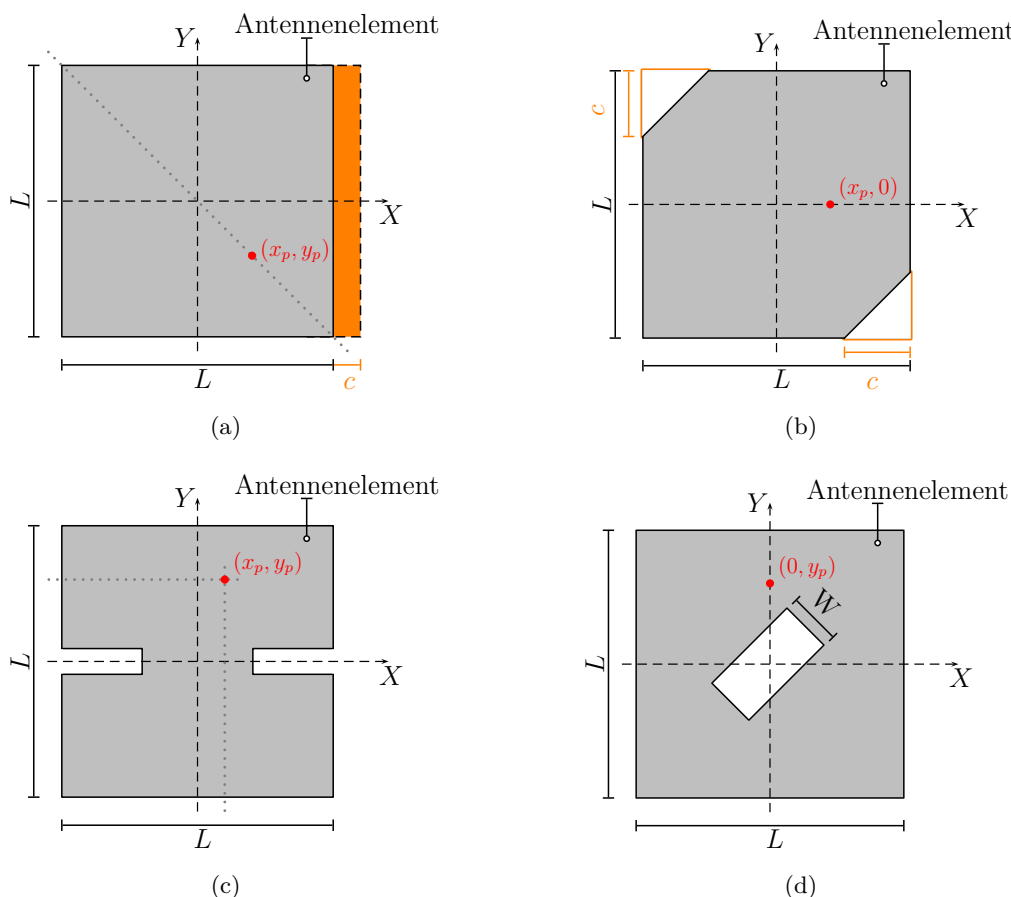


(b) Zuleitung &amp; Grundplatte



(c) Rückseite des LNA

**Abbildung 2.10:** Speisungstechnik (4-Probe) bei einer Trimble Zephyr I Geodetic, (geöffnet 2008 durch IfE).

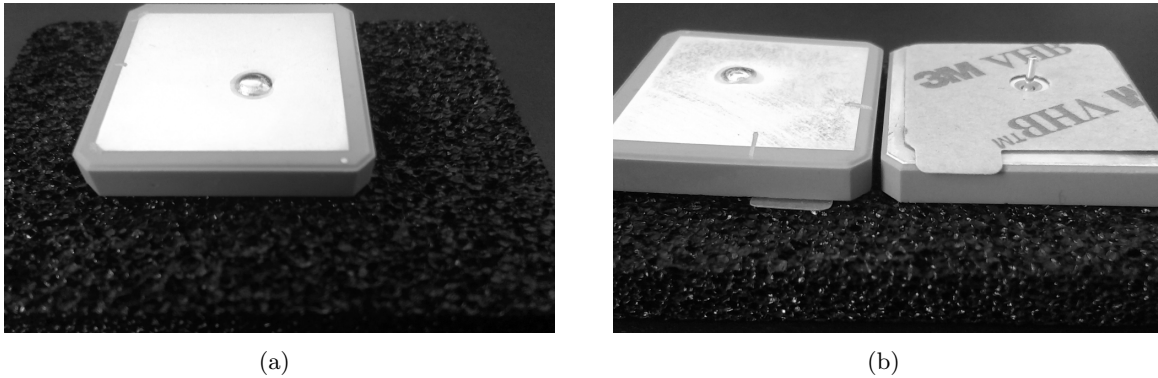


**Abbildung 2.11:** Speisungstechniken für Einfrequenzantennen, ausgeführt als diagonale Anordnung (a), rechtwinklig mit ausgeschnittenen Ecken (b), diagonale Speisung mit Einschnitten (c) und quadratisches Element mit Aussparungen (d), nach Rao et al. (2013, S. 99).

**Single-direct contact Feed an Einfrequenzantennen** Bei low-cost Navigationsantennen wird aufgrund der einfachen Umsetzung das single-feed Verfahren intensiv verwendet, (ublox AG, 2009). Dabei wird die Elementspeisung durch einen einzigen Speisungspunkt realisiert, oft in Verbindung mit keramischen Substraten. In Verbindung mit geometrischen Formveränderungen lassen sich in dieser Vorgehensweise RHCP sensitive Antennen erzeugen und ein externer Phaser (zur Erzeugung der  $0^\circ/90^\circ$  Phasenverschiebung) einsparen, was dadurch zum einen erheblich die Produktionskosten und zum anderen die Einbaugröße des Antennenelementes deutlich verringert. Diese positiven Eigenschaften werden aber, und darin sind sich Rao et al. (2013); Wirola et al. (2008) und Dong et al. (2006) einig, durch drei wesentliche Nachteile beeinträchtigt:

1. Diese Anordnung erzeugt maximal zu erwartende PCV in Elevation und Azimut und führt zwar zu einem symmetrischen, aber sehr instabilen Phasenzentrum.
2. Durch die starke Miniaturisierung entsteht ein geringes axial ratio, also eine verringerte Multipath Resistenz und zusätzlich werden große Rückstrahlkeulen<sup>6</sup> [backlobes] (Rückstrahlkeulen unterhalb des Antennenhorizontes) hervorgerufen, die ebenfalls zu einer verringerten Mehrwegeresistenz führen.
3. Die PCC als auch GDV werden durch Zustände von Oberflächenwellen höherer Ordnungen mit  $n \geq 2$  verstärkt, die ihrerseits durch die asymmetrische Anordnung der Speisungsschaltung verstärkt wird.

<sup>6</sup>Rückstrahlkeulen [backlobes]: Beschreibt bei Richtantennen den Teil des zum Empfang von Signalen sensitiven Bereich, der von der Richtungsrichtung abweicht. Bei omni-richtigen GNSS-Antennen ist damit häufig der Bereich unterhalb des Antennenhorizontes gemeint.



**Abbildung 2.12:** Einfrequenz-Mikrostreifen Antennenelement mit asymmetrischer, direkter Speisung und keramischen Dielektrikum.

Damit lässt sich unter anderem erklären, wie es zu den sehr großen Magnituden in den Variationen der Codephasen (GDV) von bis zu 1.7 m bei Singlepatch Einfrequenzantennen kommt, die im Abschnitt 5.2.1 noch ausführlicher besprochen werden. Bei der Speisungsmethode [single-direct contact feed] wird die RHCP Sensitivität allein durch geometrische Adaptionen ermöglicht, wie auch in Abbildung 2.11 gezeigt. Grundsätzlich wird dabei eine leichte Veränderung von quadratisch zu fast-quadratischen Grundrissen vorgenommen, wie es entsprechend in der Abbildung 2.11(a) dargestellt ist. Hierbei werden die orthogonal zueinander zugeordneten Zustände transversal magnetischer  $TM_{10}$  und  $TM_{01}$  um die Resonanzfrequenz  $f_0$  mit der Bedingung

$$f_{10}(TM_{10}) \leq f_0 \leq f_{01}(TM_{01}) \quad (2.21)$$

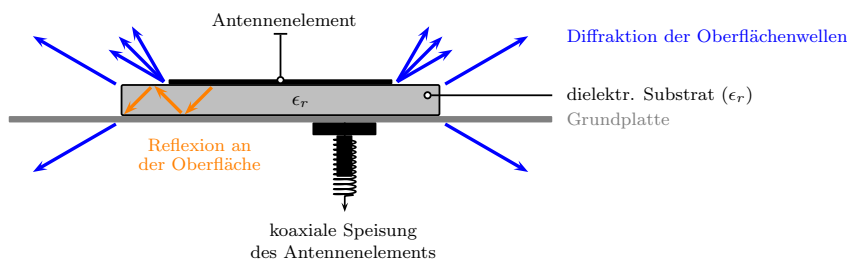
angeordnet. Der Speisungspunkt wird nun so ausgewählt, dass  $f_{10} \equiv f_{01}$  gleiche Amplituden mit einer Phasendifferenz von  $\pm 45^\circ$  aufweisen. Entsprechende Anordnungen sind in der Abbildung 2.11 zusammengestellt, welche die oft verwendeten geometrischen Adaptionen beinhaltet. Allen Typen von Abbildung 2.11 liegt die Veränderung der Patchoberfläche zugrunde. Während in 2.11 die Patchelemente nur um einen konstanten Anteil vergrößert werden, sind in Abbildung 2.11(b) - 2.11(c) Änderungen der Form durch Aussparungen und entsprechender Anpassung des Antennenspeisungspunktes erhalten worden.

### 2.3.4 Oberflächenwellen und Mikrostreifenantennen

Jede MSA benötigt ein dielektrisches Substrat. Jedes dielektrische Substrat mit  $\epsilon_r > 1$  (jedes Medium ausser Luft) begünstigt die Existenz von Oberflächenwellen. Diese Oberflächenwellen üben einen signifikanten und nicht mehr zu vernachlässigenden Einfluss auf die PCCs aus. In Abbildung 2.13 ist dies für eine Einfrequenz - MSA im Querschnitt abgebildet. Angeregt durch die gespeisten Antennenelemente breiten sie sich durch sukzessive Reflexion innerhalb des dielektrischen Substrates zwischen dem Mikrostreifenelement und der Grundplatte aus und treten an den Substratkanten mit dem freien Raum in Wechselwirkung. Hiernach treten dann entweder der Zustand (1) Diffraktion an den Längsseiten oder (2) Reflexion an der metallischen Grundplatte auf. Nach Kortke (2006) erzeugen Oberflächenwellen eine Parasitärstrahlung, überlagern sich im Fernfeld mit den empfangenen EM-Wellen und können, besonders bei stark miniaturisierten Modellen, sehr ungünstige Auswirkungen auf die Parameter der GPS/GNSS-Antenne haben:

1. Starke Rückstrahlungskeulen [backlobes] in niedrigen Elevationen erhöhten die Sensitivität am Antennenhorizont gegenüber Mehrwegesignalen.
2. Hohe Kreuzpolarisation führt zu schlechter Trennung zwischen RHCP und LHCP.
3. Variation des Phasenzentrums und damit einhergehende geringe Präzision der PCV Stabilität.
4. Variationen des Antennengewinns in hohen Elevationen [ripples] bei  $80^\circ$ - $90^\circ$  führen zu variierenden Empfangsverhalten der Antenne im Zenit.





**Abbildung 2.13:** Oberflächenwellen sowie Reflexions- und Diffraktionsphänomene an Mikrostreifenantennen.

Wie bereits in Abschnitt 2.2.2 erläutert, liegen verschiedene Ordnungen für die  $TM$  und  $TE$  Wellen vor. Den dominanten Anteil trägt dabei der Ordnungsparameter  $TM_0$ , da sich hierfür keine Grenzfrequenz  $f_c$  mit

$$f_c = \frac{n \cdot c}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad \begin{array}{l} n := \text{Ordnung} \\ c := \text{Lichtgeschwindigkeit } (299\,972\,458 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}) \\ h := \text{Substrathöhe} \end{array} \quad (2.22)$$

mathematisch modellieren lässt (Kundukulam, 2002; Rao et al., 2013) und dieser Parameter allein durch geometrische Anpassungen kontrolliert werden kann. Ab der Ordnung  $n \geq 1$  kann  $f_c$  durch Anpassung des dielektrischen Substrates anhand der Parameter  $h$  und  $\epsilon_r$  kontrolliert werden. Aus empirischen Analysen findet man in der HF-Literatur hierzu eine Grenzhöhe  $h_c$  mit

$$h_c = \frac{0.3 \cdot c}{2\pi \cdot f_u} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}, \quad f_u := \text{maximale Resonanzfrequenz} \quad (2.23)$$

um die Oberflächenenergie, verursacht durch die Oberflächenwellen, durch eine angepasste Substrathöhe gering zu halten. In der Tabelle 2.6 sind abschließend die Vor- und Nachteile der Oberflächenwellen an MSA zusammengefasst.

**Tabelle 2.6:** Vor- und Nachteile der Oberflächenwellen an Mikrostreifenantennen.

Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none"> <li>▶ nicht alle Oberflächenwellen sind schlecht, denn für Einfrequenzantennen kann so ein hohes Gain erzeugt werden</li> <li>▶ Verbesserung der GDOP Werte durch optimiertes omnidirektionales Send- und Empfangsverhalten</li> <li>▶ Herausforderung ist die Modellierung des Optimum.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▶ Reduktion der Bandbreite</li> <li>▶ herabgesetzte Strahlungseffektivität</li> <li>▶ geringes <math>\epsilon_r</math> kann Oberflächenwellen verringern, aber Antennendimension wird damit vergrößert</li> </ul>

## 2.4 Konzepte für geodätische GNSS-Referenzstationsantennen

### 2.4.1 Maßnahmen zur Mehrwegereduktion an GPS/GNSS-Antennen

In den vorhergehenden Abschnitten sind die physikalischen Grundlagen und hauptsächlichen Ursachen für die Existenz von PCC sowie GDV diskutiert worden. Zudem wurde das Zusammenspiel verschiedener Antennenparameter für optimale Bedingungen für individuelle Einsatzgebiete hervorgehoben.

1. PCC werden durch die Wahl der Speisungspunkte des Antennenelementes und der Abhängigkeit der Oberflächenwellen beeinflusst und sind damit indirekt auch abhängig von der Geometrie des MSA, (Kundukulam, 2002; Petrovski und Tsujii, 2012; Rao et al., 2013).
2. GDV sind vorrangig beeinflusst durch die Impedanzbandbreite der MSA, wobei das Design für geringere Bandbreiten und kleinen Einbaumaßen (Antennendimensionen) ein treibender Faktor ist, der direkt mit dem Qualitätsfaktor  $Q_{ant}$ , der Strahlungseffektivität der Antenne und der Wahl des dielektrischen Substrates ( $\epsilon_r$ ) korreliert ist, (Kunysz, 1998; Dong et al., 2006; Wirola et al., 2008; Rao et al., 2013).

Die Antenneneigenschaften werden durch geometrische Anbauten, wie zum Beispiel Grundplatten, Choke Rings oder speziellen Pinwheels ebenfalls in ihrer Charakteristik stark beeinflusst, wodurch Ausprägungen und Eigenschaften der PCC der Trägerphasenbeobachtung und der GDV der Codephasenbeobachtung verändert werden können.

Die Form der Grundplatte hat bereits erheblichen Einfluss auf die Empfangscharakteristik, wie Rao et al. (2013) für eine MSA mit rechtwinkliger Grundplatte berichtet. Im Bereich der geodätischen Referenzstationsantennen haben sich unterschiedliche Modelle auf Grundlage von Grundplatten in Verbindung mit Choke Rings (JPL Design) durchgesetzt, wie u.a. Phillipov et al. (1998) und Kunysz (2003) dokumentieren. Neuere Entwicklungen gehen hin zu 3d Choke Ring Modellen, wie diese durch Kunysz (2003); Novatel Inc. (2009); Bedford et al. (2009) und Scire-Scappuzzo und Makarov (2009) publiziert wurden. Einen neuen Ansatz breitbandiger GNSS-Antennen in Verbindung mit einer optimalen Mehrwegeresistenz stellten Tatarnikov et al. (2010, 2011c) in zwei Schritten vor. Während Tatarnikov et al. (2010) zunächst das Design eines neuen breitbandigen Antennenelementes vorstellt, folgte mit Tatarnikov et al. (2011c) ein neues Design auf Grundlage eines sphärischen (konvexen) Impedanzfeldes, zur Reduktion des Mehrwegefehlers. Die Konstruktion von MSA in Verbindung mit Grundplatten erlaubt folgende Vorteile:

1. Der Antennengewinn kann bis zur doppelten Magnitude zunehmen.
2. Die Rückstrahlkeulen [backlobes] werden je nach Grundplattenmaterial und Geometrie weitestgehend verringert.
3. Das axial ratio wird optimiert, was zu einer verbesserten Trennung originärer und reflektierter Signale führt.

Die Verbindung wichtiger Parameter, wie sie für die Entwicklung einer breitbandigen Antenne, die ein Frequenzband von 460 MHz abdeckt dabei aber hohe Sensitivität für niedrige Elevationen und gleichzeitig ein geringes Signal-/Rauschverhältnis aufweist, nötig sind, bleibt derzeit eine besondere Herausforderung.

Im Bereich der RTK Antennen hat sich eine weitaus erfolgreiche Technik (Pinwheel) durchgesetzt, die nach Kunysz (2000) optimale Auswahl hinsichtlich der wichtigen Parameter wie (1) Antennenempfangsverhalten (Antennengewinn), (2) Gewicht, (3) Performance und (4) Mehrwegeresistenz vorweist. Ebenfalls ist durch Popugaev et al. (2007) und Popugaev und Wansch (2009) eine weitere, sehr interessante Technik für die Herstellung einer sehr kleinen, leichten Antenne mit sehr stabilen PCV und optimalen Signal-/Rauschverhältnissen in niedrigen Elevationen vorgestellt worden (vgl. Abbildung 2.9). Bei dieser Antenne erfolgt der Empfang sämtlicher GNSS-Signale aus dem L-Frequenzband durch nur einen einziges Empfangselement.

Eine vollständig gegenläufige Entwicklung stellen Tatarnikov und Astakhov (2013) in einem neuartigen Konzept für GNSS-Referenzstationsantennen vor. In dieser Konfiguration wird die Mehrwegereduktion durch ein sehr großes Impedanzfeld realisiert. Auch wenn in diesem ersten experimentellen Ansatz der Durchmesser der Antenne ca. 3 m beträgt, wobei der Großteil durch die zur Impedanzfelderzeugung notwendige Grundplatte hervorgerufen wird, konnten in ersten Analysen sehr gute Ergebnisse auf einer 10 m Basislinie mit einem sehr geringen Rauschen in kinematischer Auswertung erreicht werden, (Tatarnikov, 2013).

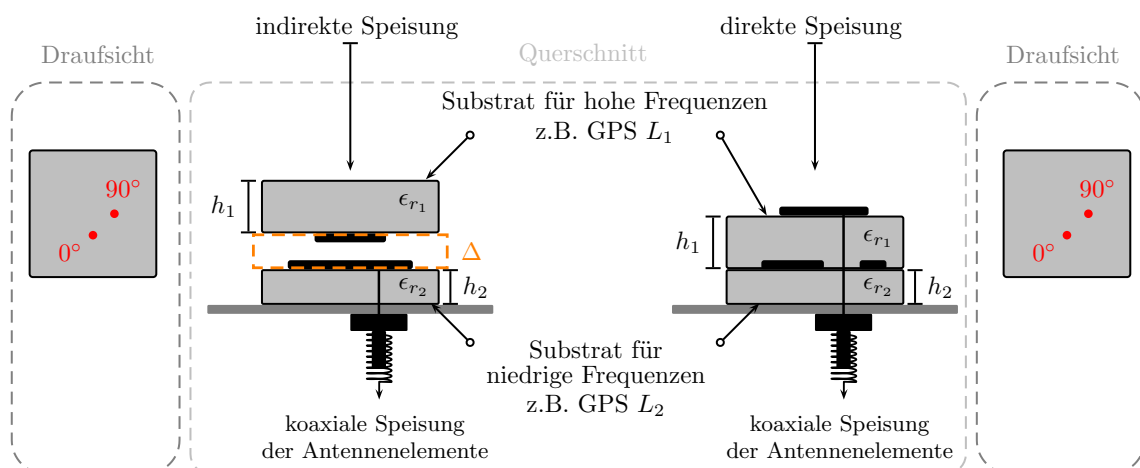
**Tabelle 2.7:** Aktueller Stand der Technik im Bezug zu geodätischen Multi-GNSS-Antennen, Rao et al. (2013); GPS World (2014).

Name	IGS Bezeichnung	Frequenzband	Bandbreite	Literatur
		[GHz]	[MHz]	
Topcon, konische Grundplatte	TPSPN.A5	1.160 - 1.615	450	Tatarnikov et al. (2011c)
Novatel / Leica, 3d choke ring	NOV750, LEIAR25.Rx, ...	1.180 - 1.600	420	Kunysz (2003), Bedford et al. (2009), Novatel Inc. (2009)
Trimble Zephyr Geodetic I / II	TRM41249.00, TRM55970.00, TRM57970.00, ...	1.160 - 1.640	420	Krantz et al. (2001a)
NavXperience 3G+C, Single-Layer Antenne	NAX3G+C	1.160 - 1.640	480	Popugaev et al. (2007), Popugaev und Wansch (2009)
Novatel & Leica, Pinwheel Antenne	NOV70xGGG, LEIAX1202GG, ...	1.170 - 1.700	530	Kunysz (2000)

Für Antennen im Bereich der Navigation sind diese optimalen Eigenschaften oft durch die vorliegenden Beschränkungen der ARINC 743 A Spezifikation nicht durch die Änderung der geometrischen Formen erreichbar, sondern müssen durch Änderung des Antennendesigns selbst vorgenommen werden. Dies führt oft zu hohen Produktionskosten, da die Komplexität der Antennen mit den Ansprüchen exponentiell steigt. Hier haben sich Techniken durch (1) Ausbalancieren der Bandbreiten, (2) Vergrößerung des Antennengewinns durchgesetzt. Mit geschickter Anordnung von Ebenen [layern], die meist in Form von *Sandwiches* angeordnet sind und gleichzeitiger Variation des Substrates, wie in Abbildung 2.14 gezeigt, können diese Ziele erfolgreich erreicht werden. Die Mehrwegereduktion wird bei dieser Art von Antennen nicht durch Choke Rings, sondern durch spezielle elektromagnetische Materialien (electromagnetic band gaped (EBG) materials), wie z.B. in Engheta und Ziolkowski (2006), Bao et al. (2007) und Baracco et al. (2008) vorgestellt, erreicht.

## 2.4.2 Maßnahmen bei GNSS-Antennen für Multi-GNSS Empfang

Aktuelle Herausforderungen bei der Produktion von GPS/GNSS-Antennen ist die Interoperabilität der Elemente mit den unterschiedlichen, im L-Band von 1.166-1.607 GHz sendenden Systemen wie

**Abbildung 2.14:** Generierung von Mehrfrequenzantennen mit unterschiedlichen Speisungsmethoden.

GPS, GLONASS, Galileo, Beidou/Compass, SBAS, u.s.w., die notwendiger Weise eine konstante Breitbandigkeit von ca 440 MHz der Antennen erfordern. Diese Anforderungen stellen jedoch aktuell hohe Ansprüche an die Entwicklung breitbandiger Antennen, da generell die Öffnung der Bandbreite zu einer geringeren Signalstärke und erhöhtem Rauschen führt, (Rao et al., 2013). Bandbreiten von 2% um die Referenzfrequenz  $f_0$  sind gebräuchlich (siehe auch Tabelle 2.2). Die Notwendigkeit von kleinen Antennen mit geringen geometrischen Maßen schränkt die erreichbare Bandbreite bei gleichbleibender Strahlungseffektivität und Antennenperformance (Qualitätsfaktor  $Q_{ant}$ ) zusätzlich stark ein. Aktuelle und sehr interessante Entwicklungen sind durch die in der Tabelle 2.7 zusammengestellt.

## 2.5 Entwicklung der GPS/GNSS-Antennenkalibrierung in der Satellitengeodäsie

### 2.5.1 Kalibrierung von Trägerphasenbeobachtungen

Die Antennenkalibrierung zur Bestimmung des Empfangszentrums der Trägerphase  $\delta_{pcv_f}$  für entsprechende Frequenzen  $f$  hat sich aus Sicht der Satellitengeodäsie rasant entwickelt. Einen Überblick hierzu gibt die Abbildung 2.15 anhand einer Zeitlinie, die gleichfalls individuelle Handlungsstränge und weiterführende Literaturangaben miteinander verknüpft. Die aus Sicht des Autors wichtigen Stationen, welche direkt und indirekt zur Weiterentwicklung der GPS/GNSS-Antennenkalibrierung führten, sind aufgeführt ohne jedoch dem Anspruch einer vollständigen Abbildung zu beanspruchen.

Ursprung der folgend dargestellten Entwicklung ist in diesem Ansatz der erste Vorschlag durch Deschamps und Sichak (1953) zur Entwicklung eines MSA-Elementes, welches bereits für seine Zeit eine weitreichende Einsetzbarkeit versprach. Dieser Ansatz sollte bis Munson (1972) nur theoretisch vorliegen, da entsprechende Technologien zur Herstellung und Verarbeitung wichtiger Elemente noch nicht den industriellen Ansprüchen gerecht werden konnten. Hieran schloss sich die Entwicklung eines wichtigen Antennenelementes, welches durch Stanton (1985) patentiert wurde, an. Diese Bauweise hielt rasch Einzug in die Satellitengeodäsie wie Tranquilla (1986) und Tranquilla und Colpitts (1986) zeigen. Basierend auf der Kalibrierung einer Helix-Antenne wurden erste Kammerkalibrierungen, nicht allein nur auf den geodätischen Bereich begrenzt, durch Sims (1985) vorgestellt.

Gerade für die Ableitung globaler Parameter, wie zum Beispiel der Bestimmung der Erddimension und Erdorientierung durch geodätisch und geowissenschaftliche Permanentnetze, aber auch für direkte Georeferenzierung und präzise Echtzeitanwendungen ist die Variation des elektrischen Empfangszentrums der GNSS-Signale ein wesentlicher Genauigkeitsfaktor, der seit den Publikationen durch Geiger (1988) und Schupler und Clark (1991) Relevanz in der geodätischen Messtechnik erlangt hat. Die Notwendigkeit zur Kalibrierung der Sensoren ergab sich bereits frühzeitig (Sims, 1985; Breuer et al., 1995; Rothacher et al., 1995); so stellten Mader und MacKay (1996) und Mader (1999) ein feldbasiertes relatives Verfahren zur Antennenkalibrierung vor. In diesem Ansatz, der auch in Menge (2003) ausführlich beschrieben ist, wurden bezüglich der im IGS Netzwerk weit verbreiteten Allen/Osborne mit Dorne Margoline Element (IGS Name: AOAD/M\_T) die PCV und PCO relativ bestimmt. Per Definition wurden hierbei für die Referenzantenne die PCV zu Null und die PCO zu festen Werten angenommen. Trotz der per Definition festgelegten Eigenschaften der Referenzantenne war die Einführung der relativen Antennenkalibrierwerte notwendig geworden, da in internationalen Vergleichen mit unabhängigen Raumverfahren wie Satellite Laser Ranging (SLR) und Very Long Baseline Interferometry (VLBI) ein Skalierungsfehler von bis zu 15 parts per billion ([ppb]) identifiziert wurde, welcher auf die Höhenkomponente der Koordinaten einen Einfluss von bis zu 10 cm hervorruft und die Konsistenz zwischen GPS und unabhängigen geodätischen Raumverfahren deutlich beeinträchtigt, (Weston und Hilla, 2008).

Die seit Einrichtung und auch nach Beginn des operationellen Einsatzes des IGS-Netzes (01.04.1994) diskutierten Einflüsse auf die Trägerphasen-Beobachtung durch die GPS/GNSS-Antennen wurden offiziell ab Neilan et al. (1996) weltweit innerhalb des freien wissenschaftlichen IGS-Netzes als relative PCO und rein elevationsabhängige PCV publiziert. Durch internationale Vergleiche mit anderen geo-

dätischen Raumverfahren (SLR und VLBI) zeichnete sich ab, dass dieser Ansatz nicht hinreichend präzise genug ist, da hierdurch die an der Referenzantenne vorhandenen nicht kalibrierten Effekte auf die kalibrierten Antennen übertragen wurden und die Korrektur der Antennenparameter nicht einem konsistenten Vorgehen entsprach (Steigenberger et al., 2006; Weston und Hilla, 2008), weshalb die Forschung hin zu absoluten PCV vorangetrieben wurde. Aufgrund der Wichtigkeit der antennenbezogenen Eigenschaften auf die Konsistenz des gesamten IGS-Netzes und der auch daraus abgeleiteten Parameter für Nachbardisziplinen wurde innerhalb des IGS eigens eine IGS Antenna Working Group (IGS AWG) gebildet, die u.a. die Fortführung der ANTEX Formate, Spezifikationen von Kalibriereinrichtungen und eine internationale Plattform zur Publikation von antennenrelevanten Themen (GPS/GNSS) zur Aufgabe hatte und auch aktuell hat.

Entwicklungen zur Kammerkalibrierung, deren Verfahren auf synthetisch generierten GPS Signalen mittels Netzwerk-Analysator (NA) (bzw. auch Netzwerk-Vektor-Analysator (NVA)) beruhen, sind durch Schupler und Clark (2001) publiziert. In Deutschland wurden die Entwicklungen vorrangig durch Campbell und Witte (1999) und später durch Görres et al. (2006); Zeimetz und Kuhlmann (2008) vorangetrieben. Eine aktuell operationelle Entwicklung ist in der Dissertation von Zeimetz (2010) zusammengefasst und Ergebnisse durch Becker et al. (2010) vorgestellt. Neben der Signalstärke können hier mit einem NA die PCV für aktuelle sowie zukünftige Frequenzen ermittelt werden. Die Bestimmung von Variationen von Codephasenbeobachtungen hingegen sind nicht möglich. Prinzipiell ist die Übertragbarkeit und Vergleichbarkeit der Ergebnisse der Kammerkalibrierung derzeit innerhalb der IGS AWG ein weitreichend diskutierter Forschungsgegenstand. Aktuelle Diskussionen (Aerts, 2011; Bilich et al., 2012; Aerts et al., 2013) zeigen, dass die Frage eines konsistenten Vergleichsverfahrens für GNSS-Antennenkorrekturdaten noch wesentliche Herausforderungen birgt, die es zu klären gilt, (Aerts und Moore, 2013).

Einen Ansatz zur absoluten Antennenkalibrierung, d.h. die Bestimmung unabhängig von einer Referenzantenne, wurde vor dem Hintergrund regelmäßig stattfindender, nationaler Antennenworkshops (Campbell und Witte, 1999; Seeber et al., 2000; Campbell und Görres, 2001) vorgestellt und international zunächst durch Wübbena et al. (1996); Seeber et al. (1997); Böder et al. (2001) sowie national durch Menge et al. (1998); Seeber und Böder (2002) (siehe ebenfalls Abbildung 2.15). Mit diesem Hannoverschen Verfahren ist es erstmals möglich, die PCV automatisch und wirtschaftlich zu bestimmen. Die Ergebnisse der wirtschaftlichen Umsetzung sind in Schmitz et al. (2002) vorgestellt und die wissenschaftlichen Meilensteine durch Seeber und Böder (2002); Kersten und Schön (2012c) beschrieben. Aktuell werden durch den IGS absolute Antennenkorrekturparameter publiziert (Schmid et al., 2005), für alle neuen Stationen verlangt und für alle bisherigen Stationen, sofern vorhanden, angewendet. In dem Hannoverschen Verfahren zur absoluten Antennenkalibrierung, welches auch in dieser vorliegenden Arbeit verwendet wird, werden die PCV mit einem präzise kalibrierten PowerCube<sup>®</sup> Roboter bestimmt. Die in diesem Bereich erfolgten Vorarbeiten durch Böder (2002), Menge (2003) und Dilssner (2007) bilden die Grundlage für diese Arbeit, die gleichfalls auch die aktuellen Entwicklungen berücksichtigen wird. Die Relevanz der PCV und PCO in der geodätischen Wissenschaft wird weiterhin durch die fortgesetzten Workshops untermauert, wie Seeber und Menge (2002), Campbell und Görres (2003) und Görres und Kuhlmann (2006) sowie Wanninger (2009) deutlich zeigen. Grundlegende Diskussionen von beispielsweise Rothacher et al. (1995), Rothacher (1999), sowie Wübbena et al. (2000), Seeber und Böder (2002) und Ray und Senior (2005) führten zur internationalen Anerkennung der absoluten Antennenkalibrierwerte, die seit 2005 ein internationaler Standard im globalen IGS Netzwerk sind (Schmid et al., 2007). Aber auch in regionalen Netzwerken, wie dem EPN und dem SAPOS sind diese absoluten Korrekturen vorgeschrieben. Für aktuelle GNSS-Anwendungen ist die Stabilität der Phasenzentren und deren Variationen im [mm] Bereich eine grundlegende Bedingung, wie Ray und Senior (2003) sowie Ray und Senior (2005) diskutierten, um die Anforderungen von präzisen Anwendungen mit der entsprechenden Genauigkeit erfüllen zu können.

Die aktuelle Relevanz der Antennenkalibrierung wird durch die Entwicklung neuer Kalibriereinrichtungen unterstrichen. Hier stellen u.a. Mader et al. (2012) und Bilich und Mader (2012) ein weiteres Verfahren vor, das zwar dem Hannoverschen Ansatz ähnlich ist, aber im Grunde im Post-Processing arbeitet und einem Differenzen-Ansatz entspricht, näheres hierzu ist im Abschnitt 4 diskutiert. Zu-

Institut	Methode	DoF	# EPN	# EPN	# IGS	# IGS
			Individuell	Typmittel	Typmittel	[%] v. H.
Geo++ GmbH	Robot	3	78	7	144	59.8
IfE	Robot	3	1	3	4	1.7
SenStadt Berlin	Robot	3	13	2	2	0.8
Uni Bonn	Chamber	2	7	-	-	0.0
NGS	Robot	2	-	-	1	0.4
NGS	Field	1	-	-	90	37.3
LWa	Field	1	1	-	-	0.0

**Tabelle 2.8:** Verteilung der Antennenkorrekturen und Kalibriereinrichtungen anhand des Europäischen Permanentnetzes (Euref Permanent Network - EPN) und des Internationalen Netzwerkes (IGS). Die letzte Spalte gibt die Prozentuale Verteilung der partizipierenden Institute an Kalibrierungen aller Antennen im IGS Netzwerk an. Grundlage sind epnc\_08.atx (07.01.2014), epn\_08\_1771.atx und igs08\_1771.atx (beide 20.12.2013).

dem wird ein Roboter mit zwei Freiheitsgraden verwendet (vgl. Tabelle 2.8)), d.h. die Antenne wird zwar zur Kalibrierung gekippt und verdreht, nur findet diese Orientierungsänderung nicht, wie beim Hannoverschen Ansatz, in einem fixen Punkt statt.

Entwicklungen von vollständig neuen Kalibriereinrichtungen sind ebenfalls zu verzeichnen. So zeigen Hill et al. (2013), dass sich das Hannoversche Verfahren als Produkt wirtschaftlich durchgesetzt hat. Dieser Beitrag führte gleichfalls einen größeren, tragfähigen Roboter der KuKa<sup>®</sup> Familie vor, mit dem vorrangig Nahfelduntersuchungen und lastenintensive Kalibrierungen vorangetrieben werden könnten. Im Gegensatz zu den im Hannoverschen Verfahren verwandten PowerCube<sup>®</sup> Roboter ist die Drehung der Antenne an einem einzigen Punkt nicht möglich, wodurch sich die Herausforderung zur Trennbarkeit von Mehrwegeeffekt und Kalibrierprodukt ergibt.

In der Tabelle 2.8 sind anhand aktueller ANTEX Dateien<sup>7</sup> die GPS/GNSS-Antennenkalibrierungen den entsprechenden Kalibriereinrichtungen zugeordnet. Deutlich zeichnet sich für die aktuell 241 Empfangsantennen in der IGS-ANTEX Datei die historische Entwicklung der Korrekturwerte ab, da zum einen Korrekturen aus dem Hannoverschen Verfahren (Geo++<sup>®</sup>, IfE und SenStadtUm Berlin) mit gut 63% Anteil dominieren und zum anderen die aus relativen Kalibrierwerten und auf das absolute Niveau umgerechneten Korrekturen immer noch mit gut 37% einen erheblichen Beitrag liefern. Entsprechende Aussagen sind ebenfalls für das EPN-Netz ableitbar.

Parallel aber nicht vollständig losgelöst zur Entwicklung der Kalibrierverfahren und Einrichtungen muss die Entwicklung der GNSS-Antennen selbst berücksichtigt werden, die u.a. bereits im Abschnitt 2.4 diskutiert wurde und ebenfalls in diesem Zusammenhang als wichtiger Entwicklungsstrang in der Abbildung 2.15 aufgezeigt ist.

<sup>7</sup>epnc\_08.atx (vom 07.01.2014), Quelle: [ftp://epncb.oma.be/pub/station/general/epn\\_08\\_1771.atx](ftp://epncb.oma.be/pub/station/general/epn_08_1771.atx) (vom 20.12.2013), Quelle: [ftp://epncb.oma.be/pub/station/general/igs08\\_1771.atx](ftp://epncb.oma.be/pub/station/general/igs08_1771.atx) (vom 20.12.2013), Quelle: <ftp://igsb.jpl.nasa.gov/igsb/station/general>

# GPS/GNSS Antennenkalibrierung

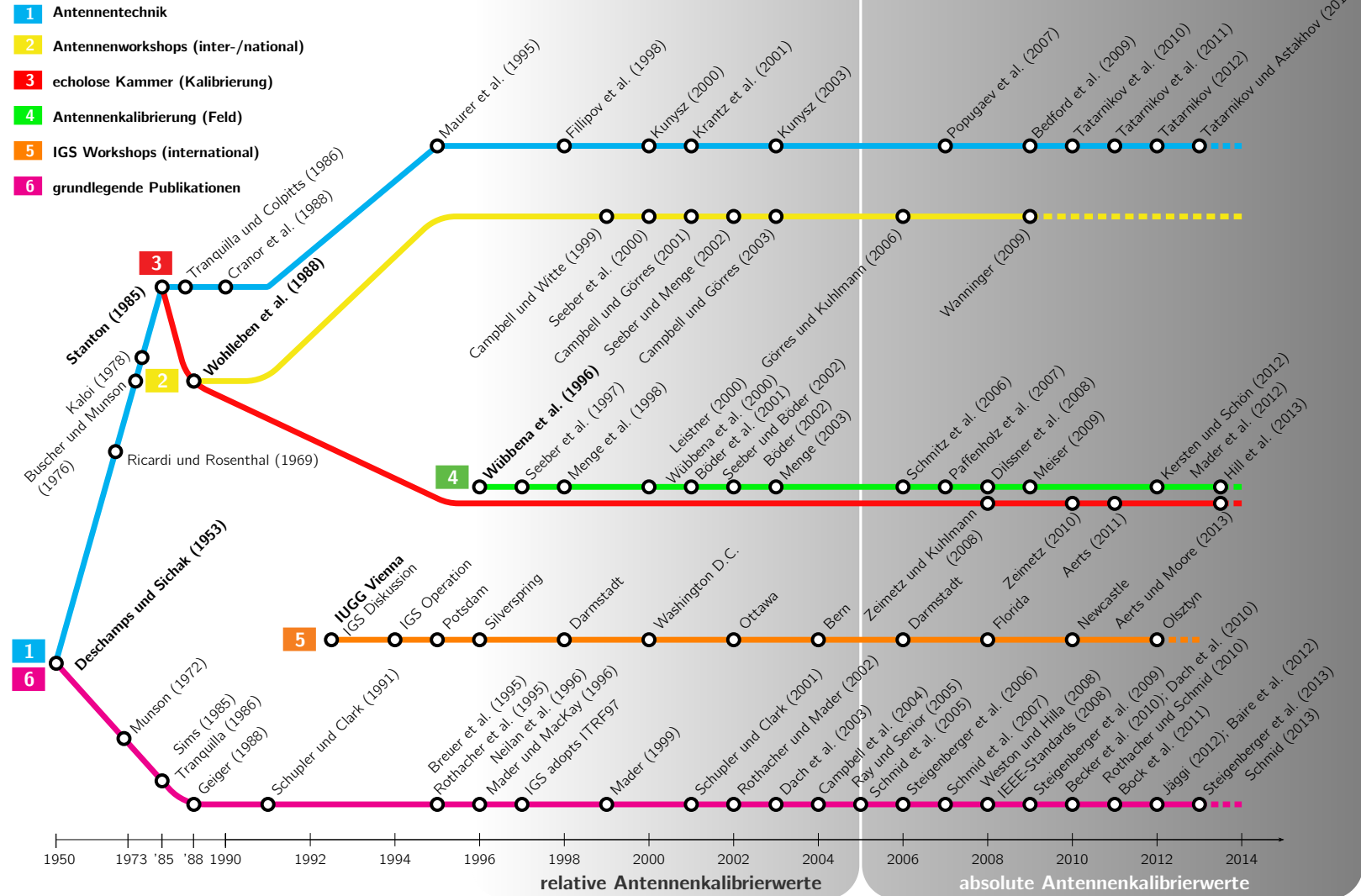


Abbildung 2.15: Zusammenstellung der Entwicklungsschritte und wichtigen Literaturangaben zur geodätischen Antennentechnik und Antennenkalibrierung.

## 2.5.2 Kalibrierung von Codephasenbeobachtungen

Gegenüber langjähriger Erfahrungen bzgl. der Kalibrierung des Empfangszentrums für die Trägerphase ist die Kalibrierung der Variationen der Codephasen  $\delta_{gdv_f}$  für die entsprechende Frequenz  $f$  noch recht unbekannt, da die Codephase aufgrund der geringeren Genauigkeit gegenüber der Trägerphase bisher nicht im Vordergrund der geodätischen Forschung stand.

Doch zusehend gewinnt auch die Codephasenbeobachtung innerhalb der geodätischen GNSS-Datenprozessierung an Relevanz. Dies ist letztlich auf die Kombination von Träger- und Codephase zurückzuführen. Die Kombination wird bei wichtigen Methoden, wie z.B. zur Bestimmung von Mehrdeutigkeiten (Melbourne-Wübbena Linearkombination nach Melbourne (1985) und Wübbena (1985)) oder der PPP-Prozessierung verwendet. Durch die Entwicklung neuer Signalstrukturen, die ein weitaus geringeres Rauschen und höhere Mehrwegeresistenz vorweisen, (Eisfeller et al., 2007; Shetty et al., 2010) werden Unsicherheiten (von der GNSS-Antenne induzierte Seonsorfehler) zukünftig nicht mehr zu vernachlässigend sein.

Die in dieser Arbeit betrachteten Variationen des Empfangszentrums der Codephasenbeobachtungen  $\delta_{gdv_f}$  gehen zurück auf die durch Kunysz (1998) formulierten und aufgeworfenen Fragen. Basierend auf diesen Forschungsfragen stellten van Graas et al. (2004) erste Analysen und numerische Untersuchungen zunächst im Bereich der Luftfahrt dahingehend an, ob tatsächlich Abhängigkeiten des Empfangszentrums der Codephasenbeobachtung in Verbindung mit der Orientierung des eintreffenden Signals vorliegen könnten. Die Diskussion wurde anhand simulativ erzeugter GDV-Pattern durchgeführt. Suok (2005) stellte ebenfalls Ergebnisse für eine Empfangsantenne mit kontrolliertem Pattern [controlled reception pattern antenna] (CRPA) vor und diskutierte die Richtungsabhängigkeit des eintreffenden Signals in diesem Zusammenhang als systematischen Fehler. Weitere numerische Werte werden durch Dong et al. (2006) anhand speziell entwickelter Einfrequenz-Antennenelemente analysiert und angegeben. Als Ursache für die Existenz von GDV und PCC werden dort explizit die Eigenschaften des Antennenelementes selbst diskutiert und konkrete Zahlenwerte aus Simulations- und Designprogrammen abgeleitet. Ferner wird gezeigt, dass GDV vor allem bei stark miniaturisierten Antennen mit geringen Bandbreiten von  $<1\%$  auftreten. Die Reduktion der GPS-Genauigkeit im Bereich der Luftfahrt konnte durch Experimente von Murphy et al. (2007) auf einem Flugfeld praktisch nachgewiesen werden. Die Notwendigkeit der Korrektur dieser Effekte im Bereich der Luftfahrt wurde u.a. zusätzlich durch Pastana et al. (2010) hervorgehoben. GPS und Satellite Based Augmentation System (SBAS) (pseudorange-) basierte Systeme nehmen nicht nur im der Luftfahrt zunehmend wichtige Schlüsselpositionen im Bereich der Navigation und Ortung ein, sondern werden wegen der Kombination der Code- und Trägerphase auch für die Geodäsie und deren Nachbardisziplinen von erheblichen Interesse sein. Vor diesem Hintergrund werden auch die Effekte der Antennen in den wissenschaftlichen Vordergrund rücken, da die GDV, ebenso wie die PCC, konstruktionsbedingt bei GPS/GNSS-Antennen nicht vollständig vermieden werden können, (Rao et al., 2013).

Im geodätischen Bereich wurden die ersten GDV-Kalibrierungen nach dem Hannoverschen Verfahren durch Wübbena et al. (2008) unter Verwendung von geodätischen GNSS-Referenzstationsantennen vorgestellt. Dabei wurden anhand mehrerer Zero-Basislinien sowohl verschiedene Antennen als auch Empfänger bezüglich der Existenz und Wiederholbarkeit von GDV analysiert. Die auftretenden GDV lagen seinerzeit jedoch unterhalb einer signifikant feststellbaren Größenordnung von  $<0.3$  m.

Eine mathematische Formulierung und Definition der Codephasenvariationen  $\delta_{gdv_f}(\varphi, \theta)$  mit Abhängigkeit von Horizontalwinkel  $\varphi$  und Vertikalwinkel  $\theta$  des an der Antenne eintreffenden Signals wird im Abschnitt 3.3 vorgestellt. Diese Formulierungen bilden die Grundlage für das in Kapitel 4 entwickelte Schätzverfahren. Die bei verschiedenen GPS/GNSS-Antennen auftretenden GDV werden in Kapitel 5 näher diskutiert. Es kann deutlich gezeigt werden, dass GDV zwar für präzise GNSS-Referenzstationsantennen mit ca. 0.3 m sehr knapp unterhalb des Rauschens der Codephasen liegen, aber für einige GNSS-Antennendesigns sehr wohl signifikante Größenordnungen von deutlich über 0.4 m auftreten und bestimmt werden können. Diese Größenordnungen von Sensorabweichungen



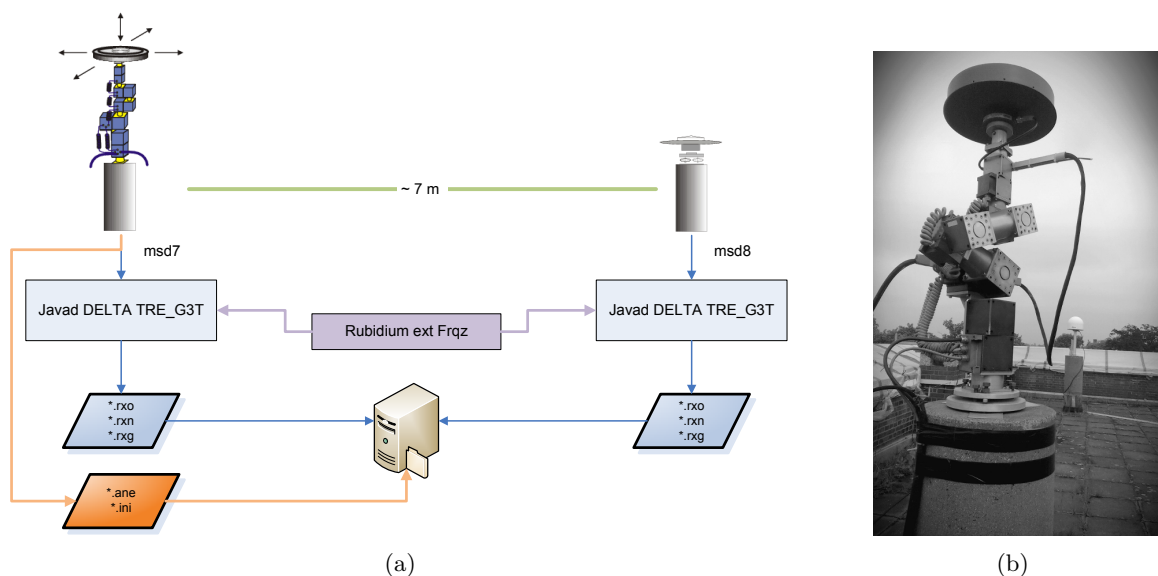
müssen in der Datenprozessierung berücksichtigt werden. Zusammen mit den Beobachtungen und Ergebnissen aus Kapitel 6, wo unterschiedliche GNSS-Prozessierungsarten bezüglich eines potentiellen GDV Einflusses analysiert werden, lassen sich abschließend Rückschlüsse auf die Sensoren vornehmen, um diese entsprechend den Anforderungen abschätzen und korrekt einsetzen zu können.

## 2.6 Feldkalibrierung von Träger- und Codephasenvariationen nach dem Hannoverschen Verfahren

Die Messanordnung des in Hannover entwickelten Verfahrens zur absoluten GNSS-Antennenkalibrierung im Feld (Seeber und Böder, 2002) erklärt sich mithilfe des in Abbildung 2.16 dargestellten Schemas. Auf einer kurzen Basis ( $\approx 7$  m) sind eine Referenzantenne und ein Antennenprüfling mit jeweils einem Empfänger verbunden, die zusätzlich *optional* über ein externes Frequenznormal verknüpft sein können. Aktuell wird im IfE hierzu ein Stanford Rubidium FS725 verwendet, welches eine Frequenzstabilität von  $\sigma_{FS725} < 2 \cdot 10^{-11}$  (Allan Varianz bei 1 Sekunde) vorweist. Für die Reduktion des individuellen Empfängeruhrfehlers ist diese Anordnung zu empfehlen. Um instrumenten-spezifische Einflussfaktoren auf ein Minimum zu reduzieren und einen homogenen Aufbau zu erzeugen, werden an beiden Enden der kurzen Basislinie gleiche Empfänger verwendet. Gute Erfahrungen liegen dabei für Javad Delta TRE\_G3T Empfänger vor. Die Datenaufzeichnung der GNSS-Rohdaten und die Informationen zur Steuerung des Roboters (Initialisierung und Steuerungsdatei, angefahrte Roboterpositionen) werden ebenfalls zu einer Rechneinheit zur Speicherung und Koordinierung der Kalibrierung weitergeleitet.

Zur Kalibrierung der Antenne wird der Prüfling auf dem Roboter gegenüber der vorherrschenden GPS/GNSS-Satellitenkonstellation sowohl horizontal als auch vertikal in einem fixen Punkt, dem mittleren Phasenzentrum, mit einer Genauigkeit von  $\sigma_{robo} = 0.25$  mm (siehe auch Abschnitt 3.5) und maximalen Epochenabstand von 1-5 Sekunden verdreht und verkippt, wodurch präzise Messungen zu Satelliten für die gesamte Antennen-Hemisphäre realisiert werden. Die Kalibrierung ist vollständig automatisiert (Wübbena et al., 2000) und benötigt ca. 6-8 Stunden für eine vollständige Kalibrierung (2 Kalibrier-Datensätze als Minimum), lediglich abhängig von der vorherrschenden Satellitenkonstellation. Am IfE in Hannover werden aktuell ein *operationelles* und ein *experimentelles* Kalibrierverfahren verfolgt.

Im *operationellen* Verfahren, wie u.a. in Wübbena et al. (2000); Seeber und Böder (2002) beschrieben, wird die Steuerung des Roboters in Echtzeit anhand der aktuellen Satellitenkonstellation



**Abbildung 2.16:** Aufbau der Kalibriereinrichtung zur absoluten Antennenkalibrierung im Feldverfahren auf dem Labornetzwerk des IfE, Universität Hannover.

durchgeführt und die Beobachtungsgleichung als undifferenziert und anhand eines Kalman-Filter modelliert. Das mathematische Modell hierzu ist bereits in [Seeber und Böder \(2002\)](#) anhand der angeetzten Parameter ausführlich beschrieben, weshalb an dieser Stelle auf eine Darstellung verzichtet wird.

Im *experimentellen Verfahren*, wie es z.B. in [Kersten und Schön \(2011\)](#) und [Kersten et al. \(2012\)](#) beschrieben ist, wird dagegen folgender Ansatz im Post-Prozessing verfolgt, der auch hauptsächlich in dieser Arbeit zur Bestimmung von Variationen des Codephasenzentrums verwendet wird. Das vollständige mathematische Modell ist in [Abschnitt 4.5](#) aufgestellt. Es ergeben sich innerhalb des Konzeptes die folgenden Arbeitsschritte:

1. Zu einer Messepoche  $t_l$  werden zwischen beiden Stationen  $A$  und  $B$  Einfachdifferenzen der Codephase  $P_{AB}^j(t_l)$  bzw. Trägerphase  $\Phi_{AB}^j(t_l)$  zu einem Satelliten  $j$  gebildet, um die entfernungsabhängigen Anteile Ionosphäre, Troposphäre, Satellitenbahnfehler, etc. zu eliminieren.
2. Hierauf folgen Orientierungs- und/oder Neigungsänderungen des Prüflings in der sich anschließenden Epoche  $t_{l+1}$  in einem fixen Punkt und es werden ebenfalls Einfachdifferenz zwischen beiden Stationen  $P_{AB}^j(t_{l+1})$  bzw.  $\Phi_{AB}^j(t_{l+1})$  und dem gleichen Satelliten gebildet.
3. Durch Bildung von Epochendifferenzen  $\Delta P_{AB}^j(t_l, t_{l+1})$  bzw.  $\Delta \Phi_{AB}^j(t_l, t_{l+1})$  aufeinanderfolgender Einfachdifferenzen zu einem Satelliten fallen die Fehleranteile der Referenzstation vollständig heraus (PCO und PCV-Pattern und GDV der Referenzstation, Mehrwegesignal auf Referenzstation sowie Mehrwegesignal auf der Codephasen- und Trägerphasenbeobachtung am Prüfling).
4. Das Pattern des Prüflings wird durch präzise Orientierungs- und Neigungsänderungen durch den Roboter an unterschiedlichen Stellen an der Antennenhemisphäre abgegriffen. Diese Änderungen sind die Beobachtungsgrößen, aus denen die Antennenparameter (PCO +PCV, GDV) zu bestimmen sind.

— Die Ewigkeit dauert lange,  
besonders gegen Ende.

Woody Allen, Regisseur und Schauspieler

# 3

## GNSS-Beobachtungsmodellierung und Definition von GDV und PCC

In diesem Kapitel werden grundlegende Konzepte der GNSS-Datenprozessierung besprochen, auf die im Verlauf der Arbeit wiederholt zurückgegriffen wird. Dies beinhaltet die gesamte Parametrisierung der GNSS-Beobachtungsgleichung und Verfahren sowie Konzepte zur Reduktion von unbekanntem Parametern innerhalb dieser Modellierung. In einem zweiten Abschnitt des Kapitels werden vier Beobachtungskorrekturen, die im Rahmen dieser Arbeit eine wesentliche Rolle spielen werden, aus diesem Zusammenhang herausgegriffen und gesondert studiert.

### 3.1 GNSS-Beobachtungsmodellierung

Die Parametrisierung der nichtlinearen GNSS-Beobachtungsgleichung für die Trägerphase  $\Phi_A^j$  bzw. der Codephase  $P_A^j$  beinhaltet einen erheblichen Satz an Korrekturanteilen, die korrekt zu modellieren sind. Im den Abschnitten 3.1.1 und 3.1.2 wird gezeigt, dass sich die Anteile anhand ihrer Charakteristik im Wesentlichen auf drei Gruppen (entfernungsabhängige Anteile, Uhrfehler, stationsspezifische Anteile) beschränken lassen, um im Rahmen eines mathematischen Modells die Realität geeignet und notwendig genau zu approximieren. Wie in Abschnitt 3.1.3 vorgestellt, ist es möglich, durch geeignete Bildung von Differenzen der Beobachtungsgleichungen die Anzahl der Korrekturen erheblich zu reduzieren. Durch Bildung von geeigneten Linearkombinationen aus Beobachtungsgleichungen verschiedener Frequenzen können zudem weitere, wie z.B. dispersive Anteile deutlich reduziert werden, (siehe Abschnitt 3.1.4).

Der experimentelle Ansatz zur Bestimmung der Träger- und Codephasenvariationen, wie er in dieser Arbeit verwendet wurde, basiert im Wesentlichen auf Differenzbildung und wird an dieser Stelle detailliert vorgestellt.

#### 3.1.1 GNSS-Trägerphasenbeobachtungen

Die bei GNSS-Beobachtungen modellierte, geometrische Entfernung  $\rho_A^j$  zwischen den Ortsvektoren der Phasenzentren von Satelliten- und Empfangsantenne  $\mathbf{X}^j$  bzw.  $\mathbf{X}_A$  mit

$$\rho_A^j = \left\| \mathbf{X}^j - \mathbf{X}_A \right\| \quad (3.1)$$

ist vereinfacht durch die allgemeine Beobachtungsgleichung der Trägerphase

$$\Phi_A^j = \rho_A^j + \delta C_{A,s}^j + \delta D_{A,s}^j + \delta S_{A,s}^j + \lambda_s N_A^j + \epsilon_{A,s}^j, \quad (3.2)$$

sortiert nach den Eigenschaften und substituierten Anteilen

- ▶  $\delta C_{A,s}^j$  für die Beschreibung aller wirkenden Uhrfehler,
- ▶  $\delta D_{A,s}^j$  für die Beschreibung aller distanzabhängigen Fehleranteile,
- ▶  $\delta S_{A,s}^j$  für alle stationsbezogene Anteile (Zusammenfassung von Satelliten- und Empfangsantenne),
- ▶ dem ganzzahligen Mehrdeutigkeitsterm  $\lambda_s N_A^j$  in [m] sowie
- ▶ den zusätzlichen Fehleranteilen  $\epsilon_{A,s}^j$  für jedes beliebige Signal  $s$

aufgestellt, (Wübbena und Willgalis, 2001; Xu, 2003). Die hierbei substituierten Uhranteile

$$\delta C_{A,s}^j = c \cdot (\delta t^j - \delta t_A^j) + d_\phi^j + d_{A,\phi} \quad (3.3)$$

sind die Zusammenfassung von Satelliten- und Empfängeruhr ( $\delta t^j$ ,  $\delta t_A^j$ ) sowie der entsprechenden Summe der Signalverzögerungen  $d_\phi^j$  und  $d_{A,\phi}$  an den beteiligten Endpunkten. Die entfernungsabhängigen Fehleranteile

$$\delta D_{A,s}^j = -\delta_{iono_{A,s}} + \delta_{tropo_{A,s}} + \delta o^j + \delta_{rel_A} + \delta_{pwu_A} \quad (3.4)$$

mit den Anteilen der Ionosphäre  $\delta_{iono_{A,s}}$  und Troposphäre  $\delta_{tropo_{A,s}}$ , den Orbitfehlern  $\delta o^j$ , den relativistischen Einflüssen  $\delta_{rel_A}$  und den Phasenabwicklungen der Trägerphase  $\delta_{pwu_A}$  (Abschnitt 3.4). Die stationsabhängigen Fehler sind subsumiert unter

$$\delta S_{A,s}^j = \delta_{pcc_{A,s}} + \delta_{mp_{A,s}} + \delta_{pcc_s}^j + \delta_{mp_s}^j \quad (3.5)$$

mit den Korrekturen der Trägerphasenvariationen an Satelliten- und Empfangsantenne ( $\delta_{pcc_{A,s}}$  und  $\delta_{pcc_s}^j$ ) und den an beiden Enden auftretenden Mehrwegefehlern  $\delta_{mp_{A,s}}$  sowie  $\delta_{mp_s}^j$ , zusammengefasst für das Fern- und Nahfeld. Ausführliche Studien zur Modellierung vorrangig des Fernfeld-Mehrwegeanteils an den Empfangsstationen sind durch Böder (2002) sowie auch von Dilssner (2007) studiert worden. Die für die Sende- und Empfangsantennen, u.a. durch den IGS publizierten, tabellierten Antennenkorrekturen, werden durch Kalibrierung bestimmt. Zur Kalibrierung stehen verschiedene Verfahren zur Verfügung, die im Abschnitt 4.6 näher beschrieben werden.

### 3.1.2 GNSS-Codephasenbeobachtung

Aus der durch Hatch (1982) beschriebenen Synergie der Träger- und Codephasenbeobachtung lässt sich die Codebeobachtung entsprechend zur Gleichung (3.2) formulieren:

$$P_A^j = \rho_A^j + \delta C_{A,s}^j + \delta D_{A,s}^j + \delta S_{A,s}^j + \epsilon_{A,s}^j \quad (3.6)$$

wobei der Mehrdeutigkeitsterm für die Codephasenbeobachtung entfällt. Auch die entfernungsabhängigen Fehler

$$\delta D_{A,s}^j = \delta_{iono_{A,s}} + \delta_{tropo_{A,s}} + \delta o^j + \delta_{rel_A} \quad (3.7)$$

erfahren eine leichte Änderung bezüglich der mathematischen Formulierung dahingehend, dass sich (1) das Vorzeichen der ionosphärischen Verzögerung  $\delta_{iono_{A,s}}$  aufgrund des physikalischen Zusammenhangs zwischen Phasen- und Gruppengeschwindigkeit in dispersiven Medien umkehrt (Xu, 2003) und (2) der Effekt der Phasenabwicklung  $\delta_{pwu_A}$  vollständig entfällt. Die stationsabhängigen Fehler

$$\delta S_{A,s}^j = \delta_{gdv_{A,s}} + \delta_{mp_{A,c}} + \delta_{gdv_c}^j + \delta_{mp_c}^j \quad (3.8)$$

erfahren ebenfalls eine leichte Modifikation, indem die auftretenden Variationen (1) durch entsprechende Codephasenvariationen  $\delta_{gdv_{A,s}}$  und (2) die Mehrwegeanteile entsprechend den Codebeobachtungen mit  $\delta_{mp_{A,c}}$  und  $\delta_{mp_c}^j$  angepasst werden. Detaillierte Studien zur konsistenten Modellierung der Codephasenvariationen folgen im Abschnitt 3.3. Der physikalische Ursprung der Codephasenvariationen wird anhand der Antenneneigenschaften im Abschnitt 2.6 näher studiert.

### 3.1.3 Differenzen der Beobachtungen

**Einfachdifferenzen [single differences] SD** Um die Anteile des Satellitenuhrfehlers und die satellitenspezifischen Hardwaredelays aus den Beobachtungsgleichungen (3.2) bzw. (3.6) nahezu zu eliminieren sowie je nach Basislinienlänge die atmosphärischen Einflüsse und die Bahnfehler stark zu reduzieren, werden Einfachdifferenzen [single differences] (SD) der Beobachtungen zwischen zwei Stationen  $A$  und  $B$  und einem Satelliten  $j$  wie folgt gebildet:

$$\Delta\Phi_{AB}^j = \Delta\rho_A^j + \Delta\delta C_{AB,s}^j + \Delta\delta D_{AB,s}^j + \Delta\delta S_{AB,s}^j + \Delta\lambda_s N_{AB,s}^j. \quad (3.9)$$

Resteffekte verbleiben durch die leicht unterschiedlichen Sendezeitpunkte. Das Messrauschen ist mit

$$\sigma(\Delta\epsilon_{AB}^j) = \sqrt{\sigma(\epsilon_A^j)^2 + \sigma(\epsilon_B^j)^2} \approx \sqrt{2\sigma(\epsilon^j)^2} = \sqrt{2}\sigma(\epsilon^j). \quad (3.10)$$

gegenüber dem ursprünglichen Messungen um den Faktor  $\sqrt{2}$  skaliert.

**Doppeldifferenzen [double differences] DD** Zusätzlich zu den in Gleichung (3.9) eliminierten und reduzierten Parametern werden durch Differenzen zu Beobachtungen zweier Satelliten  $j$  und  $k$

$$\nabla\Delta\Phi_{AB}^{jk} = \nabla\Delta\rho_A^{jk} + \nabla\Delta\delta C_{AB,s}^{jk} + \nabla\Delta\delta D_{AB,s}^{jk} + \nabla\Delta\delta S_{AB,s}^{jk} + \nabla\Delta\lambda_s N_{AB,s}^{jk} \quad (3.11)$$

auch die Empfängeruhrfehler und empfängerspezifischen Hardwaredelays eliminiert und die Troposphäre und Ionosphäre stark reduziert. Die Mehrdeutigkeiten  $\nabla\Delta N_{AB,s}^{jk}$  auf Basis der Doppeldifferenzen nehmen bei GPS, Galileo auch ganzzahlige Werte an. Aufgrund des verwendeten Frequency Division Multiple Access (FDMA) sind bei GLONASS die  $\nabla\Delta N_{AB,s}^{jk}$  nicht ganzzahlig, da pro Satellit eine individuelle Frequenzkanalnummer [frequency channel number]  $k$  zu berücksichtigen ist.

Das zu erwartende Messrauschen

$$\sigma(\nabla\Delta\epsilon_{AB}^{jk}) = \sqrt{\sigma(\epsilon_A^j)^2 + \sigma(\epsilon_B^j)^2 + \sigma(\epsilon_A^k)^2 + \sigma(\epsilon_B^k)^2} \approx \sqrt{4\sigma(\epsilon^j)^2} = 2\sigma(\epsilon^j). \quad (3.12)$$

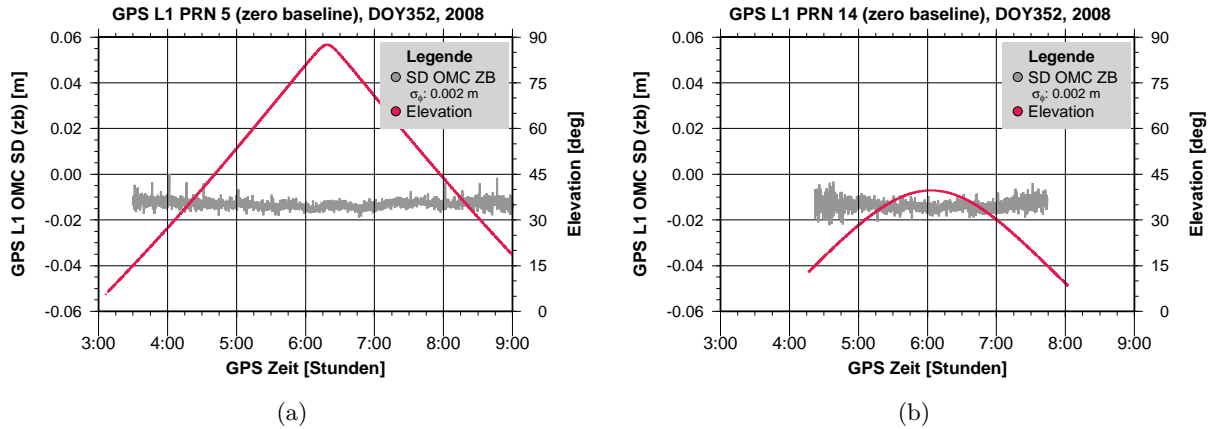
gegenüber der Originalbeobachtung um Faktor 2 erhöht.

**Nullbasislinie [zero baseline] ZB** Betrachtet man den Fall einer Nullbasislinie, d.h. beide Enden einer Basislinie von  $A$  nach  $B$  sind durch eine einzige Antenne ausgedrückt, so entfallen alle entfernungsabhängigen Fehleranteile  $\nabla\Delta\delta D_{AB}^j$ , stationsspezifische Anteile  $\nabla\Delta\delta S_{AB}^j$  sowie zusätzlich die empfängerspezifischen Hardwaredelays  $\Delta d_{A,\phi}$  und  $\Delta d_A^j$  entsprechend. Letzteres gilt streng nur für identische Empfängertypen mit identischer Firmware. Die SD-Beobachtungsgleichung aus (3.9) lässt sich in diesem Fall übersichtlich und ohne Substitution direkt formulieren:

$$\Delta\Phi_{AB}^j = \Delta\rho_{AB}^j \cdot \Delta\delta t_{AB} + \lambda\Delta N_{AB}^j + \Delta\epsilon_{AB}^j \quad (3.13)$$

Diese Differenzen enthalten nur noch den differentiellen Empfängeruhrfehler  $c \cdot \Delta\delta t_{AB}$  und konstante Mehrdeutigkeiten  $\lambda\Delta N_{AB}^j$ . Der differentielle Hardwaredelay ist bei konstanten äußeren Bedingungen ebenfalls konstant. Trotzdem lässt sich dieser Effekt nicht eindeutig von den Mehrdeutigkeiten trennen und zerstört deren Ganzzahligkeit. Zu beachten ist, dass bei der Verwendung eines externen Frequenznormals in beiden Empfängern die gleiche Frequenz eingespeist wird und dadurch der differentielle Uhrfehler  $c \cdot \Delta\delta t_{AB}$  in Abhängigkeit der Güte der angeschlossenen Uhr konstant bleibt und sich nur noch um den relativen Empfängeruhrroffset individueller Empfängeruhrnullstellungen unterscheidet.

Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 3.1 für eine Nullbasislinie [zero baseline] (ZB) dargestellt, die im Dezember 2008 an der Physikalisch Technische Bundesanstalt (PTB) erhoben wurde, (Weinbach, 2013). Auf dieser ZB wurden ein Dicom GTR50 und ein Javad Legacy an einem aktiven Wasserstoffmaser zusammen mit einer Leica AX1202GG Antenne verwendet. Das Rauschen der Beobachtung kann mit  $\sigma_{\Phi_1} = 2$  mm aus einem Zeitraum von 6 Stunden abgeleitet werden. Gleichzeitig ist ein mittlerer Offset von  $\bar{m} = -0.01$  m sowohl für einen hochstehenden, als auch einen Satelliten mit mittlerer Elevation von  $<45^\circ$  aus Abbildung 3.1 ablesbar. Für den gesamten Zeitraum konnten alle äußeren



**Abbildung 3.1:** Einfachdifferenzen auf einer Nullbasislinie [zero-baseline] (ZB) und gemeinsamen, externen Frequenznormal.

Bedingungen wie Kabelverzögerungen durch Temperatureinflüsse und ähnliche Einflussfaktoren stabil gehalten werden. Der vorhandene Offset  $\bar{m}$  ist durch die unterschiedlichen Nullstände der individuellen Empfängeruhren erklärt und nimmt für alle beobachteten Satelliten eine konstante Größenordnung an.

Die Beobachtungsgleichung von Doppeldifferenzen auf einer kurzen Basislinie vereinfacht sich zu

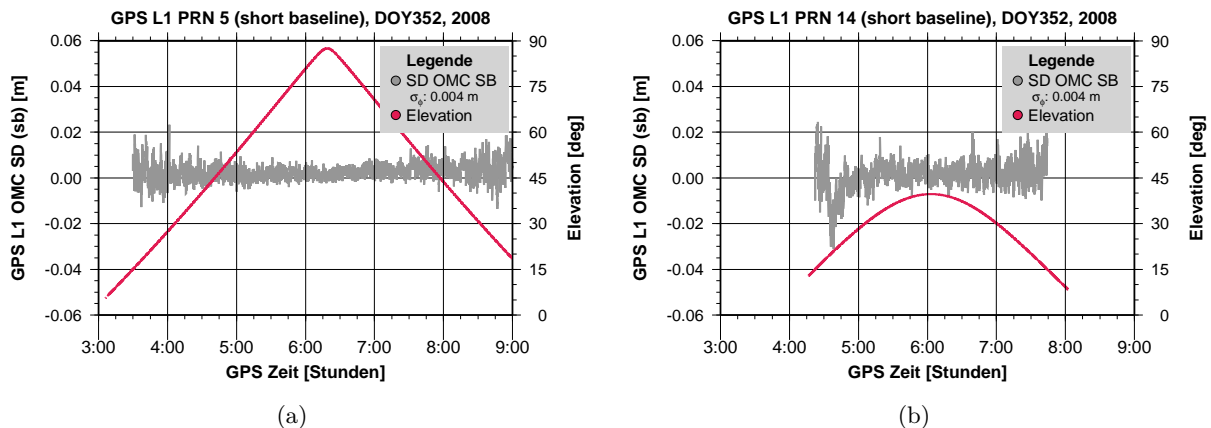
$$\nabla \Delta \Phi_{AB}^{jk} = \lambda \nabla \Delta N_{AB}^{jk} + \nabla \Delta \epsilon_{AB}^{jk} \quad (3.14)$$

und besteht nur noch aus dem Messrauschen und einem ganzzahligen Vielfachen.

**Kurze Basislinie [short baseline] SB** Für die Beobachtungsgleichung auf einer kurzen Basislinie können ebenfalls die atmosphärischen Einflüsse vernachlässigt werden. Durch die Verwendung einer sehr kurzen Basislinie (z.B. 7 m) und identischen Stationshöhen ist die Vereinfachung gerechtfertigt, dass die Signale entlang der Sichtlinie [line-of-sight] (LOS) von einem Satelliten zu den beiden Empfängern durch den gleichen Teil der atmosphärischen Schichten verlaufen und entsprechend gleichen Einflüssen ausgesetzt sind. Die Beobachtungsgleichung vereinfacht sich zu

$$\Delta \Phi_{AB}^j = \Delta \rho_{ABC} \cdot \Delta \delta t_{AB} + \Delta \lambda N_{AB}^j + \Delta d_{\phi, AB} + \Delta MP_{AB}^j + \Delta \epsilon_{AB}^j. \quad (3.15)$$

Dieser Zusammenhang ist in der Abbildung 3.2 für eine 7 m Basislinie zusammengestellt. An zwei Standpunkten wurden gleiche Empfänger (Javad Legacy) mit identischer Firmware sowie gleiche Antennen (Leica AX1202GG, NONE) auf einem Zeitraum von 7 Stunden verwendet, (Weinbach, 2013, S.



**Abbildung 3.2:** Einfachdifferenzen einer kurzen Basislinie [short-baseline] (SB) mit gemeinsamen externen Frequenznormal.

77f). Aufgrund der Tatsache, dass die beteiligten Empfänger mit einem stabilen, externen Frequenznormal (Wasserstoffmaser [H-maser]) verbunden sind, eignet sich dieser Datensatz hervorragend zur Analyse spezieller Modellparameter und deren Auswirkung auf die Beobachtungsebene.

Anhand der in Abbildung 3.2(a) dargestellten Einfachdifferenzen auf einer kurzen Basislinie ist zunächst das etwas erhöhte Rauschen von  $\sigma_{\Phi_1} = 4$  mm, nun um einen Mittelwert von  $\bar{m} = 0.00$  m festzustellen. Das Rauschen lässt sich vorrangig durch den zusätzlich vorhandenen differentiellen Mehrwegeanteil erklären, der in den Elevationsbereich  $0^\circ \leq e \leq 60^\circ$  deutlich in Abbildung 3.2(a) abgelesen werden kann. Der konstante Offset hingegen ist wieder durch die unterschiedlichen Empfängeruhroffsets beschrieben. Für die Einfachdifferenzen des Satelliten PRN14 aus Abbildung 3.2(b) ist hingegen mit einem Rauschen von  $\sigma_{\Phi_1} = 4$  mm überlagert, welches durch die Mehrwegeanteile in den Elevationen bis  $60^\circ$  erklärt werden kann. Trotzdem kann aus den Abbildungen abgeleitet werden, dass die Beobachtungsgleichung entsprechend dem mathematischen Modell der Realität bis auf ein normalverteiltes, zufälliges Rauschen angepasst werden konnte.

Die entsprechende Beobachtungsgleichung für Doppeldifferenzen auf einer kurzen Basislinie verkürzt sich zu

$$\nabla\Delta\Phi_{AB}^{jk} = \nabla\Delta\rho_{AB}^{jk} + \lambda\nabla\Delta N_{AB}^{jk} + \nabla\Delta MP_{AB}^{jk} + \nabla\Delta\epsilon_{AB}^{jk}. \quad (3.16)$$

### 3.1.4 Linearkombinationen

Für die mit geodätischen Empfängern gemessenen Signale und Frequenzen lassen sich auf Basis von zwei Frequenzen Linearkombinationen für die Beobachtungen der Träger- und Codephase in der allgemeinen Form

$$\Phi_x = \kappa_{1,x}\Phi_1 + \kappa_{2,x}\Phi_2 \quad (3.17)$$

$$P_x = \kappa_{1,x}P_1 + \kappa_{2,x}P_2 \quad (3.18)$$

bilden, die zusätzlich auch miteinander kombiniert werden können, wie z.B. bei der Melbourne-Wübbena Linearkombination (MW-LK). Diese Verfahren werden häufig bei der Behebung von Trägerphasensprüngen [cycle slip fixing] und der Mehrdeutigkeitslösung [ambiguity resolution] verwendet. Entsprechende Untersuchungen des Einflusses von GDV auf die Kombination der Träger- und Codephasenbeobachtung werden im Abschnitt 6.5 eingehend analysiert.

Zwar lassen sich eine unendliche Anzahl von Linearkombinationen bilden, aber nur wenige, die für die geodätische Auswertung praktisch sinnvoll sind, (Seeber, 2003). Deshalb seien die prominentesten Linearkombinationen, die in dieser Arbeit zu Studien Verwendung fanden, näher vorgestellt. Eine Übersicht ist der Tabelle 3.1 zu entnehmen. Schüler (2008) und Schönemann (2014) geben ausführliche Tabellen für Parameter der GPS/Galileo Frequenzen sowohl für Zwei- als auch für Dreifrequenzkombinationen an.

LC	$\lambda$ [m]	$f$ [MHz]	$\kappa_{1,x}$	$\kappa_{2,x}$	$\kappa_{5,x}$	Rauschen	
						[mm]	[cycles]
$\Phi_1$	0.190	1575.42	+1.000	0.000	0.000	2.000	0.011
$\Phi_2$	0.244	1227.60	0.000	+1.000	0.000	2.000	0.008
$\Phi_5$	0.255	1176.45	0.000	0.000	+1.000	2.000	0.008
$\Phi_c$	0.107	2803.02	+2.546	-1.546	0.000	5.957	0.056
$\Phi_w$	0.862	347.82	+4.529	-3.529	0.000	11.483	0.013

**Tabelle 3.1:** Linearkombinationen der in dieser Arbeit häufig verwendeten GPS-Trägerphasenbeobachtung.

**Widelane-Linearkombination  $L_w$**  Vorrangig verwendet für die Mehrdeutigkeitslösung und Cycle Slip Fixierung findet die Widelane-Linearkombination

$$\begin{aligned}\Phi_w^j &= \left(\frac{f_1}{f_1 - f_2}\right) \Phi_1^j - \left(\frac{f_2}{f_1 - f_2}\right) \Phi_2^j \\ &= \rho' - \frac{f_1}{f_2} I_1\end{aligned}\quad (3.19)$$

$$\begin{aligned}P_w^j &= \left(\frac{f_1}{f_1 + f_2}\right) P_1^j - \left(\frac{f_2}{f_1 - f_2}\right) P_2^j \\ &= \rho'\end{aligned}\quad (3.20)$$

breite Anwendung, da sie im Vergleich zur originalen Beobachtung eine 4-fach größere Wellenlänge, jedoch auch ein damit einhergehendes 6-faches Rauschen aufweist,

$$\begin{aligned}\sigma_{\Phi_w} &= \sqrt{\kappa_{1,w}^2 \cdot \sigma_{\Phi}^2 + \kappa_{2,w}^2 \cdot \sigma_{\Phi}^2} \\ &= 0.0114 \text{ m mit: } \sigma_{\Phi} = 0.002 \text{ m} \\ \sigma_{P_w} &= \sqrt{\kappa_{1,w}^2 \cdot \sigma_P^2 + \kappa_{2,w}^2 \cdot \sigma_P^2} \\ &= 1.722 \text{ m mit: } \sigma_P = 0.300 \text{ m.}\end{aligned}\quad (3.21)$$

Der besondere Vorteil der Widelane-Mehrdeutigkeit

$$N_{w,A}^j = \lambda_w (N_1^j - N_2^j) \quad (3.22)$$

liegt darin, dass sie ganzzahlig ist und eine Wellenlänge von  $\lambda_w = 0.862 \text{ m}$  vorweisen. Sie eignet sich besonders für lange Basislinien ( $\geq 10 \text{ km}$ ) mit langen Sessionen ( $\geq 1 \text{ Stunde}$ ), da (1) die  $N_1^j$  bzw.  $N_2^j$  aufgrund der ionosphärischen Verzögerung nicht direkt bestimmt werden können und (2) der formale Fehler durch die sehr gute Geometrie wesentlich kleiner als eine Wellenlänge sind, (Seeber, 2003).

**Melbourne-Wübbena-Linearkombination MW-LC** In zwei unabhängig voneinander publizierten Artikeln stellten Melbourne (1985) und Wübbena (1985) ein Verfahren zur Mehrdeutigkeitslösung vor, welches sowohl für statische als auch für kinematische Anwendungen erfolgreich eingesetzt werden kann. Die grundlegende Idee basiert auf der Kombination von

$$MW_A^j = \Phi_w^j - P_w^j = \lambda_w (N_1^j - N_2^j) \quad (3.23)$$

also der Trägerphasen- ( $\Phi_w^j$ ) und Codephasenbeobachtung ( $P_w^j$ ). Das Rauschen der Kombination ist mit

$$\begin{aligned}\sigma_{MW-LC} &= \sqrt{\sigma_{\Phi_w}^2 + \sigma_{P_w}^2} \\ &= 1.722 \text{ m}\end{aligned}\quad (3.24)$$

anzugeben und wird hauptsächlich durch die Unsicherheit der Widelane-Codephasenbeobachtung dominiert. Die MW-LK ist vollständig unabhängig von Geometrie und Ionosphäre - damit auch von der Basislinienlänge und enthält nur noch die Widelane-Mehrdeutigkeiten  $N_w^j$ . Dieses Verfahren konnte von Seeber et al. (1985) erfolgreich zur Positionierung von großen Abraummaschinen sowie in den Anfängen der GPS-basierten Flugzeugpositionierung bestätigt werden und ist heutzutage durch die sehr günstigen Eigenschaften als auch deren einfacher Implementierung ein bedeutendes Werkzeug zur primären Lösung von Mehrdeutigkeiten. Voraussetzung ist jedoch, dass der verwendete GNSS-Empfänger auf zwei Frequenzen präzise Codephasenbeobachtungen mit geringem Rauschen aufweist.



**Ionospärenfreie Linearkombination  $L_c$**  Die ionospärenfreie Linearkombination zeichnet sich durch die kleinste Wellenlänge aller Linearkombinationen aus (Seeber, 2003) und eignet sich für die Mehrdeutigkeitsanalyse innerhalb der *Widelane-Narrowlane* Methode aufgrund der fast vollständigen Eliminierung der ionosphärischen Verzögerung,

$$\Phi_c^j = \left( \frac{f_1^2}{f_1^2 - f_2^2} \right) \Phi_1^j + \left( -\frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} \right) \Phi_2^j \quad (3.25)$$

$$= \rho^j + \left( \frac{f_1^2}{f_1^2 - f_2^2} \right) \lambda_1 N_1^j + \left( -\frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} \right) \lambda_2 N_2^j$$

$$P_c^j = \left( \frac{f_1^2}{f_1^2 - f_2^2} \right) P_1^j + \left( -\frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} \right) P_2^j \quad (3.26)$$

$$= \rho^j \quad (3.27)$$

und wird damit zur wichtigsten Beobachtung für Basislinien über 10 km Länge. Das Rauschen der Linearkombination mit einer sehr kleinen Wellenlänge von  $\lambda_c = 10.7$  cm entspricht

$$\begin{aligned} \sigma_c &= \sqrt{\kappa_{1,c}^2 \cdot \sigma_\Phi^2 + \kappa_{2,c}^2 \cdot \sigma_\Phi^2} \\ &= 0.006 \text{ m} \end{aligned} \quad (3.28)$$

dem 3-fachen der  $L_1$  Beobachtung. Im Verfahren der Mehrdeutigkeitsanalyse nach der *Widelane-Narrowlane* Methode lassen sich bei gelösten  $N_w$  mit der  $L_c$  die  $L_1$ -Mehrdeutigkeiten lösen,

$$\Phi_c^j = \rho^j + \left[ \left( \frac{f_1^2}{f_1^2 - f_2^2} \right) \lambda_1 + \left( -\frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} \right) \lambda_2 \right] N_1^j - \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} N_w^j. \quad (3.29)$$

Die entsprechenden  $L_2$ -Mehrdeutigkeiten lassen sich schließlich durch den Zusammenhang der Gleichung (3.22) auflösen. Der Einfluss der GDV auf die Mehrdeutigkeitsanalyse wird in Abschnitt 6.5 analysiert.

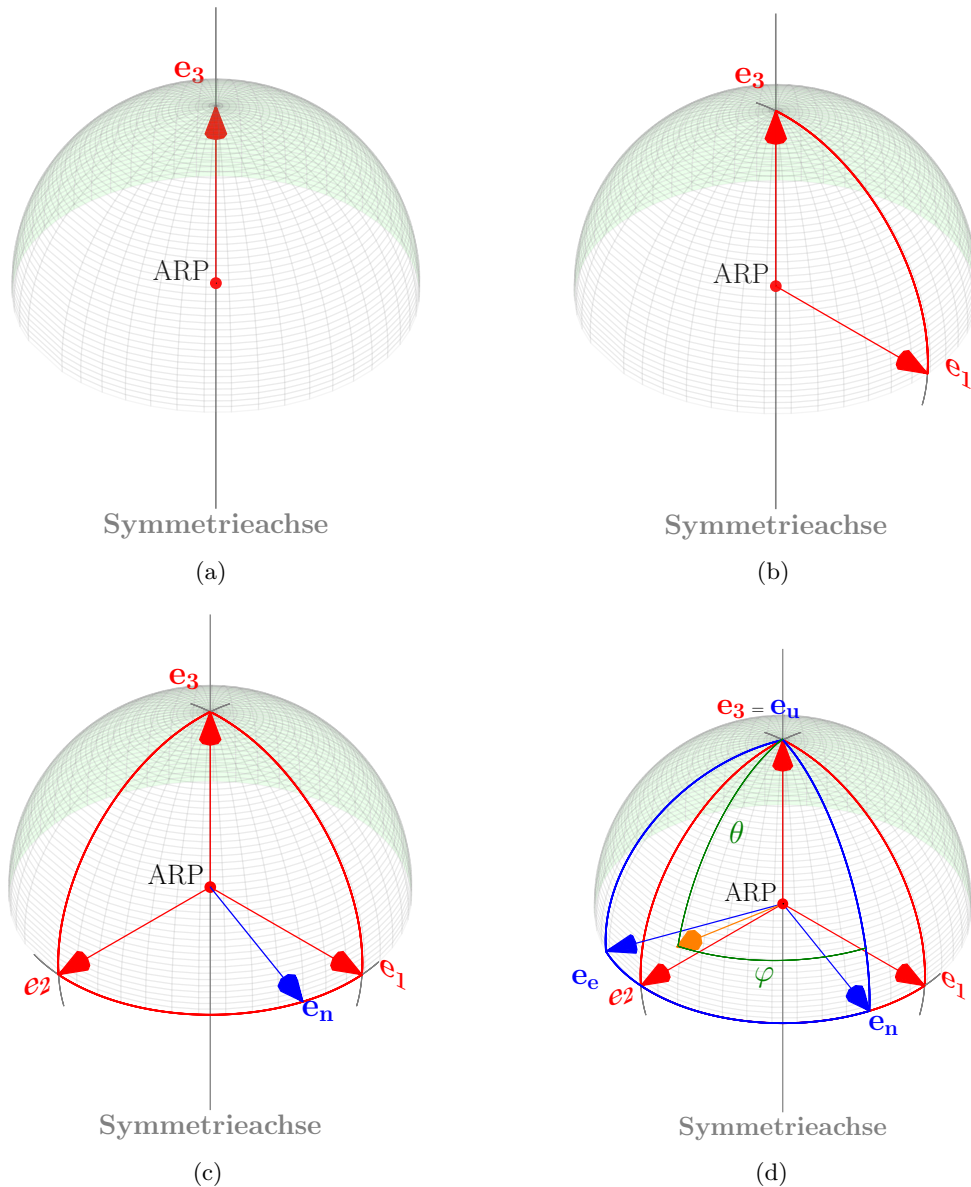
## 3.2 Definition von Phasenzentrumskorrekturen - PCC

Die PCC als Zusammenfassung von PCO und assoziierenden PCV sind eine individuelle und antennenspezifische Eigenschaft, die sich auf die Entfernungsmessung zwischen Satellit und Empfänger mit einem in Azimut und Elevation abhängigen sowie systematischen Fehleranteil im Bereich einiger Millimeter bis Zentimeter auswirkt. An dieser Stelle ist hervorzuheben, dass die konstellationsabhängigen PCC eine elektromagnetische Eigenschaft der Antenne sind und sich auf den geometrisch zugänglichen Antennenreferenzpunkt [antenna reference point] (ARP) der Antenne beziehen.

In der traditionellen geodätischen Literatur, wie zum Beispiel bei Geiger (1988), Rothacher et al. (1995), Menge et al. (1998), Wübbena et al. (2000), Menge (2003) u.a. wie aber auch in der elektrotechnischen Literatur bei Kraus (1998), Schupler und Clark (2001), Huang und Boyle (2008) und Rao et al. (2013) ist ein konsistenter Satz an PCC durch die drei folgenden Bedingungen realisiert:

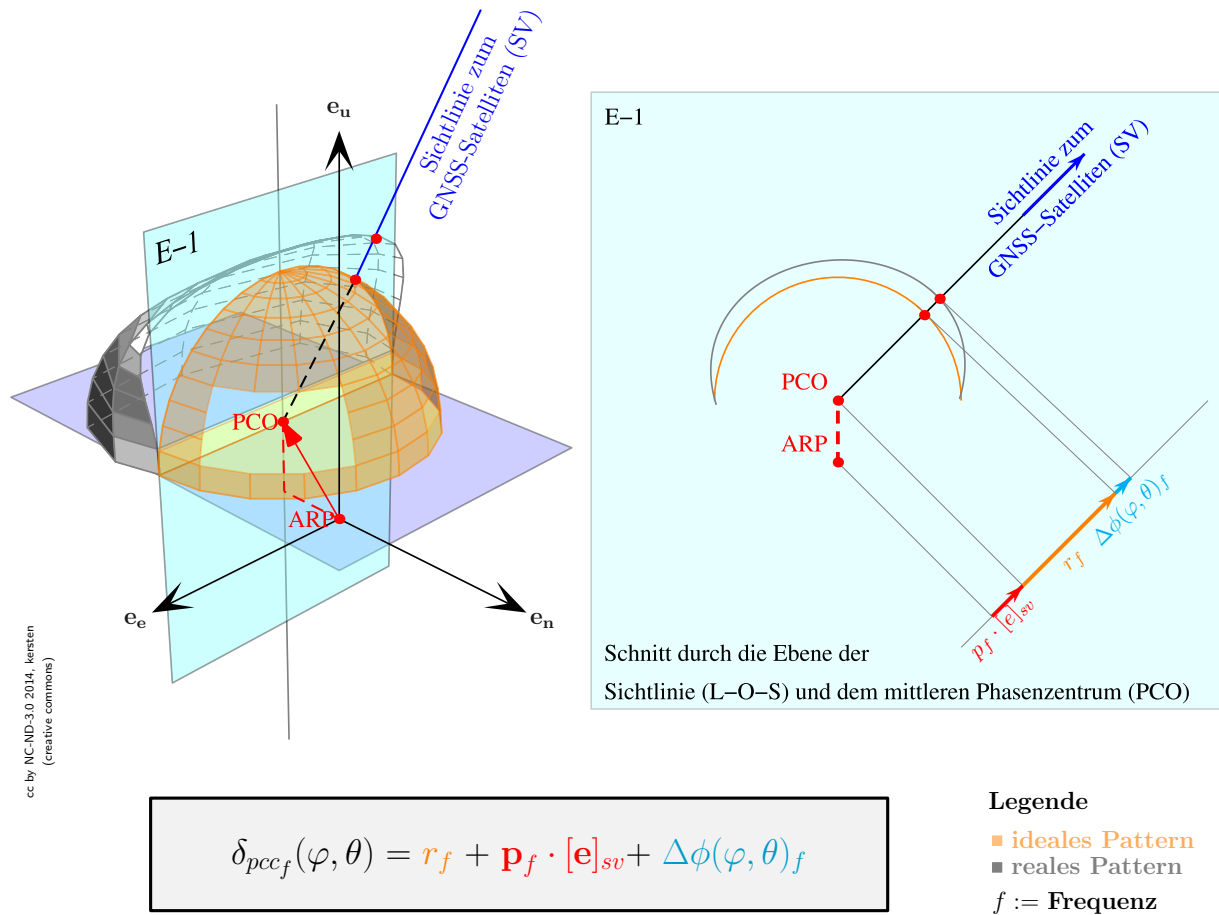
1. Festlegung und Definition eines geometrisch zugänglichen Referenzpunktes an der Antenne, dem ARP,
2. Festlegung eines mittleren PCO,
3. Beschreibung der zum PCO zugeordneten PCV.

Zur praktischen Realisierung ist ein topozentrisches Koordinatensystem (Basis)  $[\mathbf{e}_i]$  notwendig, wie es in Abbildung 3.3 dargestellt ist. Der Ursprung des Systems ist im ARP gelagert, welcher seinerseits praktisch durch den Schnittpunkt zwischen vertikaler Symmetrieachse der Antenne und der Ebene



**Abbildung 3.3:** Definition des antennenbezogenen, topozentrischen Sensorkoordinatensystems (anhand Einheitskugel).

festgelegt ist, die sich am Boden des 5/8" Gewindes der Antenne bilden lässt. Der erste Basisvektor  $[e_3]$  fällt mit der vertikalen Symmetrieachse zusammen. Der Basisvektor  $[e_1]$  ist orthogonal zum Vektor  $[e_3]$  definiert und zeigt zusätzlich in eine ausgezeichnete Richtung, der Nordmarke der Antenne (z.B. HF-Anschluss, Display, Nordmarkierung, etc.). Der Basisvektor  $[e_2]$  bildet sich nun aus dem Kreuzprodukt  $[e_3] \times [e_1]$  und spannt dadurch ein orthonormales Dreibein auf, in welchem sich die Antennenparameter durch Angabe eines Vertikalwinkels  $\theta$  und Horizontalwinkels  $\phi$  eindeutig parametrisieren lassen. Aufgrund praktischer Vorteile wird die Antenne entsprechend der ausgezeichneten Richtung nach Norden  $[e_n]$  ausgerichtet. In diesem Fall entsteht ein topozentrisches Basissystem  $[e_i]$  (north-east-up), in welchem die PCC für die Antenne in der IGS-ANTEXX 1.4 Datei definiert sind. Gerade für kinematische Anwendungen ist die Angabe eines körperfesten Koordinatensystems notwendig, um die Orientierung der Antenne und die entsprechenden PCC auf mobilen Plattformen korrekt nachzuführen.



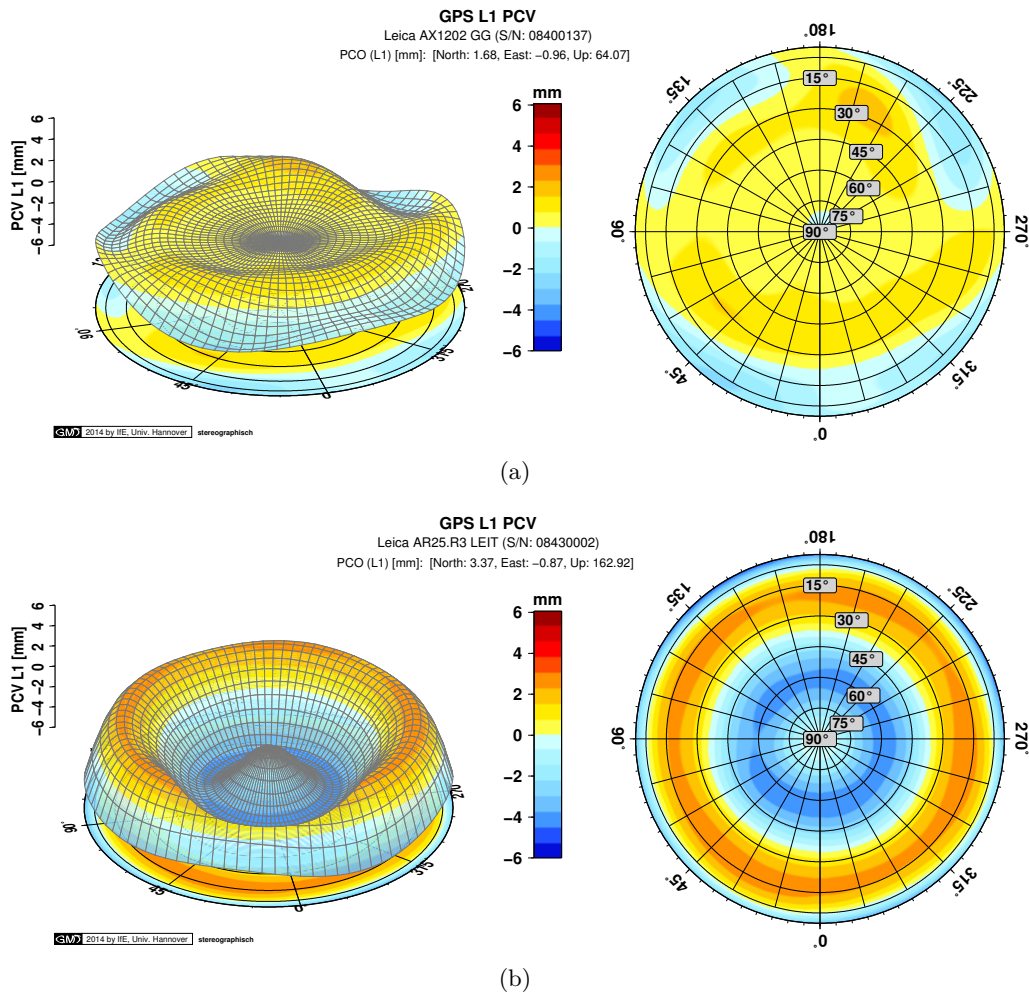
**Abbildung 3.4:** Geometrische Beschreibung der Antennenkorrekturen in einem topozentrischen Koordinatensystem, North (n), East (e) und Up (u).

In diesem Koordinatensystem werden nun die PCC als Abweichungen des realen Trägerphasenzentrums von einer idealen Kugeloberfläche modelliert. Wie Abbildung 3.4 zeigt, sind die Variationen des Trägerphasenzentrums

$$\begin{aligned}
 \underbrace{\delta_{pcc_f}^j(\varphi, \theta)}_{\text{PCC}(\varphi, \theta)} &= r_f + \underbrace{\mathbf{p}_f \cdot \mathbf{e}^j}_{\text{PCO}} + \underbrace{\Delta\phi_f(\varphi, \theta)}_{\text{PCV}(\varphi, \theta)} \\
 &= r_f + \mathbf{p}_f \cdot \begin{bmatrix} \cos \varphi^j \sin \theta^j \\ \sin \varphi^j \sin \theta^j \\ \cos \theta^j \end{bmatrix}_f + \Delta\phi_f(\varphi, \theta)
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

über den Horizontalwinkel  $\varphi$ , des Vertikalwinkels  $\theta$  der LOS eines Satelliten  $j$  entlang des Vektors  $\mathbf{e}^j$  mit dem mittleren Phasenzentrumsoffset  $\mathbf{p}_f$ , einem unbekanntem Wert  $r_f$  und den Phasenzentrumsvariationen  $\Delta\phi_f(\varphi, \theta)$  für jede Frequenz  $f$  beschrieben. Der Wert von  $r_f$  ist ein konstanter Anteil und kann durch keines der aktuell vorhandenen Kalibrierverfahren (echolose Kammer sowie Hannoverisches Verfahren) bestimmt werden, wie es Menge (2003, S. 96) und (Zeimetz, 2010, S. 34) u.a. beschreiben. Dieser unbekanntem Anteil ist aber in der GNSS-Datenprozessierung bisher kein Problem, da die konstante Eigenschaft von  $r_f$  dazu führt, dass der Parameter in der Schätzung des Uhrfehlers aufgeht. Der Parameter  $r_f$  stellt einen Freiheitsgrad innerhalb der Modellierung der Antennenparameter dar. Wie über diesen Freiheitsgrad verfügt werden kann, ist im Abschnitt 4.2.2 im Rahmen der Modellierung ausführlich diskutiert.

Hierbei beschreibt der PCO die mittlere Lage der konstanten Anteile der PCC und die zugeordneten PCV die Variationen in Abhängigkeit zum entsprechenden Eintreffwinkel des Signals im Sensorkoordinatensystem.



**Abbildung 3.5:** Kalibrierte PCC für eine Leica AX1202GG NONE Antenne (a) und eine Leica AR25.R3 LEIT (b), Frequenz: GPS L1.

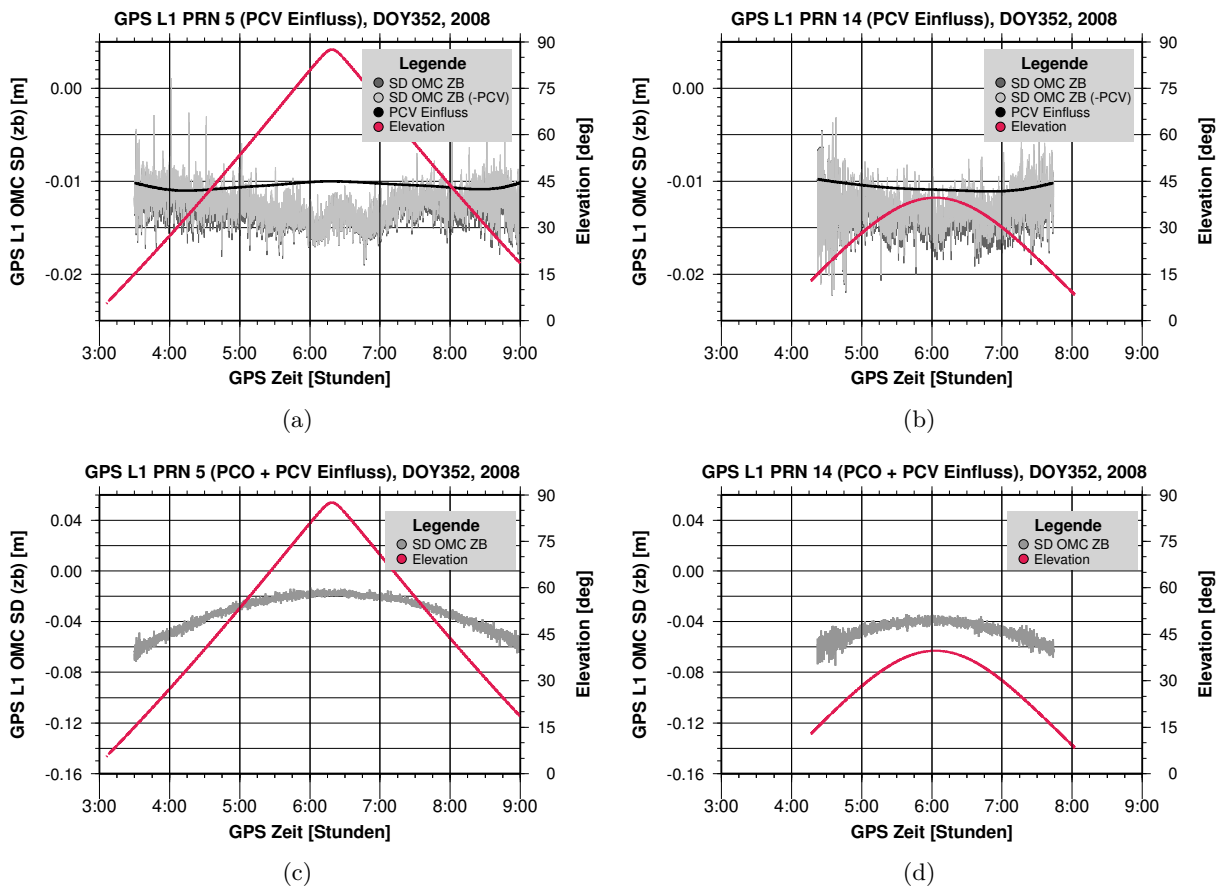
natensystem. Eine Transformation der Trägerhasenzentrumsvariationen auf ein anderes mittleres Phasenzentrum  $\mathbf{p}_f^*$  mit zugehörigen  $\Delta\phi'(\varphi, \theta)$  ist jederzeit möglich, *eindeutig* und umkehrbar, (Menge, 2003). Entsprechend liefern beide PCC bei der Auswertung von GNSS-Basislinien dann ein identisches Ergebnis, solange ein konsistenter Satz von PCC zur Anwendung kommt, (Rothacher et al., 1995). Diese Aussagen sind auf die PPP-Prozessierung jedoch nicht ohne weiteres übertragbar, wie Schön und Kersten (2013) zeigen. Allein die Verfügung des Freiheitsgrades des PCV-Patterns hat nicht nur eine Variation des geschätzten Empfängeruhrfehlers zur Folge, was für die präzise Zeitübertragung von bedeutender Rolle ist, sondern lässt sich auch, je nach implementiertem Prozessierungsansatz, in veränderten geschätzten Mehrdeutigkeiten [ambiguities] wiederfinden. Die korrekte Behandlung der PCC innerhalb der PPP-Prozessierung ist eine wichtige Herausforderung, die zunächst gelöst werden muss, um den Mehrwert der PPP-Produkte im vollem Umfang zu erhalten.

Die PCC-Korrekturen werden aktuell vom IGS im ANTEX 1.4 publiziert. Aufgrund einiger Irritationen sei darauf hingewiesen, dass lt. IGS-Definition im ANTEX-Format nicht die Effekte der PCC, sondern die Korrekturen (Effekt mit negativem Vorzeichen) publiziert werden, (Kouba, 2009; Rothacher und Schmid, 2010).

Zur Darstellung der PCV eignen sich eine Vielzahl von Abbildungsarten. In der Abbildung 3.5 ist eine stereographische Darstellung des PCV-Patterns für eine Leica AX1202GG Antenne gewählt worden. Diese Roverantenne weist ein geringes Pattern sowohl in Elevations- als auch Azimutrichtung auf, was der stereographischen Abbildung sehr gut entnommen werden kann.

Das charakteristische Verhalten der PCO- und speziell der PCV-Korrektur innerhalb der GNSS-Prozessierung ist anhand einer Nullbasislinie in den Abbildungen 3.6(a) und 3.6(b) dargestellt. Für diese Analysen wurde nur an einem Ende der ZB die PCC bzw. PCV-Korrektur angebracht, ein mittlerer Offset ist hingegen berücksichtigt. Durch das rotationssymmetrische Verhalten und durch die sehr geringen PCV der in Abbildung 3.6 dargestellten und während des Experimentes verwendeten Antenne, treten Variationen auf den Einfachdifferenzen einer ZB mit einer Größenordnung von 2-3 mm auf, die nur abhängig von der Elevation der Satelliten sind. Diese Größenordnung korrespondiert mit der im Pattern vorliegenden maximalen Differenz elevationsabhängiger PCV aus Abbildung 3.5. Zusätzlich ist der Abbildung 3.6(a) eine weitere wichtige Eigenschaft der PCV zu entnehmen, nämlich, dass für den Zenitdurchgang einer Satellitenspur die PCV Korrekturen zu Null werden. Diese Eigenschaft wird im Kapitel 5 näher untersucht und diskutiert.

Wird hingegen bei der gleichen Anordnung ebenfalls der PCO nicht berücksichtigt (d.h. die gesamten PCC werden nicht berücksichtigt), so erhält man den gesamten Einfluss von PCV und PCO auf die Einfachdifferenzen, wie in Abbildung 3.6(c) und 3.6(d) gezeigt. Diese Größenordnung ist nun auch von der relativen geometrischen Lage des Antennenelementes abhängig. Bei der in diesem Experiment verwendeten GNSS-Roverantenne liegt der Offset der Up Komponente bei +0.06 m, (Tatarnikov et al., 2011a). Trotzdem haben auch diese PCV und PCO einen nicht zu vernachlässigenden Einfluss auf RTK sowie kurzzeit-statischen Messungen. Für stationäre Antennen, die vorrangig spezielle geometrische und mehrwegereduzierende Eigenschaften besitzen, wie u.a. in Tranquilla und Colpitts (1989), Fillipov et al. (1998), Krantz et al. (2001b) und Tatarnikov (2012) diskutiert, liegt der Offset gewöhnlich bei +0.10 bis +0.16 m.



**Abbildung 3.6:** Einfluss der PCV und PCC Korrekturen auf Einfachdifferenzen (SD) einer Nullbasislinie (ZB) und gemeinsamen externen Frequenznormal (common clock), wobei an einer Station die PCV nicht korrigiert wurden (a)-(b) bzw. die gesamten PCC nicht berücksichtigt wurden, (c)-(d).

### 3.3 Definition von Codephasenvariationen - GDV

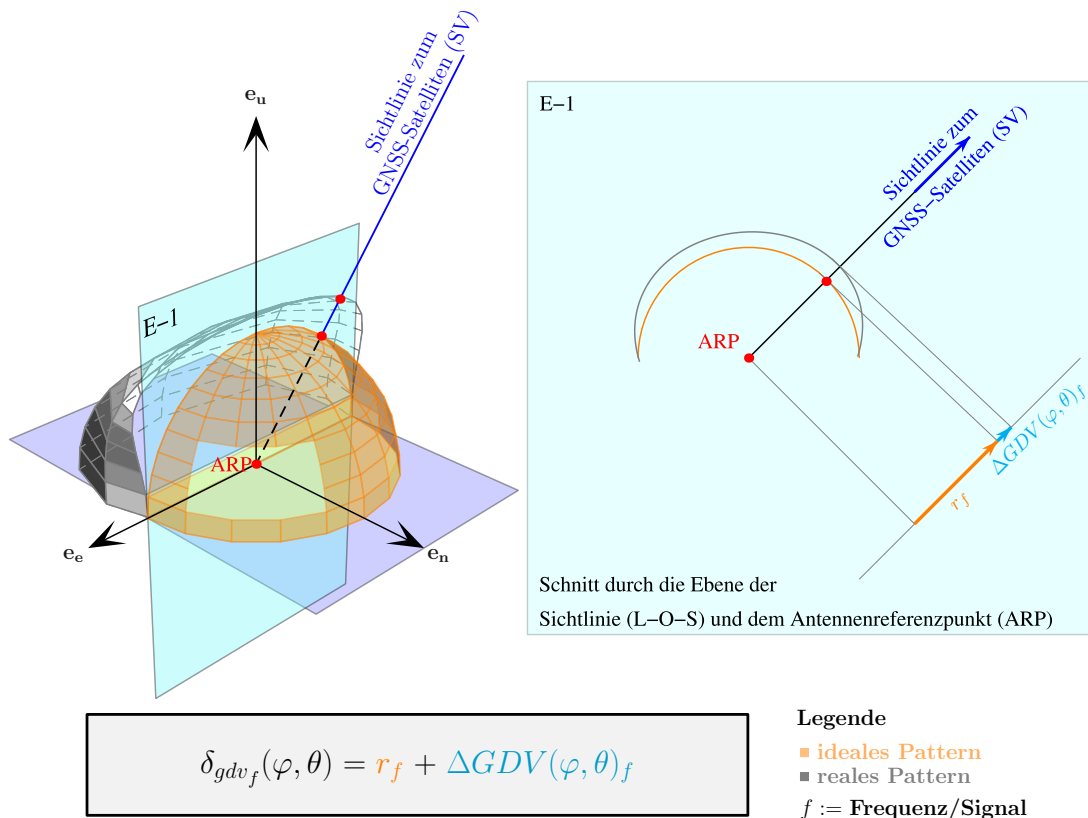
Die GDV sind, wie die zuvor beschriebenen PCV, ebenfalls antennenspezifische Eigenschaften, welche sich negativ auf die Entfernungsmessung zwischen Satellit und Antenne auf der Codephasebeobachtung auswirken. In der elektrotechnischen Literatur ist dieser Fehler für die Codephase besonders durch Arbeiten von [Kunysz \(1998\)](#) bekannt und im Bereich der codebasierten Navigation durch [Murphy et al. \(2007\)](#), [van Graas et al. \(2004\)](#), [Suok \(2005\)](#) und [Wirola et al. \(2008\)](#) anhand von Simulationsstudien sowie realen Messungen in echolosen Kammern studiert worden. In diesem Zusammenhang leiteten [Dong et al. \(2006\)](#) ebenfalls aus Simulationsberechnungen die für einzelne Beobachtungstypen zu erwartenden Fehlergrößen ab, welche für die Trägerphase im Zentimeterbereich und für die Codephase im Dezimeter- bis Meterbereich zu erwarten sind. Aufgrund der besonderen Bedeutung der codebasierten Navigation im Bereich der Luftfahrt, ist der Effekt der GDV und deren Kontrolle bzw. Kalibrierung von enormen Interesse. Im geodätischen Bereich hingegen spielen diese Fehler derzeit noch eine untergeordnete Rolle. Dies ist vorrangig der geringen Präzision der Phasenbeobachtung auf dem C/A und P Code zu schulden.

In der elektrotechnischen Literatur ist der GDV in der Einheit [m] definiert als

$$\delta_{gdv_A}^j(\varphi, \theta, f) = c \cdot \frac{\partial P_A^j(\varphi, \theta, f)}{\partial f}, \quad (3.31)$$

und ist somit abhängig von der Codephase  $P_A^j$ , den Horizontal- und Vertikalkomponenten  $(\varphi, \theta)$  und der Frequenz  $f$  des an der Antenne eintreffenden GNSS-Signals.

In der geodätischen Literatur hingegen sind die GDV, wie in [Abbildung 3.7](#) dargestellt, geometrisch und analog zu den PCC in einem topozentrischen Antennensystem  $[e_i]$  als Abweichungen von einem idealen kugelförmigen Empfangsverhalten parametrisiert. Diese Modellannahme ist anhand der durch [Hatch \(1982\)](#) beschriebenen Synergie zwischen Codephase und Trägerphase adäquat und wird auch



**Abbildung 3.7:** Geometrische Beschreibung der GDV Antennenkorrekturen in einem topozentrischen Koordinatensystem, North (n), East (e) und Up (u).

durch Rao et al. (2013) sowie Wübbena et al. (2008) vorgestellt und erstmals angewendet. Die GDV entsprechen in dieser Darstellung Korrekturen, die additiv an die Codephasenbeobachtungen angefügt werden müssen, um die Variation in Abhängigkeit den  $(\varphi, \theta)$ -Komponenten entlang der LOS zu berücksichtigen. Es ergibt sich analog zu Gleichung (3.30) die Formulierung

$$\delta_{gdv_f}^j(\varphi, \theta) = r_f + \Delta GDV(\varphi, \theta)_f \quad (3.32)$$

Die GDV sind eine Zusammenfassung von mehreren, an der Antenne wirkenden Fehlern. Bei aktiven Antennen, wie sie gewöhnlich im Bereich der Geodäsie oder aber auch der Navigation zum Einsatz kommen, sind dabei Effekte durch den Vorverstärker [low noise amplifier], den vor- und nachverarbeitenden Bandpassfiltern [pre-select/post-select bandpass filter] zur Rauschunterdrückung und zusätzlich bei Zwei- bzw. Multifrequenzantennen die entsprechenden Diplexer bzw. Multiplexer subsumiert. Ebenfalls beschreibt (Rao et al., 2013), dass die GDV auch bei passiven Antennen hervorgerufen werden. Bei stark miniaturisierten Modellen, wie sie beispielsweise im Leichtbau im Bereich der UAV verwendet werden, treten diese Abweichungen vorrangig durch die Art der Speisungstechniken auf, die zum Erreichen der RHCP-Eigenschaft notwendig sind.

Gewöhnlich sind GNSS-MSA derart modelliert, dass sie pro Empfangsfrequenz eine entsprechende Resonanzfrequenz  $f_0$  vorweisen, die der operationellen Frequenz (z.B. GPS L<sub>1</sub>) angepasst wird, plus einer Bandbreite zum Empfang des Signals. Diese Bandbreite wird entsprechend der Signalbandbreite aus den Schnittstellenkontrolldokument [Interface Control Document] (ICD) gewählt, d.h. am Beispiel einer GPS L<sub>1</sub> C/A Empfangsantenne entspricht die Resonanzfrequenz  $f_0 = 1575.42$  MHz mit einer entsprechenden Bandbreite  $f_0 = \pm 10.23$  MHz, so dass die Bedingung

$$f_{0-10.23\text{ MHz}} \leq f_0 \leq f_{0+10.23\text{ MHz}} \quad (3.33)$$

erfüllt ist. Je nach Antennendesign kann sich innerhalb dieser Bandbreite die empfangene Phase gegenüber der Frequenz ändern, (Gleichung (3.31)). Für den Bereich der Avionik wurden die Minimalanforderungen zum operativen Einsatz [minimal operational performance specifications] (MOPS) aktualisiert und in ein Verfahren zur Integrität von GNSS-Signalen im Luftraum integriert, RTCA (2006). Das GPS L<sub>1</sub> Signal ist offiziell für die Luftfahrt zertifiziert. Aufgrund der sicherheitskritischen Bedingungen, die im Bereich der zivilen Luftfahrt gelten, muss für das Signal bzw. den verfolgten Code ein Integritätsmonitoring durchgeführt werden. Bisher werden GDV als konstellationsabhängige Abweichungen des Codephasenempfangszentrums nicht noch nicht diskutiert, obgleich Analysen die Notwendigkeit hierfür aufzeigen, (u.a. Kunysz, 1998; van Graas et al., 2004; Murphy et al., 2007).

Ferner werden aktuell durch Haines et al. (2010) und Haines et al. (2012) Verfahren zur Bestimmung der Trägerphasen und Codephasenvariationen studiert, die auf einer In-Orbit Kalibrierung der Satellitenantennen basieren.

Weitere aber nicht antennenbezogene Codephasenvariationen treten vor allen zwischen den individuellen Signalen in Form von system- bzw. frequenzbezogenen Differenzen [system/frequency biases] auf, (Schaer und Dach, 2010; Schönemann et al., 2011). Die Effekte lassen sich auf zweierlei Wege lösen, zum einen durch die vom Center of Orbit Determination (CODE) im Rahmen der Bestimmung von Ionosphärenparametern generierten und bereitgestellten sowie zusätzlich durch den IGS publizierten (L<sub>1</sub>-L<sub>2</sub>) Differential Calibration Delays (DCB), die zwar zeitlich konstant aber individuell pro Satellit ausfallen und Werte von bis zu 12 ns annehmen können, (Kouba, 2009). Zum anderen durch die vom Satelliten in der Navigationsnachricht übertragenen (L<sub>1</sub>-L<sub>2</sub>) Group Delays  $T_{GD}$ , entsprechend den Vorgaben des jeweiligen GNSS-ICD.

Ein weiterer, sehr vielversprechender Ansatz ist durch Schönemann et al. (2011) beschrieben. Die auftretenden Biases werden innerhalb eines Multi-GNSS Ansatzes bezüglich einer uniformen Uhr modelliert, alle unkalibrierten Signalverzögerungen der Trägerphasen- und Codephasenbeobachtung sind unter dem Oberbegriff USD zusammengefasst. Dieser Ansatz zeichnet sich besonders dadurch aus, dass Biases für alle möglichen Signalkombinationen vorliegen und der Nutzer frei über die Art der GNSS-Prozessierung verfügen kann, da die zur Kombination notwendigen Biases diverser Signale bereits vorliegen.

### 3.4 PWU Modellierung

Der Effekt der Phasenabwicklung [carrier phase wrap-up] (PWU) ist auf die relativen Bewegungen zwischen einem Sender bezüglich des Empfängers zurückzuführen. Auf der einen Seite bewegt sich der Satellit mit einer durchschnittlichen Geschwindigkeit von  $4 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$  auf seinem Orbit um die Erde, wobei er verschiedenen Kräften ausgesetzt ist, welche die Orientierung des Satelliten zusätzlich beeinflussen. Zum anderen bewegt sich die Antenne auf der Erde ebenfalls, weil sich die Erde unter dem Satelliten dreht. Die Ausrichtung zwischen Sender und Empfänger entspricht zum Sendezeitpunkt des GNSS Signals nicht mehr der Konfiguration beim Empfangszeitpunkt. Aufgrund der RHCP Eigenschaft muss das vom Satelliten ausgesandte Signal korrigiert bzw. nachgeführt werden.

In dieser Arbeit wurde das Verfahren von [Wu et al. \(1993\)](#) bzw. wie auch durch [Kouba \(2009\)](#) beschrieben, implementiert. Es gibt weitere verschiedene Ansätze, so wird in [Tetewsky und Mullen \(1997\)](#) der Effekt auf Basis elektrotechnischer Gesichtspunkte modelliert. [Beyerle \(2009\)](#) hingegen verwendet ähnlich wie [Wu et al. \(1993\)](#) einen geometrischen Ansatz. Dieser Ansatz ist in [Abbildung 3.8](#) gezeigt. Empfangs- und Sendeantenne werden als effektive Dipole (Kreuzdipole) ( $D_r$ ,  $D_s$ ) mit

$$D_r = [\vec{e}_1]_{ant} - \mathbf{k} (\mathbf{k} \cdot [\vec{e}_1]_{ant}) + \mathbf{k} \times [\vec{e}_2]_{ant} \quad (3.34)$$

$$D_s = [\vec{e}_1]_j - \mathbf{k} (\mathbf{k} \cdot [\vec{e}_1]_j) - \mathbf{k} \times [\vec{e}_2]_j \quad (3.35)$$

in jeweils lokalen empfängerspezifischen- ( $[\mathbf{e}_i]_{rec}$ ) und satellitenspezifischen ( $[\mathbf{e}_i]_{sat}$ ) Basen modelliert. Beide Basen sind durch den Verbindungsvektor  $\mathbf{k}$  miteinander verknüpft. Die Korrektur der Phasenabwicklung

$$\Delta\phi_A^j = \text{sign}(\zeta) \arccos\left(\frac{D_s \cdot D_r}{\|D_s\| \cdot \|D_r\|}\right) \quad (3.36)$$

berechnet sich aus dem Skalarprodukt der Projektionen der effektiven Dipole auf die zum Verbindungsvektor  $\mathbf{k}$  orthogonal aufgespannten Ebene ( $\pi_3$ ). Die in [Gleichung 3.36](#) verwendete Hilfsgröße  $\zeta$  mit

$$\zeta = \mathbf{k} \cdot (D_s \times D_r) \quad (3.37)$$

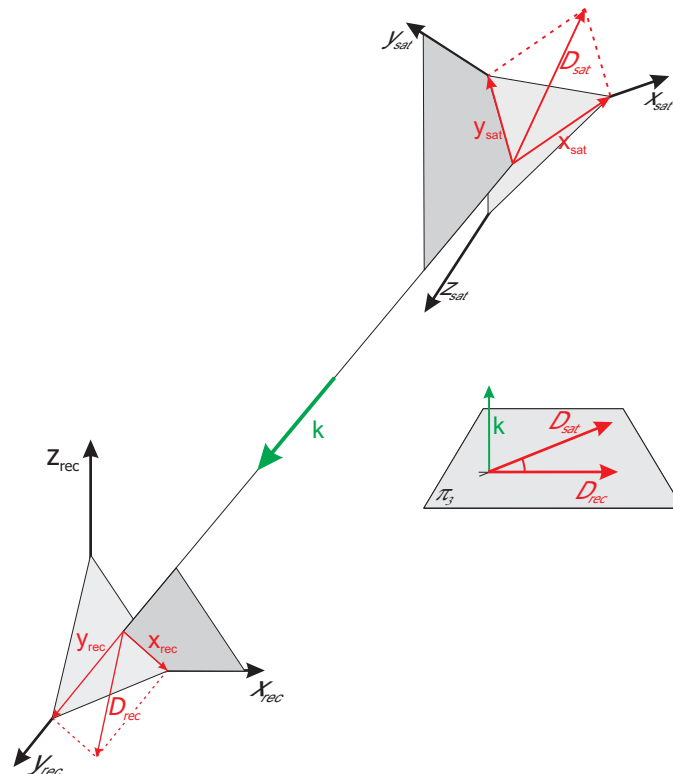
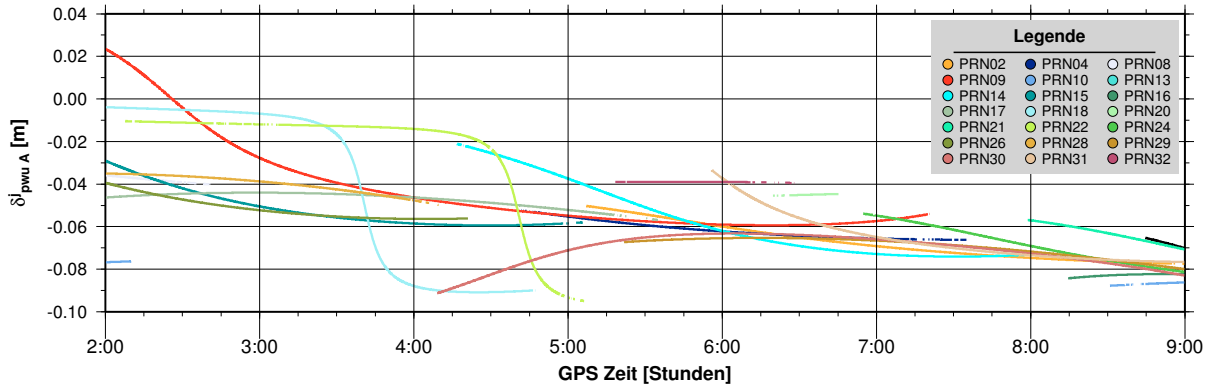
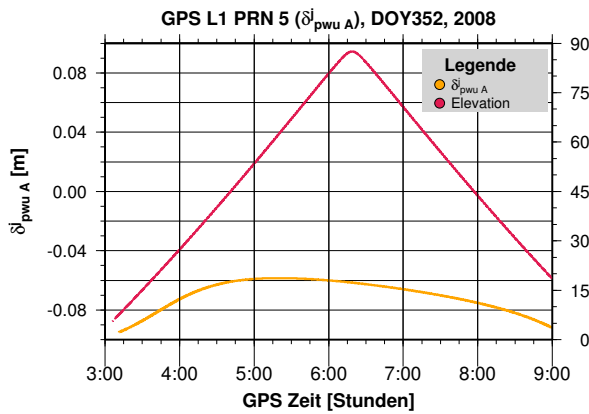


Abbildung 3.8: Geometrische Darstellung der Phasenabwicklung.

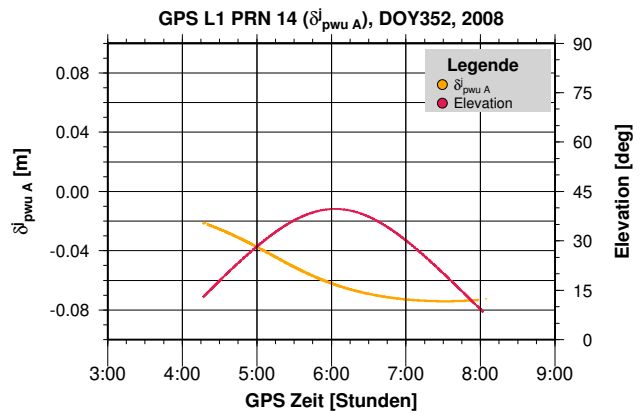




(a) satellitenspezifischer Einfluss



(b) hohe Elevation



(c) niedrige Elevation

**Abbildung 3.9:** Einfluss der Phasenabwicklung  $\delta_{pwu_A}^j$  als Gesamtansicht für alle in einem Fenster von 7 Stunden beobachteten Satelliten (a) und am Beispiel zweier ausgewählter Satelliten in (b) und (c).

wird zur Bestimmung der Zuordnung der Phasenzyklen ( $\pm 180^\circ$ ) benötigt, wobei die Orientierung des Kreuzproduktes durch den Verbindungsvektor  $\mathbf{k}$  vorgegeben wird. Bei der Implementierung ist besonders darauf zu achten, dass keine Phasensprünge beim Übergang von  $2\pi$  auftreten. Hierfür wird entsprechend der Zyklenübergang überprüft und mit einem ganzzahligen Vielfachen mit

$$\delta_{pwu_A}^j = 2N\pi + \Delta\phi_A^j \quad (3.38)$$

zu einem stetigen Übergang ergänzt.

Wie Wu et al. (1993) zeigen, kann der Effekt auf langen Basislinien einen Einfluss von bis zu 0.5 Phasenzyklen [cycles] hervorrufen. Dieser Zusammenhang ist in der Abbildung 3.9(a) für einen Zeitraum von 7 Stunden dargestellt. Abhängig von der Geometrie des beobachteten Satelliten können erhebliche systematische Effekte mit Magnituden für  $\delta_{pwu_A}^j$  von bis zu 0.08 m (bzw.  $\pm 0.5$  Phasenzyklen) beobachtet werden. Gleichzeitig treten aber für andere Satelliten auch geringere systematische Abweichungen von  $\delta_{pwu_A}^j < 0.02$  m auf. Der individuelle Charakter von  $\delta_{pwu_A}^j$  ist exemplarisch anhand eines Satelliten mit hoher (Abbildung 3.9(b)) und eines Satelliten mit niedriger Elevation (Abbildung 3.9(c)) gezeigt. Es lässt sich erkennen, dass aus der Elevation des Satelliten kein Maß für die Größe des zu erwartenden Effektes der Phasenabwicklung pauschal abzuleiten ist. Während für den Satelliten aus Abbildung 3.9(b) bei hoher Elevation ein systematischer Effekt von maximal 0.03 m zu beobachten ist, liegt dieser Wert für den Satelliten aus Abbildung 3.9(c) bereits bei 0.055 m. Wie Abbildung 3.9(a) und Gleichung (3.36) implizieren, ergibt sich die Größe der Phasenabwicklung allein aus der relativen Orientierung des individuellen Satelliten zum Beobachtungspunkt bzw. dem Antennenkoordinatensystem.

Für präzise kinematische Anwendungen ist der PWU-Effekt gesondert zu berücksichtigen, da nach [Kim et al. \(2006\)](#) Beeinträchtigungen für RTK-Anwendungen erwartet werden können. So kann gezeigt werden, dass die zentrierte Rotation einer GNSS-Empfangsantenne von  $360^\circ$  genau zu einem Sprung der Größe eines Phasenzyklus führen wird, [Rao et al. \(2013\)](#). Vor allem bei der Verwendung undifferenzierter Beobachtungen ist der PWU-Effekt von besonderer Bedeutung, da zum Beispiel bei der PPP-Prozessierung die Träger- und Codephasen miteinander kombiniert werden, ([Zumberge et al., 1997](#)). Die Phasenabwicklung wird eine Inkonsistenz herbeiführen, die direkt abhängig von der Größe und Anzahl der Antennenrotationen ist, ([Menge, 2003](#)). [Weinbach \(2013\)](#) gibt an, dass die Antennenorientierung mit einer Genauigkeit von  $<30^\circ$  notwendig ist, um präzise Positionen im Subzentimeter-Bereich erreichen zu können. Trotzdem bringt dieser Effekt für kinematisches PPP immer noch erhebliche Nachteile, ([Banville und Tang, 2010](#)). Auf kurzen Basislinien und regionalen Netzen hingegen erreicht dieser Effekt eine vernachlässigbare Größenordnung, die sich unterhalb des Phasenrauschens der  $L_1$  Beobachtungen befindet.

Dieser Effekt ist besonders wichtig für die Anwendung im Kalibrieransatz nach dem Hannoverischen Verfahren, wie in Abschnitt 2.6 erläutert, da die Antenne sowohl horizontal als auch vertikal in kurzzeit-statischen Messungen ( $\Delta t < 5$  sec) gegenüber einer azimutalen Referenz (ggf. Nordausrichtung) gedreht wird.

### 3.5 Kalibrierung des Roboters

Für die GNSS-Antennenkalibrierung mittels des Power-Cube Roboters des IfE ist es erforderlich, die Drehung der GNSS-Antenne um einen fixen Punkt zu gewährleisten. Die gegebenenfalls auftretenden Abweichungen der Anfahrtpositionen des Roboterarmes werden zum einen durch Offsets (Winkel und Längenoffsets) direkt bei der Steuerung des Roboters (Programm gnrobot) berücksichtigt und zum anderen rechnerisch korrigiert (gnrobot bzw. auch gnnet im Echtzeitverfahren bzw. ACA\_IfE im Post-Prozessing). Durch ein ausführliches geometrisches Robotermodell ist eine wiederholbare Anfahrtsgenauigkeit von nachweislich 0.25 mm erreichbar. Dies setzt aber auch eine regelmäßige Kontrolle und Kalibrierung des Roboters voraus. Die genaue Kenntnis des geometrischen Robotermodells ist ein zentraler Bestandteil des experimentellen Ansatzes zur absoluten Antennenkalibrierung, um die geometrische Abweichung  $\delta\Delta\rho_{AB}^j$  korrigieren zu können, der in Kapitel 4 im Rahmen der Modellierung von GDV und PCC in Gleichung (4.13) diskutiert wird.

Bei der Aufstellung des Roboters im Feldeinsatz (oder zur Kalibrierung) ist zum einen eine ausreichend genaue Horizontierung durch ein präzises Feinnivellement durchzuführen, ([Abbildung 3.12\(a\)](#)). Zum anderen ist eine präzise Nordorientierung des Roboters notwendig. Die Orientierungsunbekannte  $o_{M_1}$  des unteren Drehmoduls wird aus GNSS-Daten durch eine klassische Zweilagigen-Messung bestimmt.

#### 3.5.1 Das geometrische TMS-Robotermodell

Das bestehende Theodolit-Messsystem [theodolite measurement system] (TMS)-Robotermodell aus [Menge \(2003, S. 99 ff\)](#) wurde durch eine Erweiterung und Verfeinerung optimiert, ([Meiser, 2009](#)). Grundlage hierzu ist ein Lasertracker (Leica LTD640 des Geodätisches Institut Hannover (GIH) der Leibniz Universität Hannover), der die notwendige hohe Genauigkeit und die Möglichkeit zur Durchführung kinematischer Kalibrierungen ermöglicht. Die Dauer der Roboter-Kalibrierung konnte daher gegenüber dem sehr aufwendigem TMS-Verfahren und gegenüber der Bestimmung durch [Paffenholz et al. \(2007\)](#) um bis zu 70% reduziert werden. Diese enorme Reduktion wird zusätzlich dadurch unterstützt, dass zum einen das mathematisch-geometrische Modell erweitert wurde und zum anderen die zur Kalibrierung notwendigen Anfahrten von Kalibrierpositionen anhand einer vorausgehenden Simulation deutlich reduziert werden konnten.

Für die Antennenkalibrierung ist die Position der Messspitze über alle 5 Power-Cube Module  $M_{i=1, \dots, 5}$  bezüglich eines übergeordneten Systems  $[\mathbf{X}]_{\text{LT}}$  zu bestimmen. Das führt zu einer Aneinanderreihung von Translationen und Rotationen, die in Gleichung (3.39) aufgrund der hohen Kom-

plexität nur vereinfacht dargestellt sind. Eine detaillierte Diskussion des Modells ist durch [Leistner \(2000\)](#) und [Meiser \(2009\)](#) sowie generell in [Hayati et al. \(1988\)](#) beschrieben:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} X_P \\ Y_P \\ Z_P \end{bmatrix}_{LT} &= \begin{bmatrix} X_{M1} \\ Y_{M1} \\ Z_{M1} \end{bmatrix}_{LT} + [\mathbf{R}(o_{M1}, \omega_{M1}, \varphi_{M1})]_{M1}^{LT} \cdot \begin{bmatrix} X_P \\ Y_P \\ Z_P \end{bmatrix}_{M1} \\
\begin{bmatrix} X_P \\ Y_P \\ Z_P \end{bmatrix}_{M1} &= \begin{bmatrix} dX_{M2} \\ dY_{M2} \\ dZ_{M2} \end{bmatrix} + [\mathbf{R}(O_{M2}, \omega_{M2}, \varphi_{M2}, k_{M2})]_{M2}^{M1} \cdot \begin{bmatrix} X_P \\ Y_P \\ Z_P \end{bmatrix}_{M2} \\
\begin{bmatrix} X_P \\ Y_P \\ Z_P \end{bmatrix}_{M2} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L_{23} \end{bmatrix} + [\mathbf{R}(O_{M3}, \omega_{M3}, \varphi_{M3}, k_{M3})]_{M3}^{M2} \cdot \begin{bmatrix} X_P \\ Y_P \\ Z_P \end{bmatrix}_{M3} \\
\begin{bmatrix} X_P \\ Y_P \\ Z_P \end{bmatrix}_{M3} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L_{34} \end{bmatrix} + [\mathbf{R}(O_{M4}, \omega_{M4}, \varphi_{M4}, k_{M4})]_{M4}^{M3} \cdot \begin{bmatrix} X_P \\ Y_P \\ Z_P \end{bmatrix}_{M4} \\
\begin{bmatrix} X_P \\ Y_P \\ Z_P \end{bmatrix}_{M4} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ L_{45} \end{bmatrix} + [\mathbf{R}(\omega_{M5}, \varphi_{M5}, offset_{M5})]_{M5}^{M4} \cdot \begin{bmatrix} X_P \\ Y_P \\ Z_P \end{bmatrix}_{M5}
\end{aligned} \tag{3.39}$$

mit den zu kalibrierenden Parametern

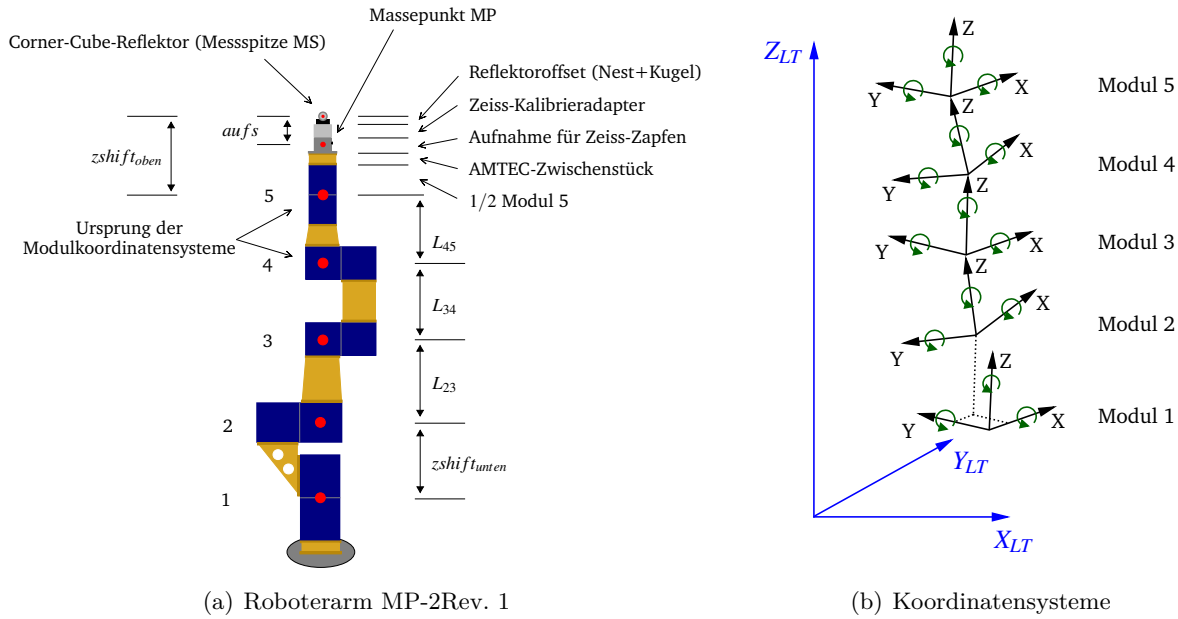
$[\mathbf{X}_{M1}]_{LT}$	:=	Ursprung des Roboters im Lasertracker-Koordinatensystem,
$dX_{M2}, dY_{M2}$	:=	horizontale Verschiebung zwischen den unteren Modulen,
$L_{23}, L_{34}, L_{45}$	:=	Armlängen,
$o_{M1}$	:=	Orientierungsunbekannte (Ausrichtung der Aufstellung),
$O_{M2}, O_{M3}, O_{M4}$	:=	Winkeloffsets (+ in Drehsinn des Moduls),
$k_{M2}, k_{M3}, k_{M4}$	:=	Lastfallkoeffizienten,
$\omega_{M2}$	:=	Torsion/Drehung um X-Achse Modul $M_2$ ,
$\omega_{M3}, \varphi_{M3}$	:=	Torsion/Drehung um X- und Z-Achse Modul $M_3$ sowie
$\omega_{M4}, \varphi_{M4}$	:=	Torsion/Drehung um X- und Z-Achse Modul $M_4$ .

Die minimal notwendige Kalibrierkonfiguration wurde aus einer Maximalanzahl von 1500 Punkten (Kreisbewegungen auf unterschiedlichen Ebenen) abgeleitet und durch Optimierungsverfahren zu einer Minimalkonfiguration mit 156 Punkten reduziert. Zu der notwendigen Kalibrierkonfiguration gehören nicht nur die zur Antennenkalibrierung angefahrenen lokalen Bereiche, sondern eine vollständige Bewegungskonfiguration des Roboters. Die optimale Kalibrierkonfiguration ist in der Abbildung [3.11](#) gezeigt. Die Kriterien der Bewegungen sind dabei so gewählt worden, dass die Desingmatrix keine Singularitäten aufweist.

Die erhaltenen Ergebnisse des optimierten Kalibrierverfahrens sind in der Tabelle [3.2](#) anhand der auftretenden Korrelationen gegenüber der Kalibrierung durch [Paffenholz et al. \(2007\)](#) verglichen. Es zeigt sich, dass das alte TMS-Modell erfolgreich erweitert werden konnte. Die verbesserte Trennung der unbekannt Parameter wurde vor allem durch die Erweiterung der Lastfallkoeffizienten und der Drehmomentberechnung erreicht. Dies ist zum einen durch die Erweiterung des mathematisch-geometrischen Modells, vorrangig durch die strikte Berücksichtigung der Lastfallkoeffizienten und der Drehmomentberechnung, erreicht worden. Zum anderen führte die optimierte Vorplanung notwendiger Kalibrierpositionen wesentlich zur Verbesserung bei.

Testkalibrierungen bestätigten die Trennbarkeit untereinander hoch korrelierter unbekannt Parameter. So konnten Korrelationen reduziert und teilweise sogar eliminiert werden, wie der Tabelle [3.2](#) entnommen werden kann.

Aus den bisherigen vier Kalibriermessungen können einige Schlussfolgerungen für weitere Messungen gezogen werden. Mit einer Beobachtungsanzahl von 156 Punkten kann eine a-posteriori-



**Abbildung 3.10:** Zusammensetzung der Module am Antennenkalibrierroboter MP-2Rev. 1 am IfE (a) und Aufgliederung des Roboter-Koordinatensystems (b) für die Zuordnung bzw. Orientierung des Lasertrackers und der individuellen Modulkoordinatensysteme des Roboters, (Meiser, 2009).

**Tabelle 3.2:** Korrelationen zwischen den Parametern des Robotermodells 2007 und 2009

Parameter 1	Parameter 2	Kalibriermessung	
		2009	2007
		Korrelation [%]	Korrelation [%]
$O_{M2}$	$O_{M3}$	-71.3	-73.8
$O_{M3}$	$O_{M4}$	-67.9	61.2
$k_{M2}$	$k_{M3}$	-62.9	-54.6
$k_{M3}$	$k_{M4}$	-57.5	-56.6
$L_{23}$	$k_{M2}$	-56.7	-81.8
$dY_{M2}$	$\omega_{M2}$	-	75.9
$L_{34}$	$k_{M3}$	-	-71.4
$L_{34}$	$k_{M4}$	-	62.1
$L_{45}$	$k_{M4}$	-	-59.6
$Z_{M1}$	$L_{45}$	-	-57.1

Genauigkeit von  $\hat{\sigma}_0 \approx 200 \mu\text{m}$  (Abweichung der tatsächlichen Punktlage vom Modell) erreicht werden, die für die GNSS-Antennenkalibrierung völlig ausreichend ist. Ein Mehraufwand durch Anmessen zusätzlicher Beobachtungspunkte ist nach aktuellem Erkenntnisstand nicht notwendig und daher unwirtschaftlich. Der geringe zeitliche und personelle Aufwand für eine Kalibrierung ermöglicht eine effiziente und regelmäßige Kalibrierung des Roboters.

Durch Mittelbildung von vier Kalibrierungen von 2009 wird bei Meiser (2009) ein Datensatz an Kalibrierparametern für den Roboter angegeben, vgl. Tabelle 3.3. Neben dem Mittel der vier Messungen sind die Standardabweichung des Mittels (Streuung der Parameterwerte) und die Standardabweichung der Parameter, resultierend aus den vier Messungen, angegeben. Die resultierende Standardabweichung der Parameter ist mit metrischen Werten bis zu  $16 \mu\text{m}$  und mit Winkelwerten bis zu  $0.0045 \text{ deg}$  sehr gering (Tab. 3.3 Spalte 6 für den Parameter  $O_{M3}$ ). Die Parameter sind sehr stabil schätzbar und werden zuverlässig bestimmt. Zusätzlich ist die Reproduzierbarkeit der Kalibrierparameter aus unabhängig voneinander durchgeführten Messungen sehr homogen. Aus den insgesamt in 2009 erhobenen vier Messungen wurden signifikante Parameter mit einem zuverlässigen Ausgleichsalgorithmus bestimmt, wodurch zugleich das Robotermodell bestätigt werden kann.

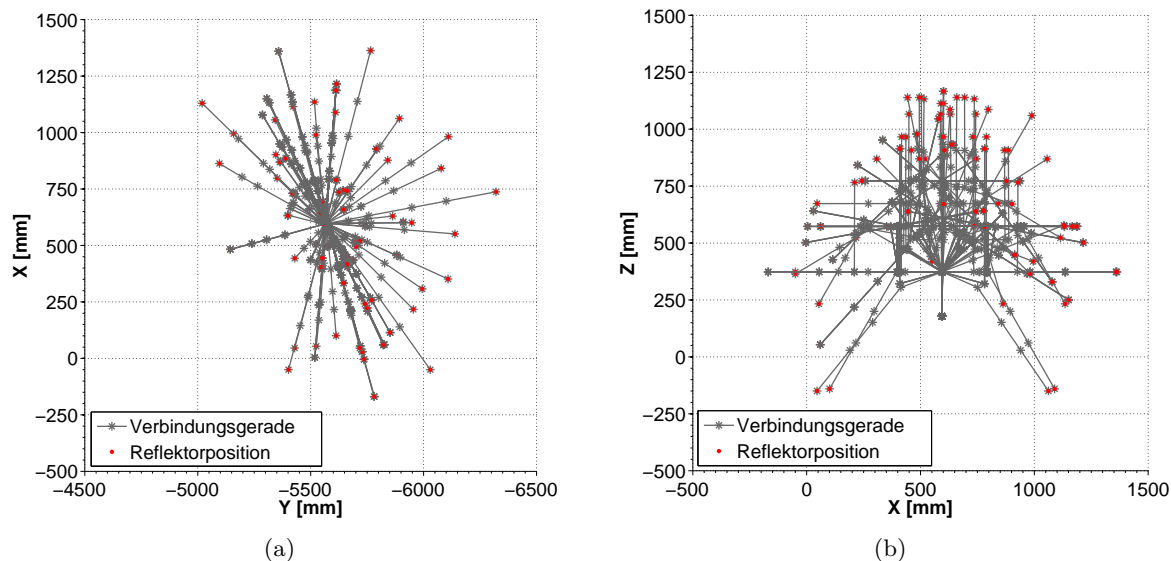


Abbildung 3.11: Kalibrierkonfiguration mit 156 Kalibrierpositionen in xy sowie xz Ansicht.

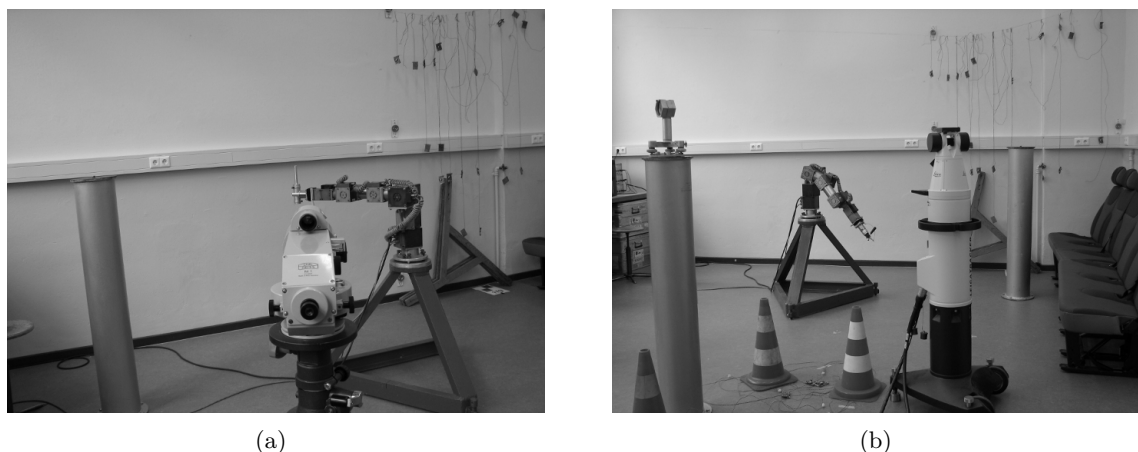


Abbildung 3.12: Horizontierung des Roboters mittels Nivellier (Zeiss Ni1) und speziellem Messadapter (a) und Durchführung der Kalibrierung mittels Lasertracker LTD640 und speziellem Corner Cube (b).

Die Roboter-Kalibrierparameter werden in einer Initialisierungsdatei gespeichert und für die GPS/GNSS Antennenkalibrierung durch das Programm `gnrobot` angebracht. Das Programm `gnnet` übernimmt die Echtzeitberechnung der PCV Parameter.

### 3.5.2 Das geometrische Self-Calibration<sup>®</sup>-Robotermodell

Ein weiteres Verfahren zur Bestimmung der geometrischen Roboterparameter ist durch ein Self-Calibration-Modell (Geo++, 2013) möglich. Hierbei sind Startwerte des Modells in Form von Näherungswerten notwendig. Es handelt sich dabei zunächst um die Armlängen der einzelnen Robotermodule. Ein ausführliches Modell ist bisher nicht publiziert. Dieses Modell ist zweiphasig aufgebaut, zum einen werden die individuellen Module  $M_{i=1, \dots, 5}$  modelliert, zum anderen werden die Verbindungsvektoren zwischen den Modulen modelliert. Dieser Schritt ist im Vergleich zum TMS-Modell durch die Modellierung von Vektoren und nicht von Rotationsmatrizen gekennzeichnet. Die Modellparameter werden durch spezielle Bewegungen des Roboters und auf Grundlage einer GPS/GNSS-Echtzeitvernetzung auf einer kurzen Basislinie bestimmt. Anschließend werden die Kalibrierparameter

**Tabelle 3.3:** Datensatz an Kalibrierparametern für den Roboter als Gegenüberstellung von 2009 und 2007.

	Name	Kalibrierparameter				Einheit
		2007		2009		
		Parameter	$\hat{\sigma}$	Parameter	$\hat{\sigma}$	
Längenoffsets	$X_{M1}$	-	0.0000	-	0.00859	mm
	$Y_{M1}$	-	0.0900	-	0.00852	mm
	$Z_{M1}$	-	0.0090	-	0.01555	mm
	$dX_{M2}$	0.35	0.0260	-0.17	0.01201	mm
	$dY_{M2}$	0.70	0.0180	1.23	0.01474	mm
	$L_{23}$	200.08	0.0300	200.22	0.01237	mm
	$L_{34}$	199.86	0.0190	199.98	0.01316	mm
	$L_{45}$	160.17	0.0190	160.16	0.00928	mm
Winkeloffsets	$O_{M1}$	-	0.0190	-	0.00131	deg
	$O_{M2}$	-0.505	0.0018	-0.097	0.00285	deg
	$O_{M3}$	-0.165	0.0034	0.210	0.00452	deg
	$O_{M4}$	-0.863	0.0052	0.031	0.00390	deg
	$k_{M2}$	0.004	0.0040	0.004	0.00007	deg · s <sup>2</sup> /(kg · m <sup>2</sup> )
	$k_{M3}$	0.004	0.0001	0.003	0.00016	deg · s <sup>2</sup> /(kg · m <sup>2</sup> )
	$k_{M4}$	0.002	0.0002	0.001	0.00030	deg · s <sup>2</sup> /(kg · m <sup>2</sup> )
Verdrehungen	$\omega_{M2}$	-0.002	0.0006	-0.421	0.00159	deg
	$\omega_{M3}$	-0.053	0.0028	0.022	0.00272	deg
	$\phi_{M3}$	0.023	0.0020	-0.107	0.00128	deg
	$\omega_{M4}$	-0.092	0.0023	-0.025	0.00241	deg
	$\phi_{M4}$	-0.029	0.0018	-0.094	0.00189	deg
Beobachtungen		330	-	156	-	-

in einer zusätzlichen Initialisierungsdatei dem GNSS-Antennenkalibrierprozess zugeführt. Sie werden aber nicht durch das Programm `gnrobot` angebracht, sondern durch das Programm `gnnet`, indem auch die Echtzeitberechnung der PCV und GDV Daten durchgeführt wird.

Ein Vergleich der Güte zwischen TMS- und SelfCalibration<sup>®</sup>-Modell liegt bisher nicht vor.

—Man verliert die meiste Zeit damit,  
dass man Zeit gewinnen will.

John Steinbeck, Schriftsteller

# 4

## Modellierung von GDV und PCC

Zur Parametrisierung der in den vorangegangenen Kapiteln beschriebenen Antenneneigenschaften der Code- und Trägerphasenbeobachtung (GDV und PCV) haben sich im elektrotechnischen Bereich, wie in Kraus (1998); Balanis (2005); Staats (2005); Huang und Boyle (2008) beschrieben, die Kugelflächenfunktionen als sinnvoll und optimal herausgestellt und auch im geodätischen Bereich durchgesetzt, wie z.B. Geiger (1988) und Rothacher et al. (1995) in entsprechenden Anwendungen zeigen.

In diesem Kapitel wird die gewählte Parametrisierung der Antennenkorrekturen durch Kugelflächenfunktionen zusammengefasst und eine ausführliche Diskussion über weitere mögliche Alternativen angeschlossen. Der hauptsächliche Fokus richtet sich auf den im Rahmen dieser Arbeit entwickelten experimentellen Ansatz im Post-Prozessing, der im Abschnitt 4.2 vorgestellt wird. Zusätzlich wird auch das operationelle Verfahren nach dem Hannover'schen Konzept im Abschnitt 4.5 beschrieben. Die aus dem experimentellen Ansatz erhaltenen Ergebnisse werden im anschließenden Kapitel 5 ausführlich diskutiert.

### 4.1 Motivation zur Verwendung von Kugelflächenfunktionen

Die Variationen des Empfangszentrums  $\delta_{pcc_f}(\varphi, \theta)$  und  $\delta_{gdv_f}(\varphi, \theta)$  von GNSS-Empfangsantennen wurden in den Abschnitten 3.2 und 3.3 zunächst geometrisch vorgestellt und definiert. Dieser Abschnitt konzentriert sich auf die Modellierung der Antennenparameter, der anhand eines geeigneten, mathematischen Konstrukts entwickelt wird. Tatsächlich lässt sich das Ausgangsproblem durch Trennung in abhängigen Funktionen derart formulieren,

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta_{gdv_f}(\varphi, \theta) \\ \delta_{pcc_f}(\varphi, \theta) \end{array} \right\} = g_f(\varphi) \cdot h_f(\theta) \quad \text{mit} \quad \left\{ \begin{array}{l} 0 \leq \varphi \leq 2\pi \\ 0 \leq \theta \leq \pi/2 \\ f : \text{GNSS-Frequenz} \end{array} \right. \quad (4.1)$$

dass die Variationen des Empfangszentrums jeweils als eine Funktion zweier Veränderlicher darstellbar sind. Zum einen eine Funktion  $g_f(\varphi)$  zur Beschreibung der Abhängigkeiten von Horizontwinkel  $\varphi$  und der Frequenz  $f$  des entsprechenden GNSS-Signal und zum anderen eine Funktion  $h_f(\theta)$  zur Beschreibung der Abhängigkeiten vom Vertikalwinkel  $\theta$  und der GNSS-Frequenz  $f$ .

Ziel ist es, ein System von Funktionen zu finden, um die Variationen (oder auch Distanzfehlerfunktion, wie sie bei Geiger (1988); Rothacher et al. (1995) bezeichnet werden) auf der Träger- und der Codephase physikalisch sinnvoll zu modellieren. Sowohl in der elektrotechnischen Literatur (Kraus, 1998; Balanis, 2005; Huang und Boyle, 2008) als auch in der geodätischen Literatur (Geiger, 1988) ist diskutiert worden, dass sich die wenigsten Antennen als ein Punktstrahler beschreiben lassen, sondern vielmehr als ein Kugelstrahler verstanden werden müssen. Diese Eigenschaft basiert vorrangig auf der omni-direktionalen Empfangscharakteristik der GNSS-Antennen, die im Abschnitt 2.2.3 bereits diskutiert wurde. Abweichungen zu dieser Kugelgestalt treten durch Unzulänglichkeiten auf, sowohl bereits im Status des Antennendesigns, z.B. dadurch, dass die Eigenschaften der physikalischen Materialien

begrenzt sind und die Antenne stets für den entsprechenden Einsatzbereich optimiert ist, als auch im späteren Herstellungsprozess selbst. Allein aus den physikalischen Zusammenhängen eignen sich daher Kugelfunktionen, die gerade deshalb im Bereich der Antennentechnik weitgehend Verwendung finden.

#### 4.1.1 Parametrisierung von Träger- und Codephasenvariationen von GNSS-Antennen

Die Parametrisierung der Träger- und Codephasenvariation von GNSS-Antennen mit Hilfe von Kugelfunktionen mag zunächst aufwendig und überladen erscheinen. Dennoch eignet sich die durch C.F. Gauß eingeführte Methode der Kugelfunktionen hervorragend, um kontinuierliche Funktionen auf einer Kugel beliebig genau mit Hilfe eines orthogonalen Basissystems beschreiben zu können, (Heine, 1861; Hobson, 1931). Da es sich bei der Modellierung von Träger- und Codephasenvariationen um ein kugelsymmetrisches Problem handelt, lassen sich sehr viele Charakteristiken von GNSS-Antennen - allem voran das Strahlungs- und Empfangsverhalten - hierdurch physikalisch sinnvoll beschreiben, parametrisieren und abbilden, (Kraus, 1998; Rao et al., 2013; Geiger, 1988; Rothacher et al., 1995). Die Verwendung der Kugelfunktionen ist anhand zweier unterschiedlicher Ansätze zu rechtfertigen:

**elektrotechnisch** Aus elektrotechnischer Sicht muss die Antenne als ein Kugelstrahler verstanden werden. Die Oberfläche der Kugel beschreibt den Ort des elektrischen Feldes, an dem zum Empfang bzw. zur Aussendung des Signals die gleiche Phase (bzw. ein Ort mit gleichem Potential) vorliegt. Die Phasenvariationen können somit durch ein räumliches Vektorfeld abstrahiert werden, dessen Lösung u.a. nach Bronstein et al. (2005); Gustrau (2013) mit Kugelflächenfunktionen erfolgt.

**geometrisch / analytisch** In Analogie zum Gravitationspotential der Erde können die Variationen der Träger- und Codephase als Abweichungen von einem theoretischen Regelkörper verstanden werden, (Torge und Müller, 2012; Hofmann-Wellenhof und Moritz, 2006). Auch in diesem Ansatz lässt sich für das kugelsymmetrische Problem ein räumliches Vektorfeld aufstellen. In diesem Feld bewegt sich der Schnittpunkt zwischen der LOS und dem Vektorfeld in  $(\varphi, \theta)$ -Abhängigkeit und die numerische Lösung führt schließlich ebenfalls zu Kugelflächenfunktionen.

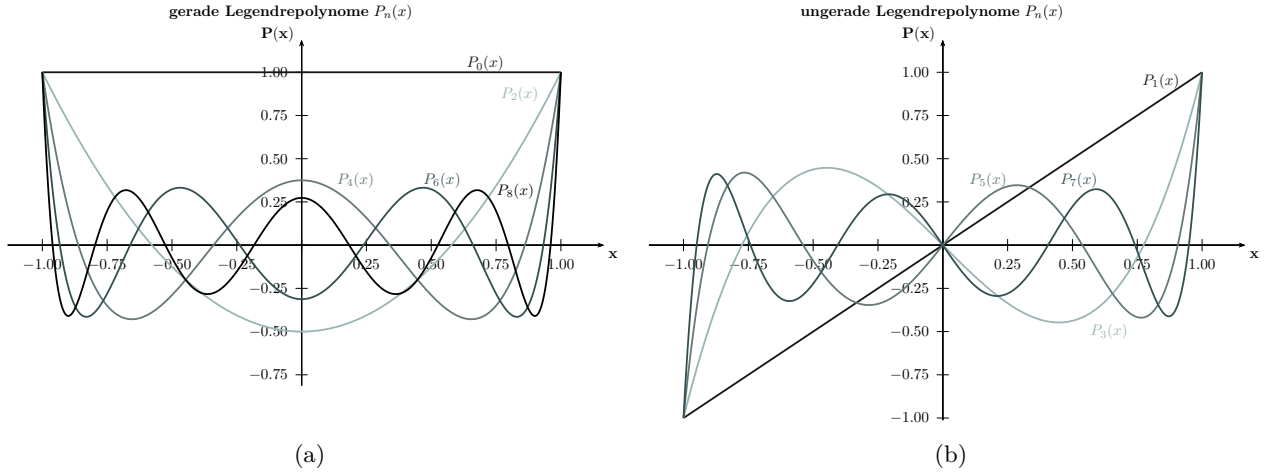
An dieser Stelle sei die bereits durch Menge (2003, S. 62) angebrachte und sehr wichtige Bemerkung besonders hervorgehoben, dass im geodätischen Bereich die Bestimmung der PCC als die grundlegende Frage nach der Suche eines mittleren Phasenzentrums (PCO) und den zugehörigen konstellationsabhängigen Variationen  $\Delta\phi(\varphi, \theta)$  (PCV) entlang der LOS verstanden wird. Hingegen wird in der elektrotechnischen Literatur meist das wirkliche Phasenzentrum pro LOS bezüglich einer Kugel *rekonstruiert*, was gegenüber dem geodätischen Ansatz zu einem scheinbar variierenden Phasenzentrum [apparent phase center] führt, (Tranquilla, 1986). Im Rahmen dieser Arbeit wird das geodätische Verfahren zur Bestimmung der Code- und Trägerphasenvariationen verfolgt und umgesetzt.

Für die Funktionen  $g_f(\varphi)$  und  $h_f(\theta)$  kommen somit unter Berücksichtigung der Gleichung (4.1) grundsätzlich folgende Modellierungen als Kombinationsmöglichkeiten in Frage, (Staats, 2005, S. 78ff):

- ▶  $g_f(\varphi)$ : Cosinus- ( $\cos kx$ ) und Sinus ( $\sin kx$ ) Funktionen, bzw. komplexwertig ( $e^{ikx}$ )
- ▶  $h_f(\theta)$ : zugeordnete Legendreschen Funktionen (Kugelfunktionen) 1. Art ( $P_n^m(\cos \theta)$ ).

Auf die Herleitung der Kugelfunktionen bzw. zugeordneten Legendrefunktionen als partikuläre Lösungen der Legendreschen Differentialgleichung sei an dieser Stelle verzichtet und auf die sehr detaillierten Ausführungen in der weitreichenden Literatur verwiesen, (Hobson, 1931; Aleksandrov et al., 1999; Torge und Müller, 2012) bzw. sei hier explizit auf die Ausführungen in Bronstein et al. (2005, S. 561f) hingewiesen. Die Kugelfunktionen sind in der Abbildung 4.1 getrennt nach geraden und ungeraden Anteilen zusammengestellt. Es wird sichtbar, dass die geraden Kugelfunktionen ein symmetrisches Verhalten aufweisen, (Abbildung 4.1(a)). Dementsprechend ist für die ungeraden Kugelfunktionen in Abbildung 4.1(b) ein asymmetrisches Verhalten zu erwarten. Zusätzlich kann den Abbildungen ferner entnommen werden, dass mit ansteigender Ordnung der Kugelfunktionen die Anzahl der Nullstellen





**Abbildung 4.1:** Zugeordnete Legendrepolynome als Lösung der Legendreschen Funktionen  $P_n(x)$  mit  $x = \cos \theta$  getrennt nach geraden (a) und ungeraden (b) Anteilen.

steigt, demnach die Anzahl der Oszillationen zunehmen. Diese Eigenschaften werden für die weitere Modellierung von besonderem Interesse sein.

Entsprechend den vorangegangenen Formulierungen werden die (Laplaceschen) Kugelflächenfunktionen eingeführt, um die Code- und Trägerphasenvariationen für das kugelsymmetrische Ausgangsproblem mit  $(\varphi, \theta)$ -Abhängigkeit beschreiben zu können,

$$\begin{cases} C_n^m(\varphi, \theta) \\ S_n^m(\varphi, \theta) \end{cases} = P_n^m(\cos \theta) \cdot \begin{cases} \cos m\varphi \\ \sin m\varphi \end{cases}. \quad (4.2)$$

Die Kugelflächenfunktionen  $C_n^m(\varphi, \theta)$  und  $S_n^m(\varphi, \theta)$  sind eine Lösung des in Gleichung (4.1) aufgegriffenen Problems. Hierbei sind  $P_n^m(\cos \theta)$  die assoziierten (zugeordneten) Legendreschen Funktionen mit einer maximalen Entwicklung bis zum Grad  $n$  und Ordnung  $m$ , die sich durch  $m$ -malige Differentiation nach  $\cos \theta$  aus den gewöhnlichen Legendreschen Funktionen  $P_n(\cos \theta)$  ergeben, (Torge und Müller, 2012),

$$P_n^m(\cos \theta) = (1 - \cos^2 \theta)^{\frac{m}{2}} \frac{d^m}{d(\cos \theta)^m} P_n(\cos \theta). \quad (4.3)$$

Für die Implementierung des Verfahrens wurde die Rekursionsformel der Legendrepolynome

$$(n - m)P_n^m(\cos \theta) = \cos \theta(2n - 1)P_{n-1}^m(\cos \theta) - (n + m - 1)P_{n-2}^m(\cos \theta) \quad (4.4)$$

verwendet, wie sie z.B. in Press et al. (2002, S. 252f) dokumentiert ist. Der effektive Vorteil ist vor allem in der Numerik zu finden. Das liegt daran, dass zur Berechnung der Startwerte geschlossene Formeln existieren. Eine zufriedenstellende Lösung ist durch die drei Rekursionen, zunächst über den Grad  $n$ , danach über die Ordnung  $m$  und schließlich über  $n$  und  $m$  simultan, erreicht. Ebenso vorteilhaft aber weitaus performanter hat sich die Implementierung der von Wenzel (1985, S. 132) vorgestellten Rekursionsformel erwiesen, die es ermöglicht, einen [Look-Up-Table]  $\mathbf{L}$  mit

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} P_0^0(\cos \theta) & 0 & \dots & 0 \\ P_1^0(\cos \theta) & P_1^1(\cos \theta) & 0 & \dots \\ P_2^0(\cos \theta) & P_2^1(\cos \theta) & P_2^2(\cos \theta) & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \\ P_n^0(\cos \theta) & \dots & \dots & P_n^m(\cos \theta) \end{bmatrix} \begin{matrix} (0,m) \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ (n,m) \end{matrix} \quad (4.5)$$

zu erstellen, um die Befüllung der Designmatrix mit den assoziierenden Legendreschen Funktionen, ausgewertet an den Stellen  $\cos \theta$ , zu optimieren.

Im Zusammenhang mit dieser Diskussion sind für die Arbeit mit Kugelfunktionen zwei Begriffe notwendig, welche zentrale Arbeitsschritte in der Modellierung und Parametrisierung der Antennenparameter darstellen. Dies sind zum einen die *Analyse* und zum anderen die *Synthese*.

**Analyse** Die Analyse ergibt sich aus der Fragestellung nach den Koeffizienten  $(A_n^m, B_n^m)$  bei gegebener Funktion  $g_f(\varphi) \cdot h_f(\theta)$

$$\begin{Bmatrix} A_n^m \\ B_n^m \end{Bmatrix} = \frac{1}{4\pi} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} g_f(\varphi) \cdot h_f(\theta) \begin{Bmatrix} C_n^m(\varphi, \theta) \\ S_n^m(\varphi, \theta) \end{Bmatrix} \sin \theta d\varphi d\theta. \quad (4.6)$$

Die Analyse wird implizit durch den Ausgleichungsansatz formuliert, da innerhalb der Schätzung die Kugelfunktionskoeffizienten die gesuchten Parameter sind. Aufgrund der komplexen Problemstellung wird das Doppelintegral in diesem Ansatz nicht explizit gelöst, sondern mit Hilfe einer Potenzreihenentwicklung approximiert, wobei die Oberfläche in differentielle Stücke zerlegt wird.

**Synthese** Unter der Synthese versteht man die Darstellung einer Funktion  $g_f(\varphi) \cdot h_f(\theta)$  anhand der Koeffizienten  $A_n^m$  und  $B_n^m$  und den zugehörigen Kugelflächenfunktionen  $C_n^m(\varphi, \theta)$  und  $S_n^m(\varphi, \theta)$  im Sinne einer Potenzreihenentwicklung:

$$g_f(\varphi) \cdot h_f(\theta) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^n \{A_n^m C_n^m(\varphi, \theta) + B_n^m S_n^m(\varphi, \theta)\}. \quad (4.7)$$

Die 2-Dimensionalität entsteht durch die unabhängigen Variablen  $m, n$  und ist durch eine Doppelsumme bis Grad  $n_{max}$  und Ordnung  $m$  (bzw.  $m_{max}$ ) zu berechnen. Da es sich hierbei um eine endliche Annäherung handelt, ist das Konvergenzverhalten zu prüfen.

#### 4.1.2 Entwicklung der Phasen-Variationen über Kugelfunktionen

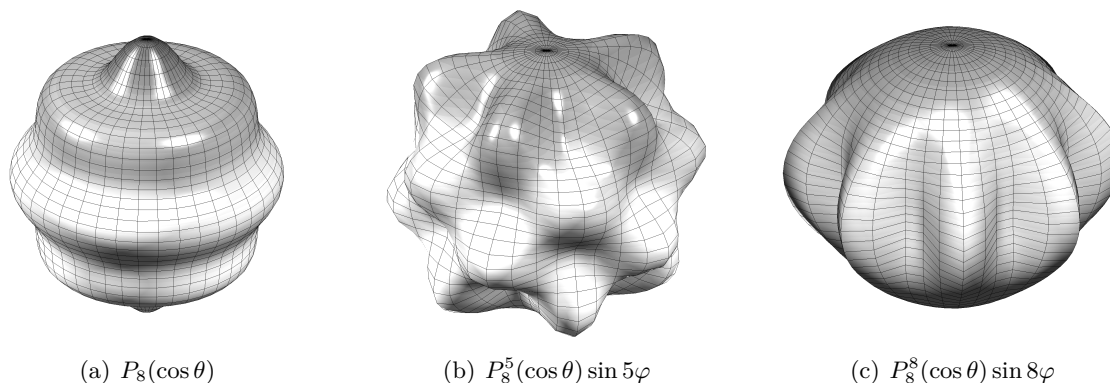
Aufgrund der Tatsache, dass die Koeffizienten der Formel (4.7) für wachsendes  $n$  sehr schnell sehr groß werden können (Hobson, 1931; Hofmann-Wellenhof und Moritz, 2006) und die Berechnung aufgrund der großen Werte für  $C_n^m(\varphi, \theta)$  und  $S_n^m(\varphi, \theta)$  instabil wird, ist es anzuraten, vollständig normierte Kugelflächenfunktionen<sup>1</sup> zu nutzen, um die Handhabung der sphärisch harmonischen Funktionen zu stabilisieren, obgleich Geiger (1988, S. 13) innerhalb seiner Untersuchungen zu dem Schluss kommt, dass "[...] weder auf die Orthonormierung noch auf die Harmonizität, noch auf die Vollständigkeit der Basisfunktionen zu achten [...]", ist. Die Kugelfunktionen werden mit einem konstanten Normalisierungsfaktor  $N_n^m$  multipliziert, um auf die vollständig normierten Kugelfunktionen  $\bar{C}_n^m(\varphi, \theta)$  und  $\bar{S}_n^m(\varphi, \theta)$  zu gelangen,

$$\begin{aligned} \bar{C}_n(\varphi, \theta) &= \sqrt{2n+1} \bar{C}_n(\varphi, \theta) \equiv \sqrt{2n+1} P_n(\cos(\theta)), \\ \begin{Bmatrix} \bar{C}_n^m(\varphi, \theta) \\ \bar{S}_n^m(\varphi, \theta) \end{Bmatrix} &= \sqrt{2(2n+1) \frac{(n-m)!}{(n+m)!}} \begin{Bmatrix} \bar{C}_n^m(\varphi, \theta) \\ \bar{S}_n^m(\varphi, \theta) \end{Bmatrix} \quad (m \neq 0). \end{aligned} \quad (4.8)$$

Die gesuchte Fehlerfunktion zur Beschreibung des in Gleichung (4.1) aufgestellten Problems lässt sich nach Berücksichtigung der vorangegangenen Ausführungen durch

$$\begin{Bmatrix} \delta_{gdv_f}(\varphi, \theta) \\ \delta_{pcc_f}(\varphi, \theta) \end{Bmatrix} = \bar{A}_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^n \left\{ \bar{A}_n^m \bar{C}_n^m(\varphi, \theta) + \bar{B}_n^m \bar{S}_n^m(\varphi, \theta) \right\} \quad (4.9)$$

<sup>1</sup>Vollständig normierte Kugelfunktionen sind normalisiert im Sinne der Theorie *realer Funktionen*. Der Ausdruck normalisierte Kugelfunktionen wurde bereits für andere Anwendungen genutzt; unvoreilhafter Weise für nicht normalisierte Funktionen, (Hofmann-Wellenhof und Moritz, 2006; Hobson, 1931).



**Abbildung 4.2:** Abbildungen der sphärisch-harmonischen Kugelflächenfunktionen von Grad  $n=8$  und verschiedenen Ordnungen: zonale für  $m=0$  ( $P_8(\cos \theta)$ ), tesseral für  $m=5$  ( $P_8^5(\cos \theta) \sin 5\varphi$ ) und sektoriell für  $m=8$  ( $P_8^8(\cos \theta) \sin 8\varphi$ ).

abschließend angeben. Ziel ist es, aus dieser Formulierung mit Hilfe der GNSS-Beobachtungen einen konsistenten und physikalisch sinnvollen Satz von Kugelfunktionskoeffizienten  $A_n^m$  und  $B_n^m$  nach entsprechendem Grad  $n$  und Ordnung  $m$  der Entwicklung zu schätzen. Analysen und Ergebnisse hierzu werden in Kapitel 5 vorgestellt.

### 4.1.3 Kugelflächenfunktionen - geometrische Interpretation

Im aktuellen Verfahren der Antennenkalibrierung werden unterschiedliche Kugelfunktionsentwicklungen analysiert. Dabei werden vor allem die drei speziellen Kugelflächenfunktionen (zonal, tesseral und sektoriell) entstehen. Gewöhnlich wird mit einer  $(n=8, m=5)$ -Standardentwicklung gearbeitet. Das bedeutet, dass die Entwicklung sich aus allen drei möglichen speziellen Formen akkumuliert, weshalb diese speziellen Formen einmal vorgestellt werden.

**Zonale Kugelflächenfunktionen** entstehen im Fall  $m = 0$ , d.h. alle azimutalen Anteile der Kugelfunktionen werden eliminiert, weshalb eine reine  $\theta$ -Abhängigkeit entsteht. Die Kugeloberfläche wird in Zonen positiven und negativen Vorzeichens mit genau  $n$  Nullstellen im Bereich  $0 \leq \theta \leq \pi$  unterteilt. Symmetrie am Äquator ( $\theta=90^\circ$ ) kann nur mit einer geraden Anzahl von Entwicklungsgraden  $n = 2, 4, \dots$  gewährleistet werden. Dieser Fall ist in Abbildung 4.2(a) für  $P_8(\cos \theta)$  berechnet und dargestellt.

**Tesserales Kugelflächenfunktionen** entstehen durch die zusätzliche Ordnung  $m$  der Kugelfunktionen. Diese führen gemeinsame Abhängigkeiten von Horizontalwinkel  $\varphi$  und Vertikalwinkel  $\theta$  ein, wodurch gemischte Terme entstehen. Für den Bereich  $0 < \theta < \pi$  weisen sie  $(m - n)$  Nullstellen auf, wohingegen durch die Multiplikation mit  $\cos m\varphi$  bzw.  $\sin m\varphi$  für den Bereich  $0 \leq \varphi < 2\pi$   $2m$  Nullstellen zu verzeichnen sind. Dieser Zusammenhang ist graphisch der Abbildung 4.2(b) zu entnehmen.

**Sektorielle Kugelflächenfunktionen** ergeben sich schließlich für den Sonderfall  $m = n$ , an dessen Stellen die  $\theta$ - Abhängigkeit verschwindet und eine reine  $\varphi$ -Abhängigkeit impliziert und die Kugel daher in Sektoren wechselnden Vorzeichens aufgeteilt wird, siehe hierzu auch 4.2(c).

## 4.2 Experimenteller Ansatz zur GNSS-Antennenkalibrierung

Das in diesem Abschnitt vorgestellte Vorgehen entspricht einem modifiziertem Verfahren der absoluten Feldkalibrierung nach dem Hannoverschen Prinzip. Der Ausgleichsalgorithmus und die Berechnung der Normalgleichungsanteile werden in Kapitel 5 behandelt, wo ebenfalls der Schritt zur Implementierung in die am Institut für Erdmessung entwickelte Software vorgestellt wird.

Grundlage zur Bestimmung der Code- und Trägerphasenvariationen ist die in Gleichung (4.44) formulierte Zielfunktion. Die Kugelflächenfunktionen werden indes als optimale Fläche durch alle auf

der Antennenhemisphäre vorhandenen Beobachtungen geschätzt, sodass die Verbesserungen zu den Beobachtungen minimal werden. Hierzu sind zunächst die Variationen aus den Beobachtungen zu isolieren.

**GDV und PCC aus Beobachtungen isolieren** Sowohl die Träger- als auch Codephasenvariationen sind bereits implizit in der durch Gleichung (3.2) bzw. (3.6) modellierten Beobachtung enthalten. Zur Isolierung dieser ist in dieser Arbeit der Differenzenansatz angewandt worden. Die Vor- und Nachteile werden anhand der erhaltenen Ergebnisse im Kapitel 5 diskutiert.

Ausgehend von der Beobachtungsgleichung der Codephase aus Gleichung (3.6) werden zunächst zu einer Epoche  $t_l$  Einfachdifferenzen  $P_{AB_s}^j(\varphi, \theta, t_l)$  zwischen dem zu kalibrierenden Prüfling (Testantenne) auf Station  $A$  und einer Referenzantenne auf Station  $B$  der Form

$$\begin{aligned} P_{AB_f}^j(\varphi, \theta, t_l) &= P_{B_f}^j(\varphi, \theta, t_l) - P_{A_f}^j(\varphi, \theta, t_l) \\ &= \rho_{AB_f} + \delta C_{AB_f}^j(t_l) + \delta D_{AB_f}^j(t_l) + \delta S_{AB_f}^j(\varphi, \theta, t_l) + \epsilon_{AB_f}(t_l) \end{aligned} \quad (4.10)$$

gebildet, wodurch sich die entfernungsabhängigen Anteile in  $\delta D_{AB_s}^j$  wie Tropo- und Ionosphäre sowie die Bahnfehler auf der sehr kurzen Basislinie eliminiert werden. Der Term für die Uhranteile vereinfacht sich zu

$$\delta C_{AB_f}^j(t_l) = c \cdot t_{AB}(t_l), \quad (4.11)$$

da die Hardware delays im Satelliten  $d_\phi^j$  eliminiert und die Empfänger delays  $d_{\phi_A}$  und  $d_{\phi_B}$  bis auf Basis der Messgenauigkeit als konstant angenommen werden können. Die für Satelliten- und Empfangsantenne zusammengefassten Anteile

$$\delta S_{AB_f}^j(\varphi, \theta, t_l) = \delta_{gdv_{AB}}(\varphi, \theta, t_l) + \delta_{mp_{AB}}(\varphi, \theta, t_l) \quad (4.12)$$

werden hierdurch ebenfalls stark vereinfacht, da sich sämtliche Beiträge vom Satelliten eliminieren lassen.

Zu jeder Epoche  $t_l$  und dieser Folgenden  $t_{l+1}$  sind die Variationen  $\delta_{gdv_{AB}}(\varphi, \theta, t_l)$  ähnlich, da sich die Geometrie der Satelliten topozentrisch innerhalb eines Epochenabstandes von weniger als 1-5 Sekunden nicht signifikant ändert, was dazu führen würde, dass diese sich durch Bildung von zeitdifferenzierten Einfachdifferenzen  $\Delta P_{AB_s}^j(t_l, t_{l+1})$  vollständig heraus kürzen. Tatsächlich ist dies für die  $\delta_{gdv_B}(\varphi, \theta, t_l)$  auf der beteiligten Referenzstationsantenne auf Station  $B$  der Fall. Die Unabhängigkeit der zu kalibrierenden Antenne gegenüber der Referenzstationsantenne wird durch präzise Rotationen in der horizontalen und vertikalen Ebene um einen fixen Punkt innerhalb zweier aufeinander folgenden Epochen erreicht, wodurch homogene Beobachtungsverteilung für den Prüfling auf einer Halbsphäre erhalten werden. Die entsprechende Gleichung lautet demnach

$$\begin{aligned} \Delta P_{AB_s}^j(t_l, t_{l+1}) &= P_{AB_s}^j(t_{l+1}) - P_{AB_s}^j(t_l) \\ &= \Delta \rho_{AB_s}^j + \Delta \delta C_{AB_s}^j(t_l, t_{l+1}) + \Delta \delta S_{AB_s}^j(\varphi, \theta) + \epsilon_{AB_s}(t_l, t_{l+1}) \\ &= \delta_{gdv_A}(\varphi, \theta) + \epsilon_{AB_s}(t_l, t_{l+1}) \end{aligned} \quad (4.13)$$

und liefert die isolierten und notwendigen Beobachtungen. Die Größe  $\Delta \rho_{AB_s}^j$  ist durch ein präzises Robotermodell und entsprechender Steuerung berücksichtigt. Bei der Anfahrt von ein und demselben Raumpunkt aus unterschiedlichen Richtungen kann eine innere Genauigkeit des Systems von 0.3 mm erreicht werden, wie bereits bei Seeber und Böder (2002) und auch durch aktuelle Kalibrierungen bestätigt werden konnte, (Meiser, 2009).

Der differentielle Uhrfehler  $c \cdot t_{AB}(t_l)$  ist zwischen den Epochendifferenzen als konstant angenommen, weshalb sich  $\Delta \delta C_{AB_s}^j(t_l, t_{l+1}) = c \cdot \Delta t_{AB}$  vollständig eliminiert. Dies lässt sich durch ein extern angeschlossenes Frequenznormal realisieren, das sowohl den Empfänger auf Station  $A$  als auch  $B$  versorgt. Die Anwendung eines externen Frequenznormals hat zwei wesentliche Vorteile, (1) ist nur ein gemeinsamer Uhrfehler bei der Schätzung der Kugelfunktionen [spherical harmonics] (SH)-Parameter

**Tabelle 4.1:** Reduktion der Fehleranteile im experimentellen Ansatz des Hannoverschen Verfahrens.

Fehlerart	Charakteristik	Reduktionsmethode
$c\delta t_{AB}$	konstant bei ext. Frequenznormal	zeitl. Differenzierung
$\delta_{pcc_B}$	azimut-/elevationsabhängig	zeitl. Differenzierung
$\delta_{gdv_B}$	azimut-/elevationsabhängig	zeitl. Differenzierung
$\delta_{mp}$	azimut-/elevationsabhängig	zeitl. Differenzierung
$d_{AB}^j$	konstant	zeitl. Differenzierung
$\delta_{tropo_{AB}}$	distanz-/elevationsabhängig	sehr kurze Basslinie (7m)
$\delta_{iono_{AB}}$	distanz-/elevationsabhängig	sehr kurze Basslinie (7m)
$\delta_{rel_{AB}}^j$	distanz-/elevationsabhängig	Modell
$\rho_{AB}^j$	variabel	Bewegungsmodell Roboter
$\delta_{pwu_B}^j$	variabel	Modell

anzusetzen, (2) wird das Frequenznormal nicht nachgestellt, wie dies oft für die in den terrestrischen Empfängern verbauten Quarzoszillatoren der Fall ist. Zusätzlich werden durch die externen Frequenznormale höhere Frequenzstabilitäten erreicht, als durch die empfängerinternen Quarzoszillatoren.

Empirische Ergebnisse, die in Kapitel 5 diskutiert werden, zeigen, dass der Mehrwegefehler  $\delta_{AB_{mp}}(t_\nu, t_{\nu+1})$  im Rahmen der Messgenauigkeit durch Differenzierung eliminiert wird. Dennoch sind hierzu zusätzliche Untersuchungen speziell zum Codephasen-Multipath notwendig. (Dilssner, 2007, S. 48f) zeigt u.a. anhand siderischer Wiederholbarkeiten, wie sich der Codephasen-Multipath gegenüber dem Trägerphasen-Multipath verhält und wie sensitiv der sich der Effekt bei verschiedenen Umgebungssituationen äußert, beispielsweise im Vergleich von trockenem zu nassem Boden.

Das in Gleichungen (4.10) bis (4.13) vorgestellte Vorgehen kann ebenfalls auf die Trägerphasenbeobachtung  $\Phi_A^j$  angewandt werden, so dass die Form

$$\begin{aligned} \Delta\Phi_{AB_s}^j(t_\nu, t_{\nu+1}) &= \Phi_{AB_s}^j(t_{\nu+1}) - \Phi_{AB_s}^j(t_\nu) \\ &= \delta_{pcc_A}(\varphi, \theta) + \epsilon_{AB_s}(t_\nu, t_{\nu+1}). \end{aligned} \quad (4.14)$$

erhalten wird. Sämtliche in den Gleichungen (4.10) - (4.13) getroffenen Vereinfachungen sind auch für die Trägerphasenbeobachtung gültig, abgesehen von zwei wichtigen Anmerkungen. Zum einen das zuvor bereits angesprochene, unterschiedliche Verhalten des Trägerphasen-Multipath  $\delta_{AB_{mp}}(t_\nu, t_{\nu+1})$  gegenüber des Codephasen-Multipath. Zum anderen ist bei der Rotation der Antenne während der Kalibrierung der PWU ( $\delta_{pwu_A}$ ) gesondert zu berücksichtigen und anzubringen, (siehe ebenfalls Abschnitt 3.4).

Die Vereinfachungen innerhalb des experimentellen Ansatzes (Differenzenansatz) sind abschließend in der Tabelle 4.1 noch einmal übersichtlich zusammengefasst.

### 4.2.1 Funktionales Modell

Aus den vorangegangenen Abschnitten ergibt sich die Beobachtungsgleichung der Einfachdifferenzen zunächst zu

$$\begin{aligned} \begin{Bmatrix} P_{AB}(t_\nu) \\ \Phi_{AB}(t_\nu) \end{Bmatrix} &= \sum_{n=0}^{n_{Max}} \sum_{m=0}^{m=n} \left\{ \begin{Bmatrix} \bar{A}_{n_{gdv}}^m \\ \bar{A}_{n_{pcc}}^m \end{Bmatrix} \bar{C}_n^m(\varphi, \theta) + \begin{Bmatrix} \bar{B}_{n_{gdv}}^m \\ \bar{B}_{n_{pcc}}^m \end{Bmatrix} \bar{S}_n^m(\varphi, \theta) \right\} + ct_{AB} \\ \begin{Bmatrix} \bar{C}_n^m(\varphi, \theta) \\ \bar{S}_n^m(\varphi, \theta) \end{Bmatrix} &= \begin{Bmatrix} \cos(m\varphi) \\ \sin(m\varphi) \end{Bmatrix} N_n^m P_n^m(\cos\theta). \end{aligned} \quad (4.15)$$

Das funktionale Modell der GDV (und parallel hierzu auch der PCV) ist eine Summe aus differenzierbaren Funktionen  $\bar{C}_n^m(\varphi, \theta)$  und  $\bar{S}_n^m(\varphi, \theta)$ , deren Gewichtskoeffizienten  $\bar{A}_{n_{gdv}, pcc}^m$  und  $\bar{B}_{n_{gdv}, pcc}^m$  die unbekannt Parameter für die Code- und Trägerphase bilden. Letztere können über den Ansatz der kleinsten Quadrate und der Zielfunktion aus Gleichung (4.44) ermittelt werden. In einer verkürzten und vereinfachten Form ergibt sich die Designmatrix der Epochendifferenzen für einen Satelliten  $j$

und alle  $(\iota - 1)$  Epochen zu

$$\bar{\mathbf{A}}^j_{[(\iota-1) \times u]} = \left[ \begin{array}{c|c|c} 0 & 0 & \\ \vdots & \vdots & \\ 0 & \Delta \bar{S}_n^m & \mathbf{B} \end{array} \right] \quad (4.16)$$

mit der Zusammenfassung der differentiellen Uhrfehler  $c \cdot \Delta t_{AB}$  in der Submatrix  $\mathbf{B}$ . Die Terme  $\Delta \bar{C}_n^m$ ,  $\Delta \bar{S}_n^m$  beschreiben die Epochendifferenzen der Kugelflächenfunktionen  $\bar{C}_n^m$  und  $\bar{S}_n^m$ . Es entsteht eine singuläre Funktionalmatrix. Nicht schätzbare Parameter sind das absolute Glied der Summenentwicklung  $\bar{A}_0$  (Kugelfunktionen 0. Ordnung, siehe Abschnitt 4.2.2) sowie alle  $\bar{S}_n(\varphi, \theta)$  Kugelfunktionen, da sie per Definition Null sind,

$$\bar{S}_n(\varphi, \theta) = \sin(0 \cdot \alpha) N_n P_n(\cos \theta) = 0. \quad (4.17)$$

Wird bei der weiteren Berechnung das Absolutglied bei der Bestimmung der unbekannt Parameter nicht berücksichtigt,

$$\bar{\mathbf{A}}^j = \left[ \begin{array}{c|c|c} \Delta \bar{C}_{n=1, \dots, n_{max}}^{m=1, \dots, n} & \Delta \bar{S}_{n=1, \dots, n_{max}}^{m=1, \dots, n} & \mathbf{B} \end{array} \right] \quad (4.18)$$

führt ein Stacking der Designmatrix (Brockmann, 1997) über alle vorhandenen Satelliten  $j$  schließlich zur Aufdatierung der einzelnen Normalgleichungsanteile

$$\sum_j \bar{\mathbf{A}}^{jT} \mathbf{P}^j \bar{\mathbf{A}}^j \hat{\mathbf{x}} = \sum_j \bar{\mathbf{A}}^{jT} \mathbf{P}^j \mathbf{l}^j \quad (4.19)$$

mit der Gewichtsmatrix  $\mathbf{P}^j$  sowie dem Beobachtungsvektor  $\mathbf{l}^j$ , d.h. mit den zugehörigen zeitdifferenzierten Einfachdifferenzen aus Gleichung (4.13) bzw. (4.14). Im allgemeinen Ansatz, so wie er in dieser Arbeit durchgeführt wird, werden gleichgewichtete Beobachtungen mit  $\mathbf{P} = \mathbf{E}$  angenommen, siehe ebenfalls Abschnitt 4.2.4 hierzu. Die unbekannt Kugelfunktionskoeffizienten im Vektor  $\mathbf{x}$  werden durch Invertieren der aufdatierten Normalgleichungsmatrix durch

$$\hat{\mathbf{x}} = \left( \sum_j \bar{\mathbf{A}}^{jT} \mathbf{P}^j \bar{\mathbf{A}}^j \right)^{-1} \sum_j \bar{\mathbf{A}}^{jT} \mathbf{P}^j \mathbf{l}^j \quad (4.20)$$

berechnet. Die zugehörigen Residuen der Beobachtungen werden in diesem sequentiellen Verfahren nur durch ein Reprozessieren aller Designmatrizen  $\bar{\mathbf{A}}^j$  mit dem vollständigen Unbekanntenvektor  $\mathbf{x}$  der Form

$$\mathbf{v} = \underbrace{\bar{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}}}_{\left\{ \begin{array}{l} \bar{A}_{n_{gdv}}^m, \bar{B}_{n_{gdv}}^m \\ \bar{A}_{n_{pcc}}^m, \bar{B}_{n_{pcc}}^m \end{array} \right\}} - \underbrace{\mathbf{l}}_{\left\{ \begin{array}{l} \Delta P_{AB}^j \\ \Delta \Phi_{AB}^j \end{array} \right\}} \quad (4.21)$$

bestimmt. Die Berechnung der unbekannt Koeffizienten wird mit der Methode der kleinsten Quadrate nach

$$\sum_j \mathbf{v}^{jT} \mathbf{P}^j \mathbf{v}^j = \min \quad (4.22)$$

durchgeführt. Dieses sequentielle Vorgehen schränkt die einfache Berechnung von Qualitätsmerkmalen, wie z.B. Redundanzanteile, deutlich ein, wie Brockmann (1997) deutlich zeigt. Eine detaillierte Korrelationsanalyse der an der Ausgleichung zu bestimmenden Parameter ist notwendig, um Abhängigkeiten der Unbekanntparameter aufzudecken und durch geeignete Gegenmaßnahmen zu unterbinden. Eine ausführliche Diskussion hierzu schließt sich nach dem in Abschnitt 4.3 vorgestellten theoretischen Hintergrund im Kapitel 5 an.

### 4.2.2 Freiheitsgrade und Anforderungen an die Beobachtungen

Der Absolutterm  $\bar{A}_0$  ( $m=0, n=0$ ), der durch Gleichung (4.9) formulierten Variationen, ist *nicht* schätzbar. Das bedeutet, dass sowohl die GDV als auch die PCV nur *bis auf einen konstanten Wert* bestimmt werden können. Durch den konstanten Charakter des Terms 0. Ordnung wirkt dieser wie ein zusätzlicher radialer Anteil (siehe ebenfalls Abbildung 3.7 und 3.7), der durch seinen konstanten Charakter im Falle einer GNSS-Prozessierung wie ein Uhrfehler behandelt wird. Trotzdem ist der Terminus *absolute Antennenkorrekturen* gerechtfertigt, da sich die geschätzten Antennenparameter unabhängig von einer Referenzantenne bestimmen lassen.

Die Träger- und Codephasenvariationen enthalten in dem durch Gleichung (4.9) eingeführten Modell einen Freiheitsgrad, über den mit einer Zusatzbedingung verfügt werden muss. Es handelt sich dabei um die Lagerung des abgeleiteten GDV oder PCV-Patterns. Diese Lagerung ist gleichzusetzen mit der Suche eines *Geodätischen Datums* für dieses Punktfeld. Eine willkürliche Verfügung wird beispielsweise dadurch erreicht, die Variationen im Zenit bzw. am Horizont auf einen festen Wert zu setzen. Gewöhnlich werden im aktuellen Vorgehen Variationen mit der Restriktion

$$\Delta\phi(\varphi, \theta = 0) = 0 \quad \text{bzw.} \quad \Delta GDV(\varphi, \theta = 0) = 0 \quad (4.23)$$

belegt. Eine intensive Untersuchung der Notwendigkeit von Beobachtungen unterhalb des Antennenhorizontes mit  $\theta \leq 95^\circ$  (bzw. einer negativen Elevationsmaske von  $e \geq -5^\circ$ ) zur Stabilisierung der Beobachtungen am Horizont ist bereits in Menge (2003) ausführlich diskutiert. In dieser Quelle werden Aspekte der optimalen Lagerung speziell diskutiert. Die Frage nach der optimalen Lagerung der  $\Delta\phi(\varphi, \theta)$  anhand der vorhandenen Freiheitsgrade ist aktuell durch Schön und Kersten (2013) diskutiert. Es kann gezeigt werden, dass sich innerhalb der PPP-Prozessierung verschiedene PCV-Lagerungen unterschiedlich auf die abgeleiteten Produkte auswirken können. Zum einen ist dieser Effekt von der Beobachtungsmodellierung innerhalb der eingesetzten GNSS-Auswertesoftware abhängig, zum anderen treten Effekte zutage, deren Ursache noch nicht eindeutig geklärt sind. Diese werden in aktuellen Forschungsarbeiten analysiert, gehen aber thematisch deutlich über diese Arbeit hinaus und werden daher nicht weiter betrachtet.

An die Beobachtungen werden ebenfalls Forderungen gestellt, um eine physikalisch sinnvolle Beschreibung der Realität durch Kugelfunktionen gewährleisten zu können. So müssen die Beobachtungen

- ▶ homogen über der Antennenhemisphäre und
- ▶ stetig mit ausreichender Dichte

vorhanden sein. Um diese Bedingungen zu gewährleisten, wird im Hannoverschen Ansatz ein präziser Roboter verwendet, wie er bereits im Abschnitt 3.5 vorgestellt wurde.

### 4.2.3 Physikalische Interpretation der Kugelfunktionskoeffizienten 1. Ordnung

Die Lagerung der Träger- und Codephasenvariationen sind also implizit durch die niederen Kugelfunktionskoeffizienten gegeben und zwar mit  $\bar{A}_1^0$  für die Höhenkomponente und  $\bar{A}_1^1$  bzw.  $\bar{B}_1^1$  für die Lagekomponenten. Sowohl im *operationellen*- als auch *experimentellen* Verfahren nach dem Hannoverschen Konzept, werden die PCO Komponenten aus den Koeffizienten mit Hilfe einer Synthese und der Bedingung (Rothacher et al., 1995)

$$\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \Delta\phi(\varphi, \theta) \sin \theta \, d\theta d\varphi = \min, \quad (4.24)$$

in einem nachfolgendem Arbeitsschritt bestimmt. Der zugehörige Modellansatz für die Bestimmung des Vektors  $\mathbf{p}_f$  des mittleren Phasenzentrums pro Frequenz  $f$  (PCO  $_f$ ) lautet dann

$$\underbrace{\mathbf{v}}_{\text{PCC}_f(\varphi, \theta)} = \underbrace{\bar{\mathbf{A}}\mathbf{x}}_{\mathbf{p}_f \cdot \begin{bmatrix} \cos \varphi \sin \theta \\ \sin \varphi \sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix}} - \underbrace{\mathbf{1}}_{\delta_{PCV_f}(\varphi, \theta)}. \quad (4.25)$$

Die Minimierung der Zielfunktion nach der Methode der kleinsten Quadrate mit

$$\mathbf{v}^T \mathbf{v} = \min \quad (4.26)$$

und gleichgewichteten Beobachtungen ist äquivalent zur der Bedingung (Reduktion der Variationen des Phasensystems auf einer Kugeloberfläche), die bereits durch Gleichung (4.24) angegeben ist.

#### 4.2.4 Stochastisches Modell

**Einheitsgewichtung** Der gewöhnlich verwendete Ansatz zur Schätzung der unbekanntenen Kugelfunktionskoeffizienten ist mit einer Einheitsgewichtung nach

$$\mathbf{P}^j = (\mathbf{Q}_{\text{II}}^j)^{-1} = \sigma_0^2 \cdot (\mathbf{C}_{\text{II}}^j)^{-1} = \text{diag} \left( \frac{\sigma_0^2}{\sigma_\iota^2} \right) = \mathbf{E} \quad (4.27)$$

mit der Kofaktorenmatrix und der Kovarianzmatrix der Beobachtungen  $\mathbf{Q}_{\text{II}}^j$  bzw.  $\mathbf{C}_{\text{II}}^j$  bei der Implementierung realisiert worden. Hierbei ist  $\sigma_0$  die Standardabweichung der Gewichtseinheit vor der Ausgleichung und  $\sigma_\iota$  die entsprechende empirische Standardabweichung der Beobachtung  $\Delta \delta_{pcc_{AB}}^j(t_\iota, t_{\iota+1})$  bzw.  $\Delta \delta_{gdv_{AB}}^j(t_\iota, t_{\iota+1})$  zu jeder Epoche  $\iota$ .

**Elevationsabhängige Gewichtung** Unabhängig davon wurden auch weitere Beobachtungsgewichtungen realisiert und zu Analyse Zwecken implementiert. Dies ist eine elevationsabhängige Gewichtung der Beobachtungen mit

$$\mathbf{P}^j = (\mathbf{Q}_{\text{II}}^j)^{-1} = \sigma_0^2 \cdot (\mathbf{C}_{\text{II}}^j)^{-1} = \text{diag} \left( \frac{\sigma_0^2}{\sin^2 e} \right). \quad (4.28)$$

**Vollständige Kovarianzmatrix der zeitdifferenzierten Einfachdifferenzen** Hier wurde ein Ansatz implementiert, um zusätzlich die mathematischen Korrelationen zwischen den zeitdifferenzierten Beobachtungen zu berücksichtigen. Ausgehend von der Diagonalstruktur der Kovarianzmatrix für die Einfachdifferenzen der Codephasen  $P_{AB}^j$  und Trägerphasen  $\Phi_{AB}^j$  Beobachtungen mit den entsprechenden Modell

$$\mathbf{C}_{\text{II}} = \text{diag}(\sigma_\iota^2) \quad \text{und} \quad \sigma_0^2 = 1, \quad (4.29)$$

wird über die Anwendung des Fehlerfortpflanzungsgesetzes die vollständige Kovarianzmatrix  $\mathbf{C}_{\Delta\text{SD}}$  der zeitdifferenzierten Einfachdifferenzen berechnet. Das hierzu notwendige funktionale Modell zur



epochenweisen Bildung der zeitdifferenzierten Einfachdifferenzen bestimmt sich zu

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & & & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & & 0 \\ & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ & & \vdots & \ddots & \vdots & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_{\Delta\text{SD}} = \mathbf{F} \mathbf{C}_{\text{II}} \mathbf{F}^T$$

(4.30)

mit:

$$\mathbf{C}_{\Delta\text{SD}} = \begin{bmatrix} 2\sigma_1 & -\sigma_2 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ -\sigma_1 & 2\sigma_2 & -\sigma_3 & & & & \vdots \\ 0 & & & \ddots & & & 0 \\ \vdots & & & & & & \\ 0 & \dots & \dots & \dots & -\sigma_{\ell-2} & 2\sigma_{\ell-1} & -\sigma_{\ell} \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & -\sigma_{\ell-1} & 2\sigma_{\ell} \end{bmatrix}.$$

Dieser Ansatz liefert eine Tri-Diagonalmatrix, welche nach dem in Abschnitt 4.2.1 und 4.2.5 beschriebenen Algorithmus für jeden Satellit invertiert werden muss und in einer nicht reduzierbaren Dreiecksmatrix (Toeplitz Matrix) resultiert. Dank der sehr speziellen Struktur der Kovarianzmatrix  $\mathbf{C}_{\Delta\text{SD}}$  ist es jedoch möglich, die Inverse auf direktem Wege analytisch zu besetzen, (Meurant, 1992). Hierzu ist es lediglich notwendig die erste  $\mathbf{u}$  und letzte Spalte  $\mathbf{v}$  der Kovarianzmatrix zu kennen. Für den Fall einer Kovarianzmatrix  $\mathbf{C}_{\Delta\text{SD}}$  mit gleich gewichteten Beobachtungen erhält man eine Matrix entsprechend der Gleichung (4.30). Die Inverse der Matrix wird für den Fall gleich gewichteter Beobachtungen analytisch über eine einfache Schleife für  $\rho \geq \chi$  berechnet,

$$(\mathbf{C}_{\Delta\text{SD}}^{-1})_{\rho,\chi} = \rho \frac{r - \chi + 1}{r + 1},$$

(4.31)

mit  $r = c$  (Zeilen(row) = Spalten (columns)) als maximale Dimension von  $\mathbf{C}_{\text{II}}$  sowie  $\rho$  und  $\chi$  als entsprechende Indizes der Zeilen und Spalten. Ein Beispiel der entstehenden Bandmatrix ist in Abbildung 4.3(a) dargestellt, bzw. ist die zugehörige Toeplitz-Struktur der Abbildung 4.3(b) zu entnehmen.

Entscheidend für die Implementierung des vorgestellten Verfahrens ist die Reihenfolge der Zusammensetzung der vollständigen Normalgleichungsmatrizen und den entsprechenden Kovarianzinformationen. Die in Abbildung 4.3(a) gezeigte Struktur entsteht für den Fall der Aufdatierung über alle vorhandenen Epochen  $\ell$  eines beobachteten Satelliten und bürdet eine interessante Herausforderung zur Implementierung performanter Strukturen. Damit entstehen pro Satellit und angemessene Epochen die Strukturen, wie sie in 4.3(c) und 4.3(d) für die Satelliten PRN15 bzw. PRN27 gezeigt sind.

Basierend auf dieser Vorgehensweise wird das Normalgleichungssystem pro Satellit und allen vorhandenen Epochen aufdatiert.

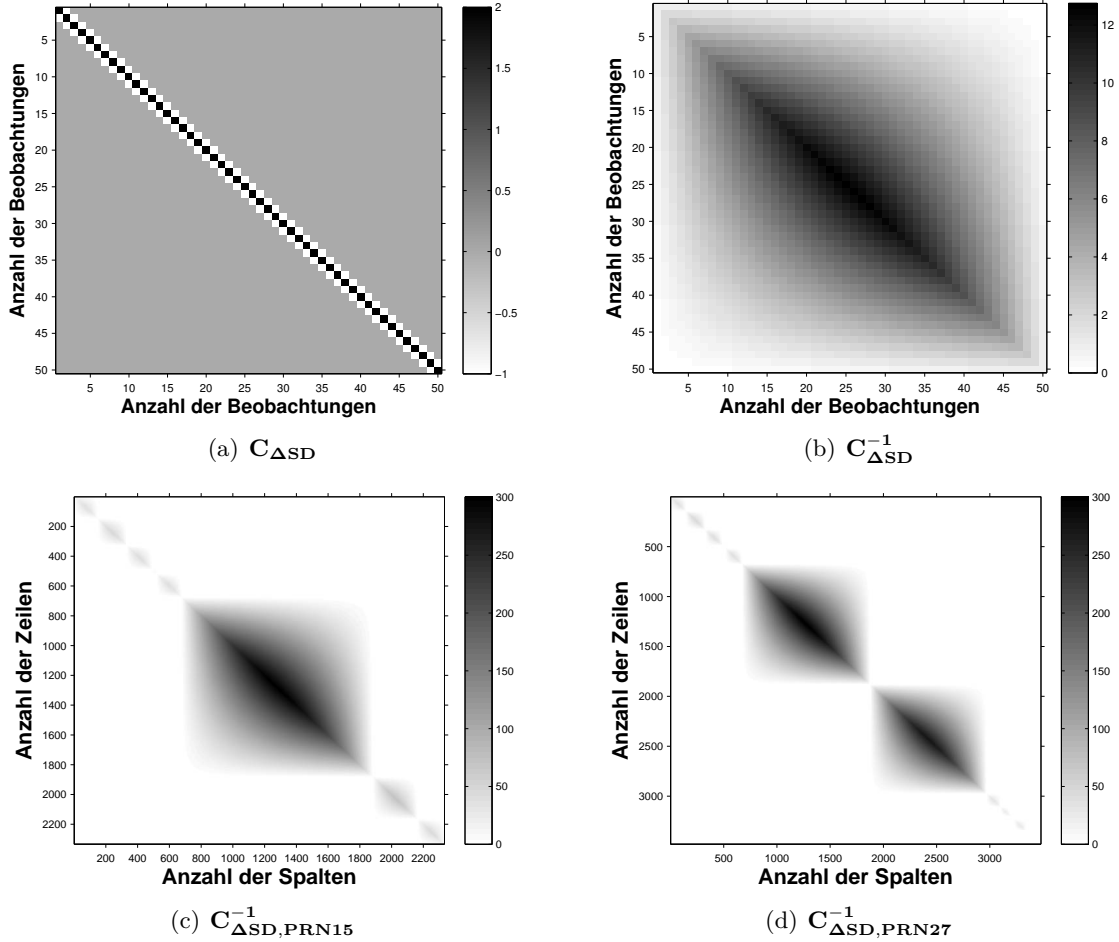
### 4.2.5 Erweiterung des funktionalen Modells

Das in Abschnitt 4.2.1 angegebene Modell kann durch blockweises Fortsetzen leicht erweitert werden. Eine zusammengefasste Schätzung verschiedener GDV- und PCC-Koeffizienten für unterschiedliche Frequenzen und/oder GNSS-Systeme in einem einzigen Ausgleichungsansatz ist möglich, aber zuvor zu evaluieren. Generell bleibt der funktionale Ansatz aus Gleichung (4.18) erhalten. Die speziellen Eigenschaften des jeweiligen GNSS-Systems werden über die Beobachtungen und die geänderte Satellitengeometrie dem Ausgleichungssystem zugeführt.

Ein um das GLONASS-System (GLO) erweiterte funktionale Modell ergibt sich zu

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} [\bar{\mathbf{A}}^j]_{GPS} & 0 \\ 0 & [\bar{\mathbf{A}}^j]_{GLO} \end{bmatrix}.$$

(4.32)



**Abbildung 4.3:** Exemplarisches Beispiel für die Struktur eines Ausschnittes einer Kovarianzmatrix (a) und der entsprechenden inversen Kovarianzmatrix der zeitdifferenzierten Beobachtungen (b) sowie die vollständige Berücksichtigung der Kovarianzinformation eines Satelliten, zusammengefasst für alle während der Kalibrierung beobachteten Epochen für die Satelliten PRN15 (c) und PRN27 (d).

wobei die Einträge in  $[\bar{\mathbf{A}}^j]_{GPS}$  der Struktur aus Gleichung (4.16) entsprechen. Der Ansatz lässt sich für das Aufdatieren der Normalgleichungsanteile gleichsam anwenden und führt folglich zu

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_{GPS} \\ \mathbf{x}_{GLO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left[ \sum_j \bar{\mathbf{A}}^{jT} \mathbf{P}^j \bar{\mathbf{A}}^j \right]_{GPS} & 0 \\ 0 & \left[ \sum_j \bar{\mathbf{A}}^{jT} \mathbf{P}^j \bar{\mathbf{A}}^j \right]_{GLO} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \left[ \sum_j \bar{\mathbf{A}}^T \mathbf{P}^j \mathbf{l}^j \right]_{GPS} \\ \left[ \sum_j \bar{\mathbf{A}}^T \mathbf{P}^j \mathbf{l}^j \right]_{GLO} \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

mit den Designmatrizen  $\bar{\mathbf{A}}$  der jeweiligen Epochen  $\iota$  und Satelliten  $j$  sowie System GPS und GLO-NASS (GLO) entsprechend. Die Modellierung zusätzlicher Parameter ist ebenfalls in Blockstruktur an das Modell anzufügen, wie z.B. die Modellierung des differentiellen Empfängeruhrfehlers  $\mathbf{B}$ .

Eine Erweiterung des Ausgleichungsmodells für zusätzliche Frequenzen (wie z.B. Galileo oder andere GNSS) ist theoretisch über ein Fortführen der blockweisen Zusammensetzung der Designmatrix aus Gleichung (4.32) möglich. Ein um Galileo Frequenzen erweitertes funktionales Modell würde demnach

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} [\bar{\mathbf{A}}]_{GPS} & 0 & 0 \\ 0 & [\bar{\mathbf{A}}]_{GLO} & 0 \\ 0 & 0 & [\bar{\mathbf{A}}]_{GAL} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

entsprechen. Aufgrund der auftretenden Dimensionen auf Seiten der Beobachtungen ist die Elimination von nicht benötigten Parametern, bzw. nicht notwendig zu schätzenden Parametern anzustreben.

Für den Fall weiterer Frequenzen eines Systems  $G$  (GPS) leitet sich die erweiterte Blockstruktur

$$\bar{\mathbf{A}}_{\mathbf{G}}^{j} = \left[ \begin{array}{cc|c} \bar{\mathbf{A}}_{G1} & 0 & \mathbf{B}_1^j \\ 0 & \bar{\mathbf{A}}_{G2} & \mathbf{B}_2^j \end{array} \right] \quad (4.35)$$

mit einer neuen Design-Submatrix  $\bar{\mathbf{A}}_{G1}^j = \bar{\mathbf{A}}_{G2}^j$ , einer zugehörigen Submatrix  $\mathbf{B}_2^j$  für den Uhrterm und mit  $\nu$  als zusätzliche Spalten der Uhrmodellierung her. Beide Frequenzen werden hierbei über ein und dieselbe Uhr gekoppelt. Durch die Unabhängigkeit der Designmatrizen werden die Normalgleichungen entsprechend separat gebildet. Die Normalgleichungsmatrix für das gekoppelte System wird in diesem Ansatz über ein sequentielles Normalgleichungsstacking über jede Epoche  $\iota$  mit allen darin enthaltenen Satelliten  $j$  ausgeführt,

$$\mathbf{N}_{\mathbf{G}}^j = \left[ \begin{array}{ccc} \sum_j \bar{\mathbf{A}}_{G1}^{jT} \mathbf{P}^j \bar{\mathbf{A}}_{G1} & 0 & \sum_j \bar{\mathbf{A}}_{G1}^{jT} \mathbf{P}^j \mathbf{B}_1^j \\ 0 & \sum_j \bar{\mathbf{A}}_{G2}^{jT} \mathbf{P}^j \bar{\mathbf{A}}_{G2} & \sum_j \bar{\mathbf{A}}_{G2}^{jT} \mathbf{P}^j \mathbf{B}_2^j \\ \sum_j \mathbf{B}_1^{Tj} \mathbf{P}^j \bar{\mathbf{A}}_{G1} & \sum_j \mathbf{B}_2^{Tj} \mathbf{P}^j \bar{\mathbf{A}}_{G2} & \sum_j \mathbf{B}_1^{Tj} \mathbf{P}^j \mathbf{B}_1^j + \sum_j \mathbf{B}_2^{Tj} \mathbf{P}^j \mathbf{B}_2^j \end{array} \right] \quad (4.36)$$

Durch Verallgemeinerung lässt sich eine übersichtliche Blockstruktur der Normalgleichungsmatrizen angeben. Die besondere Struktur der Gewichtsmatrix  $\mathbf{P}^j$  ist im Abschnitt 4.2.4 diskutiert. Das System der Normalgleichungen ergibt sich zusammengefasst folgendermaßen,

$$\mathbf{N}_G^j = \begin{bmatrix} \mathbf{N}_{11} & 0 & \mathbf{N}_{13} \\ 0 & \mathbf{N}_{22} & \mathbf{N}_{23} \\ \mathbf{N}_{31} & \mathbf{N}_{32} & \mathbf{N}_{33} \end{bmatrix}. \quad (4.37)$$

Die Erweiterung dieser Blockstruktur liegt auf der Hand. Folgend wird die gekoppelte Normalgleichungsmatrix für 2 Systeme sowie 2 Frequenzen angegeben. Beide Systeme  $G$  (GPS) sowie  $R$  (GLO-NASS) sind in dieser Darstellung wiederum mit einem einzigen Uhrfehler verknüpft.

$$\mathbf{N}_{G+R} = \begin{bmatrix} \mathbf{N}_{11} & 0 & 0 & 0 & \mathbf{N}_{15} \\ 0 & \mathbf{N}_{22} & 0 & 0 & \mathbf{N}_{25} \\ 0 & 0 & \mathbf{N}_{33} & 0 & \mathbf{N}_{35} \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{N}_{44} & \mathbf{N}_{45} \\ \mathbf{N}_{51} & \mathbf{N}_{52} & \mathbf{N}_{53} & \mathbf{N}_{54} & \mathbf{N}_{55} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Die akkumulierten Anteile des Empfängeruhrfehlers sind in der Submatrix  $\mathbf{N}_{55}$  zusammengefasst. Diese besondere Blockstruktur zeichnet sich bei der Implementierung als äußerst vorteilhaft ab. Schließlich sind die einzelnen Normalgleichungssysteme der unterschiedlichen Frequenzen und Systeme nur über einen gemeinsamen differentiellen Empfängeruhrfehler miteinander verbunden.

#### 4.2.6 Reduktion der Normalgleichungsanteile

Zur Reduktion des Normalgleichungssystems aus Gleichung (4.35) und (4.38) wird die Substitution der Normalgleichungsanteile nach Niemeyer (2001) durchgeführt. Hierzu werden Submatrizen und Subvektoren aus der vollständigen Normalgleichungsmatrix gebildet. Dadurch ergeben sich die reduzierten Normalgleichungen

$$\mathbf{N}_G = \begin{bmatrix} \mathbf{N}_{xx} & \mathbf{N}_{xc} \\ \mathbf{N}_{cx} & \mathbf{N}_{cc} \end{bmatrix}, \quad (4.39)$$

$$\Rightarrow \bar{\mathbf{N}}_G = \mathbf{N}_{xx} - (\mathbf{N}_{xc} \mathbf{N}_{cc}^{-1} \mathbf{N}_{cx})$$

mit den Submatrizen  $\mathbf{N}_{xx}$  der Normalgleichungen der Unbekannten,  $\mathbf{N}_{xc}$  den Normalgleichungen der Unbekannten und des differentiellen Empfängeruhrfehlers sowie schließlich  $\mathbf{N}_{cc}$ , die Submatrix der Normalgleichungen des differentiellen Empfängeruhrfehlers. Die Reduktion der Matrixdimensionen ist durch die Blockzerlegung, ebenfalls wie die Akkumulation der Normalgleichungsmatrix, stufenweise durchführbar. Dieses Vorgehen wurde entsprechend implementiert.

### 4.3 Korrelationsanalyse

Die reduzierte Normalgleichungsmatrix  $\bar{\mathbf{N}}_G$  behält den gleichen Informationsgehalt wie das vollständige Normalgleichungssystem  $\mathbf{N}_G$ , da die Informationen als zusätzliche Einflussgröße in das reduzierte System eingeführt wurden. Durch Anwendung der Matrix-Identität (Koch, 2004)

$$\mathbf{N}_G^{-1} = \underbrace{\mathbf{N}_{11}^{-1}}_{\tilde{\mathbf{Q}}_{xx}} + \underbrace{\left[ \mathbf{N}_{xx}^{-1} \mathbf{N}_{xc} (\mathbf{N}_{cc} - \mathbf{N}_{cx} \mathbf{N}_{xx}^{-1} \mathbf{N}_{xc})^{-1} \mathbf{N}_{cx} \mathbf{N}_{xx}^{-1} \right]}_{\hat{\mathbf{Q}}_{xx}} \quad (4.40)$$

$$\bar{\mathbf{Q}}_{xx} = \tilde{\mathbf{Q}}_{xx} + \hat{\mathbf{Q}}_{xx},$$

lassen sich die Submatrizen der Normalgleichungsmatrix in die einzelnen Einflussterte überführen. Der zusätzliche Einfluss auf die Unbekannten ist vollständig durch die Kofaktorenmatrix  $\hat{\mathbf{Q}}_{xx}$  beschrieben. Die Berechnung der Korrelationsmatrix aus der reduzierten Kofaktorenmatrix der Unbekannten  $\bar{\mathbf{Q}}_{xx}$  ist nach Koch (2004) entsprechend implementiert worden.

Für die Abschätzung und Entwicklung des Ausgleichsalgorithmus werden die Korrelationsmatrizen  $\mathbf{K}_{ff}$  berechnet und gegenübergestellt

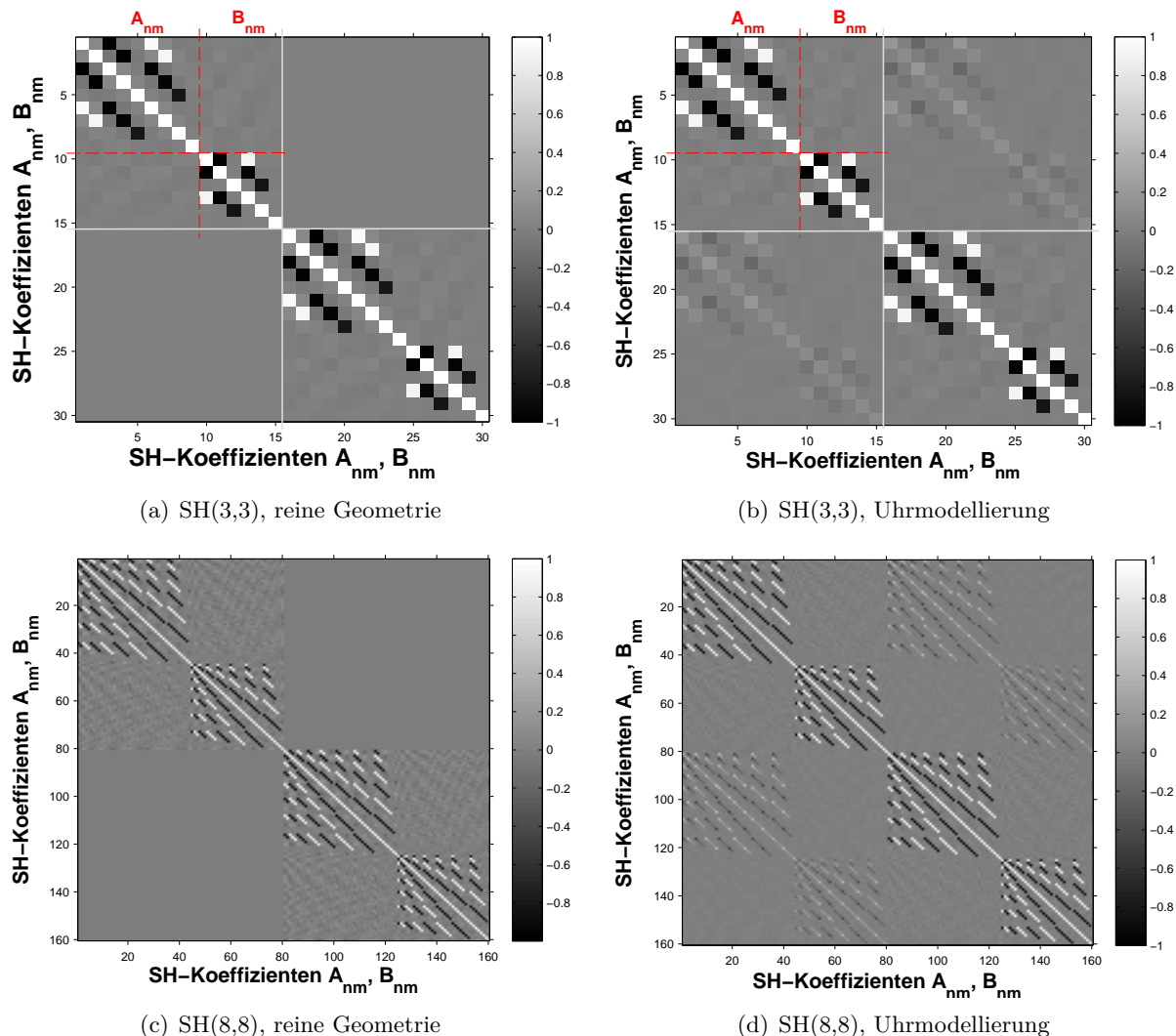
$$\mathbf{K}_{ff} = \text{diag}(1/\sqrt{(\bar{\mathbf{Q}}_{xx})}) \bar{\mathbf{Q}}_{xx} \text{diag}(1/\sqrt{(\bar{\mathbf{Q}}_{xx})})^T \quad (4.41)$$

In der Abbildung 4.4 sind die Kugelfunktionsentwicklungen für  $m=n=3$  und  $m=n=8$  Entwicklungen gegenübergestellt. Auf dieser Grundlage können nun die unterschiedlichen Entwicklungen anhand eines gewöhnlichen Kalibrierszenarios analysiert werden. Hierzu liegen Beobachtungen über der gesamten Antennenhemisphäre für ca. 6000 Epochen vor, die im Postprozessing ausgewertet wurden.

Zunächst werden die Korrelationsmatrizen der Entwicklung  $m=n=3$  (SH(3,3)) aus Abbildung 4.4(a) und für SH(8,8) aus Abbildung 4.4(c) anhand der reinen Geometrie betrachtet. Es können zwei Blockmatrizen identifiziert werden, die sich entlang der Hauptdiagonalen entwickeln. Die unbekannt Parameter sind aufsteigend für  $A_{nm}$  und  $B_{nm}$  sortiert und bilden ebenfalls Submatrizen. Für die Entwicklung SH(3,3) werden zum Beispiel 15 unbekannte Parameter pro modellierte Frequenz benötigt (9 Unbekannte für  $A_{n,m}$  und 6 Unbekannte für  $B_{n,m}$ ), siehe ebenfalls Gleichung (4.9). Entsprechend sind für SH(8,8) genau 81 (45  $A_{n,m}$  und 36  $B_{n,m}$ ) Parameter zu bestimmen.

Die separierten Blockmatrizen entstehen durch die vorherige Zusammenfassung der getrennt aufgestellten funktionalen Modelle. Die Submatrizen auf der Nebendiagonalen mit den Werten um 0 beschreiben die Korrelation zwischen den getrennt aufgestellten und zusammengefassten Modellen. Wird nur die Zusammenfassung der Modelle betrachtet, so ist festzustellen, dass keine Korrelation zwischen den Blockmatrizen identifizierbar ist. Es ist festzuhalten, dass niedrige Kugelfunktionskoeffizienten hoch miteinander korreliert sind. Für die Entwicklung SH(3,3) sind zum Beispiel für die Koeffizienten  $(\bar{A}_{10}, \bar{A}_{20})$ ,  $(\bar{A}_{11}, \bar{A}_{21})$  und  $(\bar{A}_{30}, \bar{A}_{20})$  Korrelationen von bis zu -99% aus den Abbildungen sichtbar. Entsprechendes ist auch für die Koeffizienten  $(\bar{B}_{11}, \bar{B}_{21})$  und  $(\bar{B}_{31}, \bar{B}_{21})$  zu beobachten. Andererseits sind einige Koeffizienten zu ca. +99% miteinander korreliert, wie zum Beispiel  $(\bar{A}_{10}, \bar{A}_{30})$ ,  $(\bar{A}_{11}, \bar{A}_{31})$  oder  $(\bar{B}_{11}, \bar{B}_{31})$  deutlich zeigen. Diese Systematik pflanzt sich entsprechend mit der Höhe der Entwicklung fort, wie dies für SH(8,8) in Abbildung 4.4(c) zu entnehmen ist.

Weitaus geringe Korrelationen von 1-3% tauchen hingegen für gemischte Terme  $\bar{A}_{nm}$  und  $\bar{B}_{nm}$  auf. Eine zusätzliche Berücksichtigung eines differentiellen Uhrfehlers im funktionalen Modell führt dazu, dass im Schritt zur Eliminierung unbekannter Parameter nach Gleichung (4.39) eine zusätzliche Korrelation der ursprünglich unabhängigen Matrizen von ca. 10% zu erwarten ist. Mit anderen



**Abbildung 4.4:** Korrelationsmatrizen  $\mathbf{K}_{ff}$  exemplarisch gezeigt für zwei unterschiedliche SH(n,m)-Entwicklungen und zwei Frequenzen. Zur Evaluation des Einflusses und Validierung der Trennbarkeit unbekannter Parameter wurden funktionale Modelle zweier Signale miteinander verknüpft.

Worten; die Modellierung des differentiellen Empfängeruhrfehlers verknüpft die separat voneinander aufgestellten funktionalen Modelle miteinander. Zusätzlich sind die eingeführten Korrelationen nicht konstant, sondern von den SH-Koeffizienten, wie entsprechend den Abbildungen 4.4(b) für die Entwicklung SH(3,3) und 4.4(d) für die Entwicklung SH(8,8) entnehmbar ist, abhängig.

Die Erweiterung der Modellierung im Sinne eines Multi-GNSS-Ansatzes nach Gleichung (4.32) führt diese Struktur der Blockmatrizen fort. Die durch Modellierung des differentiellen Empfängeruhrfehlers eingeführten Korrelationen zwischen den Signalen bleiben mit einer Größenordnung zwischen +7% - +10% bestehen. Weitere inter-System Korrelationen treten zusätzlich in den Vordergrund, wie Abbildung 4.5 zeigt. Diese Korrelationen weisen lediglich eine Größenordnung von 1% - 2% auf und haben auf die unbekannt Parameter keinen signifikanten Einfluss, (Kersten und Schön, 2010). Von diesen Korrelationen betroffen sind jeweils die horizontsymmetrischen Terme der Kugelflächenfunktionen, also Terme deren Summe aus Grad und Ordnung gerade sind. Dies entspricht aber eben auch den Termen, die durch den Ansatz einer Halbkugel schlecht kontrolliert sind, da die Kugelflächenfunktionen global definiert sind, die Beobachtungen für die Kalibrierung einer GNSS-Antenne aber nur für eine Halbkugel vorliegen.

Aus den vorangegangenen Diskussionen kann für das experimentelle Vorgehen zur GNSS-Antennenkalibrierung Folgendes abschließend zusammengefasst werden:

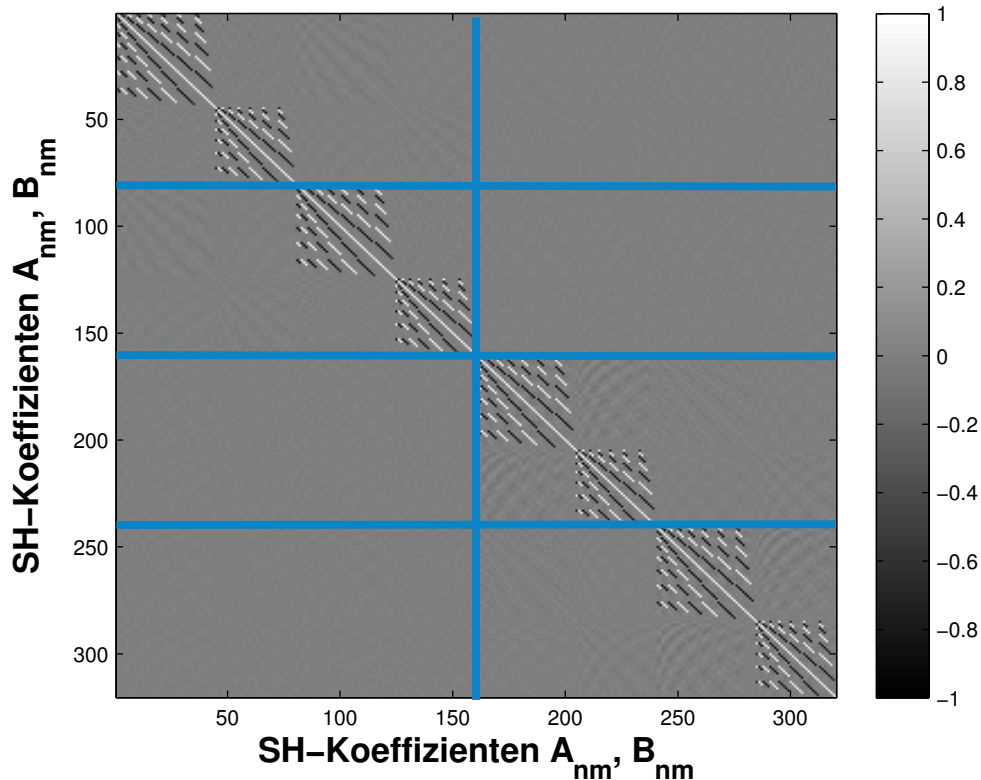


Abbildung 4.5: Korrelationsmatrix für  $m=8$  und  $n=8$  sowie kombinierte GPS/GLONASS und Uhrmodellierung.

- ▶ Korrelation der Koeffizienten ergibt sich aus den funktionalen Zusammenhängen. Horizontsymmetrische Anteile können vernachlässigt werden, um die Schätzung der einer oberen Halbkugel zu optimieren, wie u.a. bereits bei Geiger (1988, S. 13) angesprochen.
- ▶ Die Berücksichtigung des differentiellen Empfängeruhrfehlers im funktionalen Modell wirkt sich gemeinsam auf alle unbekannt Parameter aus und führt dazu, dass Submatrizen unabhängiger funktionaler Modelle miteinander verknüpft werden.
- ▶ Innerhalb eines Multi-GNSS-Ansatzes ist die Modellierung durch ein gemeinsames Normalgleichungssystem möglich, da nur sehr geringe inter-System-Korrelationen mit Werten von 1-2% auftreten.

#### 4.4 Singulärwertzerlegung (SVD-Analyse)

Die Singulärwertzerlegung [singular value decomposition] (SVD) ist ein sehr wichtiges Konzept in der Linearen Algebra und deren praktischen Anwendung, da sie ein robust- und umfangreich einsetzbares Werkzeug für die Lösung und Analyse linearer Gleichungssysteme darstellt, (Hansen, 1984; Strang, 2003). Trotz der vielen praktischen Vorteile ist deren Anwendung nach Soumya et al. (2009) gerade in ingenieurtechnischen Bereichen bisher nur teilweise verbreitet.

Im Rahmen dieser Arbeit wird die SVD vorrangig als Analysewerkzeug verwendet. Es wird zum einen das Verhalten der Struktur der Designmatrix  $\mathbf{A}$  für unterschiedliche SH-Entwicklungen studiert und zum anderen zur Analyse der Konditionierung der Kofaktorenmatrix der Unbekannten  $\mathbf{Q}_{xx}$  verwendet.

Unter der SVD wird die Faktorisierung einer Matrix  $\mathbf{A}$  mit beliebiger Dimension ( $m \times n$ ) und Rang  $d$  verstanden. Die Faktorisierung führt zu einer Diagonalmatrix  $\mathbf{D}$ , auf deren Hauptdiagonalen sich die Quadrate der Eigenwerte der Matrix  $\mathbf{A}^T \mathbf{A}$  befinden und deren positive Wurzeln den Singulärwerten der Matrix  $\mathbf{A}$  entsprechen. Dieser Zusammenhang ist anhand der Darstellung aus Gleichung (4.42) abzulesen.

$$\begin{aligned}
\mathbf{A} \mathbf{V} &= \mathbf{U} \mathbf{D} \\
[m \times n][n \times n] & \quad [m \times m][m \times n] \\
\mathbf{A} &= \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}^T \\
[m \times n] & \quad [m \times m][m \times n][n \times n]
\end{aligned}$$

$$\mathbf{D} = \left( \begin{array}{cccc|cccc}
\lambda_1^2 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\
0 & \lambda_2^2 & & & & 0 & & \vdots \\
\vdots & & \ddots & & \vdots & \vdots & & \\
0 & & \dots & 0 & \lambda_d^2 & 0 & \dots & 0 \\
\hline
0 & 0 & & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\
0 & & & & & \vdots & & \\
\vdots & & & & \vdots & & & \\
0 & 0 & & \dots & 0 & 0 & \dots & 0
\end{array} \right) \left. \begin{array}{l} \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \end{array} \right\} \begin{array}{l} d \text{ Zeilen} \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ (m-d) \text{ Zeilen} \end{array} \quad (4.42)$$

$$\underbrace{\hspace{10em}}_{d \text{ Spalten}} \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{(n-d) \text{ Spalten}}$$

Die bei der Faktorisierung entstehenden Matrizen weisen folgende und sehr interessante Eigenschaften auf:

**Singulärwert-Matrix  $\mathbf{D}_{mn}$**  Die Matrix enthält bis auf die  $d$  Singulärwerte der Matrix  $\mathbf{A}$ , welche den positiven Quadratwurzeln der Eigenwerte  $\lambda > 0$  von  $\mathbf{A}^T \mathbf{A}$  entsprechen, nur Nullen. Diese Singulärwerte entsprechen ebenfalls den Quadratwurzeln der Standardabweichungen der unbekannt Parameter bei einem überbestimmten, linearen Gleichungssystem, (Bronstein et al., 2005; Soumya et al., 2009).

**Matrix der Linkssingulärvektoren mit orthogonalen Spalten  $\mathbf{U}_{mm}$**  Die Matrix  $\mathbf{U}_{mm}$  enthält  $d$  orthonormierte Spalten mit  $m$  Eigenvektoren der zugehörigen Matrix  $\mathbf{A} \mathbf{A}^T$  (Linkssingulärvektoren). Diese Vektoren entsprechen den Projektionen von  $\mathbf{A}$  auf die Spalten von  $\mathbf{V}$ , (Soumya et al., 2009). Zusätzlich existieren zum Singulärwert Null  $(m - d)$  orthonormierte Linkssingulärvektoren.

**Orthonormal-Matrix  $\mathbf{V}_{nn}^T$**  Die Orthogonal-Matrix  $\mathbf{V}^T$  mit der interessanten Eigenschaft  $\mathbf{V}^T \mathbf{V} = \mathbf{E}$  enthält die  $n$  Rechtssingulärvektoren von  $\mathbf{A}$ , welche den Eigenvektoren von  $\mathbf{A}^T \mathbf{A}$  entsprechen. Zusätzlich beinhaltet die Matrix auch die  $(n - d)$  orthonormierten Rechtssingulärvektoren zum Singulärwert Null.

Für die praktische Implementierung wurden die von Matlab<sup>®</sup> (Version 2009a) bereitgestellten Bibliotheken und Funktionen verwendet. Hierbei werden die Matrixkomponenten von  $\mathbf{D}$  der Größe nach sortiert, entsprechend auch die zugehörigen Vektoren in  $\mathbf{U}$  und  $\mathbf{V}^T$ .

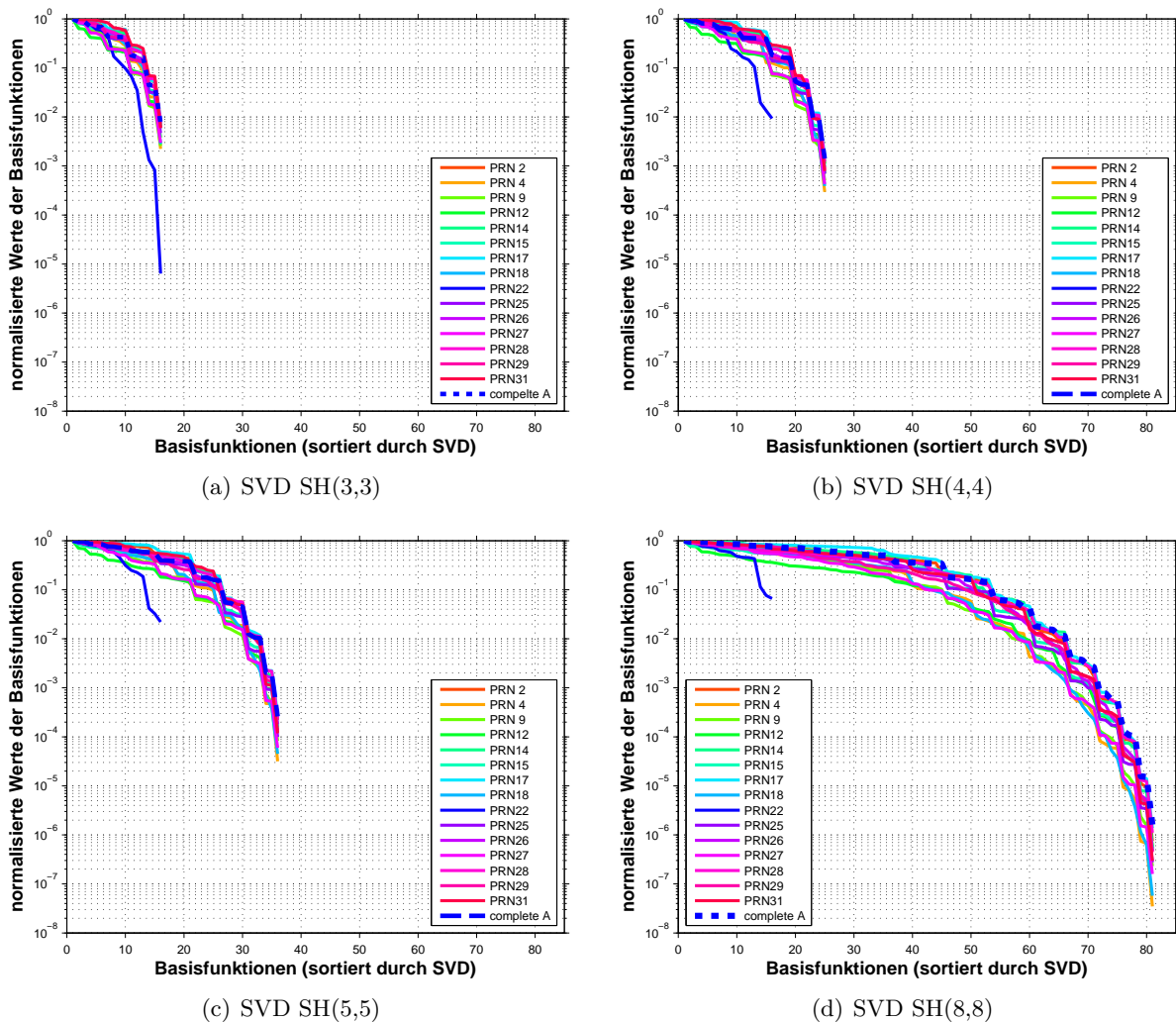
#### 4.4.1 SVD-Analyse der Designmatrix

Die Analyse der Singulärwerte der aufdatierten Designmatrix  $\mathbf{A}$ , welche die Informationen für alle Satelliten und Epochen beinhaltet, eignet sich hervorragend zur Identifikation von Herausforderungen im Zuge der Aufstellung eines geeigneten Modells. Die SVD der Designmatrix gibt Hinweise über die folgenden vier Punkte:

- ▶ Wie leistungsfähig sind die Basisfunktionen zur Wiedergabe der vorhandenen Geometrie?
- ▶ Wie optimal ist das Anfangsproblem gestellt?
- ▶ Wie ist der Zusammenhang zwischen der Höhe von Grad  $n$  und Ordnung  $m$  der gewählten SH( $n,m$ )-Entwicklung und der optimalen Schätzbarkeit gesuchter SH-Koeffizienten?
- ▶ Welcher Entwicklungsgrad erscheint für das angesetzte Verfahren sinnvoll?

In Abbildung 4.6 sind die entsprechenden SVD-Zerlegungen der Designmatrizen für vier verschiedene SH(n,m)-Entwicklungen aufgezeigt. Die Abbildungen zeigen einen repräsentativen Ausschnitt einer gewöhnlichen Kalibrierung mit ca. 22 000 beobachteten Epochen und 15 Satelliten. Da die Designmatrix pro Satellit über alle beobachteten Epochen aufgebaut wird, lassen sich die Basisfunktionen den beobachteten Satelliten zuordnen. Diese Aussage ist gleichbedeutend mit der Feststellung, dass für die Bestimmung eine ausreichende Beobachtungsdichte für eine Halbsphäre/Halbkugel vorliegen muss, um die GDV/PCV-Pattern optimal bestimmen zu können. Dementsprechend lässt sich schlussfolgern, dass der Satellit PRN22 in Abbildung 4.6(a) zum Beispiel für den Fall einer SH(3,3)-Entwicklung suboptimale Beobachtungen liefert und die gesuchte Geometrie nicht entsprechend dem funktionalen Modell wiedergibt. Diese geringe Leistungsfähigkeit erklärt sich aus einer sehr kurzen Beobachtungsdauer von nur 22 Epochen für diesen Satelliten gegenüber >600 Epochen für alle anderen. Jedoch lassen sich durch dieses Vorgehen die suboptimalen Beobachtungen identifizieren und aus dem Gesamtsystem ausschließen.

Bei höheren Entwicklungen (Auflösungen) wie z.B. bei SH(4,4) aus Abbildung 4.6(b) oder bei SH(5,5) aus Abbildung 4.6(c) fällt der suboptimalen Beobachtung von PRN22 keine signifikante Bedeutung zu, da die Anzahl der Basisfunktionen steigt und ungünstig gelagerte Basisfunktionen durch zusätzliche Basisfunktionen aufgefangen werden. Aber mit der Auflösung steigt auch die Anzahl der zu bestimmenden SH(n,m)-Koeffizienten und somit der Quotient zwischen kleinstem  $\lambda_{min}$  und größtem  $\lambda_{max}$  Eigenwert - ein eindeutiges Indiz für eine ungünstige Konditionierung des Gesamtsystems. Liegt



**Abbildung 4.6:** Spektren der Singulärwerte, sortiert nach den Basisfunktionen. Die Singulärwertzerlegung der Designmatrizen sind für unterschiedliche SH(n,m)-Entwicklungen und anhand einer Halbkugel berechnet, um die Konditionierung des Gesamtsystems mit optimierter SH(n,m)-Entwicklung zu analysieren.



beispielsweise für eine Entwicklung von SH(3,3) der minimale Eigenwert bei  $\lambda_{min} = 7.4 \cdot 10^{-3}$  so nimmt dieser für eine Entwicklung von SH(8,8) mit  $1.6 \cdot 10^{-6}$  bereits 3 Größenordnungen geringer an. Dieser Zusammenhang wird noch interessanter bei der Betrachtung der SVD der Kofaktorenmatrix der Unbekannten, die im Abschnitt 4.4.2 diskutiert wird, da die Konfiguration der Designmatrix direkt in das Normalgleichungssystem überführt wird.

Abbildung 4.6 kann weiterhin entnommen werden, dass für keine der gezeigten Entwicklungen ein Nullraum vorliegt bzw. eine Singularität vorhanden ist, d.h. alle vorhandenen Spalten der Designmatrix linear unabhängig voneinander sind. Trotzdem keine Singularitäten auftreten, kann aus der Form der Kurve der Basisfunktionen und Eigenwerte eindeutig abgelesen werden, dass die Problemstellung allgemein nicht optimal ist, da die Eigenwerte der Basisfunktionen sehr langsam abnehmen. Dies ergibt sich aus dem funktionalen Zusammenhang der Kugelfunktionen selbst. Eine höhere Entwicklung führt zwar zu einer besseren Auflösung, aber es werden auch Funktionen eingeführt, die das Problem weniger optimal beschreiben. Die Ursache ist vor allem den horizont-symmetrischen Termen zuzuordnen, da aus Beobachtungen auf einer Halbkugel Parameter für eine vollständige Kugel geschätzt werden. Durch geschicktes Isolieren und Eliminieren dieser horizont-symmetrischen Terme lässt sich das Problem für die Schätzung zusätzlich optimieren.

Zur Behebung der ungünstigen Kondition werden im experimentellen Ansatz momentan Bedingungsgleichungen eingeführt, auf die im Abschnitt 4.4.2 näher eingegangen wird. Ein ähnliches Verfahren, basierend auf einer SVD zur Lösung des Normalgleichungssystems, haben Mader et al. (2012) und Bilich und Mader (2012) vorgestellt, um den Herausforderungen Rechnung zu tragen, die bei der Modellierung der GDV bzw. PCC nach dem Differenzenansatz bestehen. Für das in Hannover entwickelte operationelle Verfahren (Seeber und Böder, 2002) liefert der Ansatz dennoch physikalisch sinnvolle und robuste Ergebnisse, wie u.a. Menge et al. (1998); Wübbena et al. (2000, 2006) deutlich zeigen konnten.

#### 4.4.2 SVD-Analyse der Kofaktorenmatrix der Unbekannten

Ein weiterer Schritt zur Analyse der Schätzbarkeit der unbekanntesten SH-Koeffizienten ist mit einer SVD-Analyse der Kofaktorenmatrix der Unbekannten  $\bar{\mathbf{Q}}_{xx}$  durchgeführt worden. Die spektrale Zerlegung der Kofaktorenmatrix erlaubt einen Einblick in die Stabilität der Lösung. Hierzu wurden diverse SH(n,m)-Entwicklungen gegeneinander verglichen. Exemplarisch sind in der Abbildung 4.7 vier Entwicklungen gegenübergestellt. Hierunter findet sich auch die traditionelle SH(8,5)-Entwicklung, die maßgeblich als Standard bei Feldkalibrierungen nach dem Hannoverschen Verfahren angewendet wird. Die Spektralzerlegung der  $\bar{\mathbf{Q}}_{xx}$ -Matrix wurde für unterschiedliche Gewichtungen mit und ohne Anbringung zusätzlicher Bedingungsgleichungen studiert. Die Kondition der  $\bar{\mathbf{Q}}_{xx}$  bezüglich der euklidischen Norm ist durch die SVD durch den Quotienten zwischen kleinsten  $\lambda_{min}$  und größten  $\lambda_{max}$  Eigenwert gegeben. Für die SH(3,3)-Entwicklung wird bereits ein Verhältnis von  $1 : 10^{-5}$  erreicht. Mit zunehmender Auflösung der SH-Koeffizienten steigt ebenfalls die Kondition der Normalgleichungen an und zwar ungeachtet der jeweils verwendeten Beobachtungsgewichtung. So ist für die SH(8,8)-Entwicklung eine Kondition von  $10^{12}$  zu erwarten.

Die negative Steigung der Kurve der Eigenwerte in Abbildung 4.7(a) ist den jeweiligen Änderungen des Grades der Kugelfunktionsentwicklung zuzuordnen, beginnend mit dem Gewichtskoeffizient  $\bar{A}_{10} = 3 \cdot 10^{-1}$ . Entsprechend dieser Entwicklung sind die folgenden Werte als  $\bar{A}_{11} = \bar{A}_{20} = 1.5 \cdot 10^{-2}$  usw. abzulesen. Es lässt sich ebenfalls feststellen, dass die unterschiedlichen Gewichtungen bereits auf SH(3,3) einen sichtbaren Unterschied haben, der sich für die weiteren Entwicklungen noch deutlicher ausprägt, wie die Abbildungen 4.7(b) - 4.7(d) deutlich zeigen.

Bereits ab einer Entwicklung von SH(5,5), wie in Abbildung 4.7(b) gezeigt, führt eine Anbringung von Bedingungsgleichungen zu einer Reduktion der Eigenwerte des Parameters  $\bar{A}_{10}$  von  $10^{-2}$ . Mit steigendem Grad und Ordnung der Entwicklungen ist diese Eigenschaft für die Entwicklungen SH(8,5) und SH(8,8) zu betrachten. Zusätzlich ist auch anhand der Eigenwerte festzustellen, dass sich die Größen der Eigenwerte gruppieren bzw. sich in *Cluster* zusammenfassen lassen. So ist vor allem bei den niedrigen Entwicklungsgraden zwischen  $\bar{A}_{10}$  und  $\bar{A}_{11} = \bar{A}_{20}$  ein Sprung von  $1.2 \cdot 10^{-1}$  für die

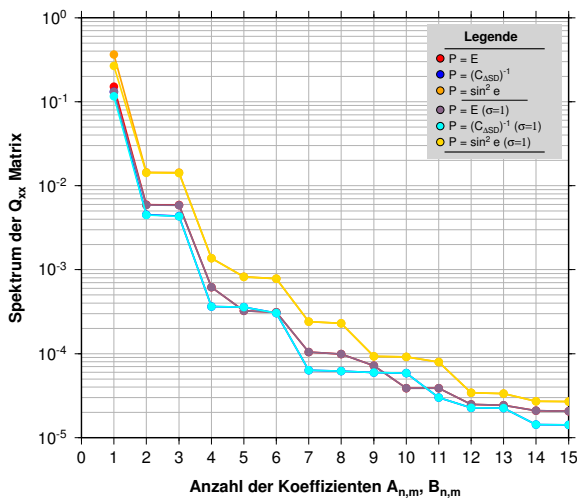
Entwicklung SH(5,5) und die Entwicklung SH(8,8) sogar ein Sprung von bis zu  $10^{-2}$  zu betrachten. Diese deutlichen Sprünge in den niedrigen Kugelfunktionskoeffizienten sind durch Anbringung von zusätzlichen Bedingungsgleichungen deutlich reduziert worden. Eine Reduktion der Kondition auf  $10^5$  kann durch Einführung von zusätzlichen Bedingungsgleichungen, zusammengefasst in der Matrix  $\mathbf{C}$  mit der Form

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}}^T \mathbf{P} \tilde{\mathbf{A}} & \sigma \cdot \mathbf{C} \\ \sigma \cdot \mathbf{C}^T & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}}^T \mathbf{P} \mathbf{l} \\ 0 \end{bmatrix}$$

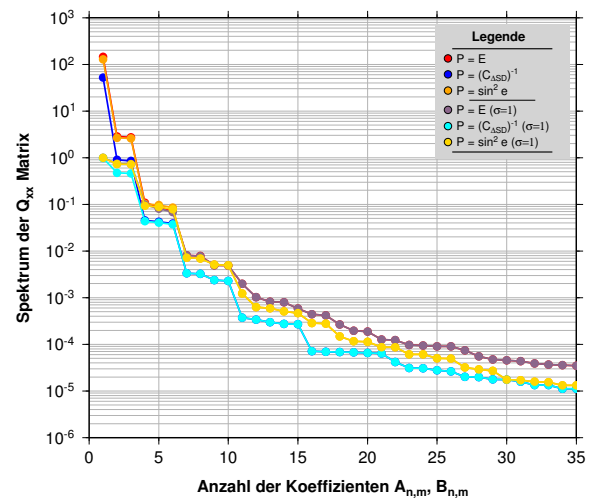
mit:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{A}}^T \mathbf{P} \tilde{\mathbf{A}} \mathbf{x} + \sigma \cdot \mathbf{C}^T \mathbf{k} &= \tilde{\mathbf{A}}^T \mathbf{P} \mathbf{l} \\ \sigma \cdot \mathbf{C}^T \mathbf{x} &= 0 \end{aligned} \tag{4.43}$$

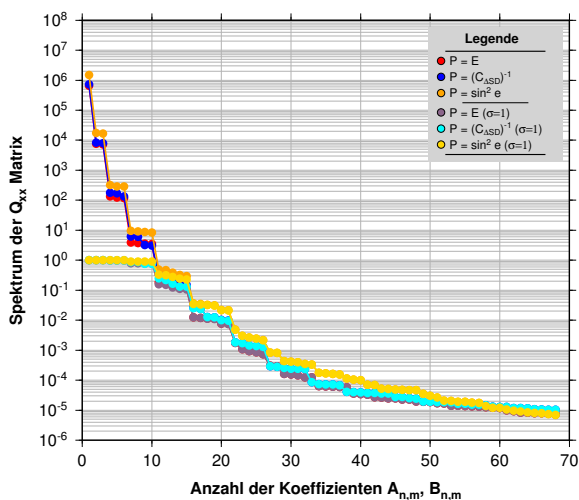
erreicht werden. Hierbei bezeichnet  $\mathbf{k}$  den Korrelaten-Vektor. Den zu schätzenden Koeffizienten werden durch die Bedingungsgleichungen Standardabweichungen  $\sigma$  zugeführt, um sie mit einer Unschärfe von  $\sigma$  auf den Nullraum abbilden zu können. Mit anderen Worten ausgedrückt: kleine Zahlenwerte werden mit einer Standardabweichung, die zahlenmäßig dem Wert von  $\sigma > 0$  entspricht, zu Null gesetzt. Dieser Ansatz von Bedingungsgleichungen entspricht einer Dämpfung um den Einfluss kleiner Zahlenwerte (Pseudo-Singulärwerte) bei der Lösung der Unbekannten  $\mathbf{x}$  zu steuern. Diese Dämpfung kann nach



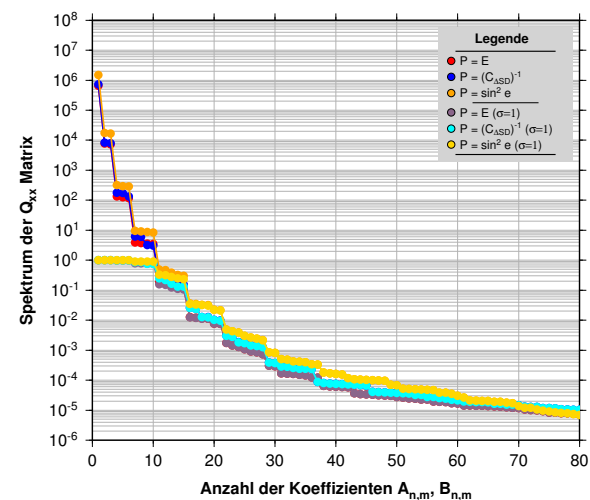
(a) SH(3,3)



(b) SH(5,5)



(c) SH(8,5)



(d) SH(8,8)

Abbildung 4.7: Spektralzerlegung der Kovarianzmatrix  $\mathbf{Q}_{xx}$  der Kugelfunktionskoeffizienten verschiedener Entwicklungen SH(m,n) zur Untersuchung des mathematischen Modells.

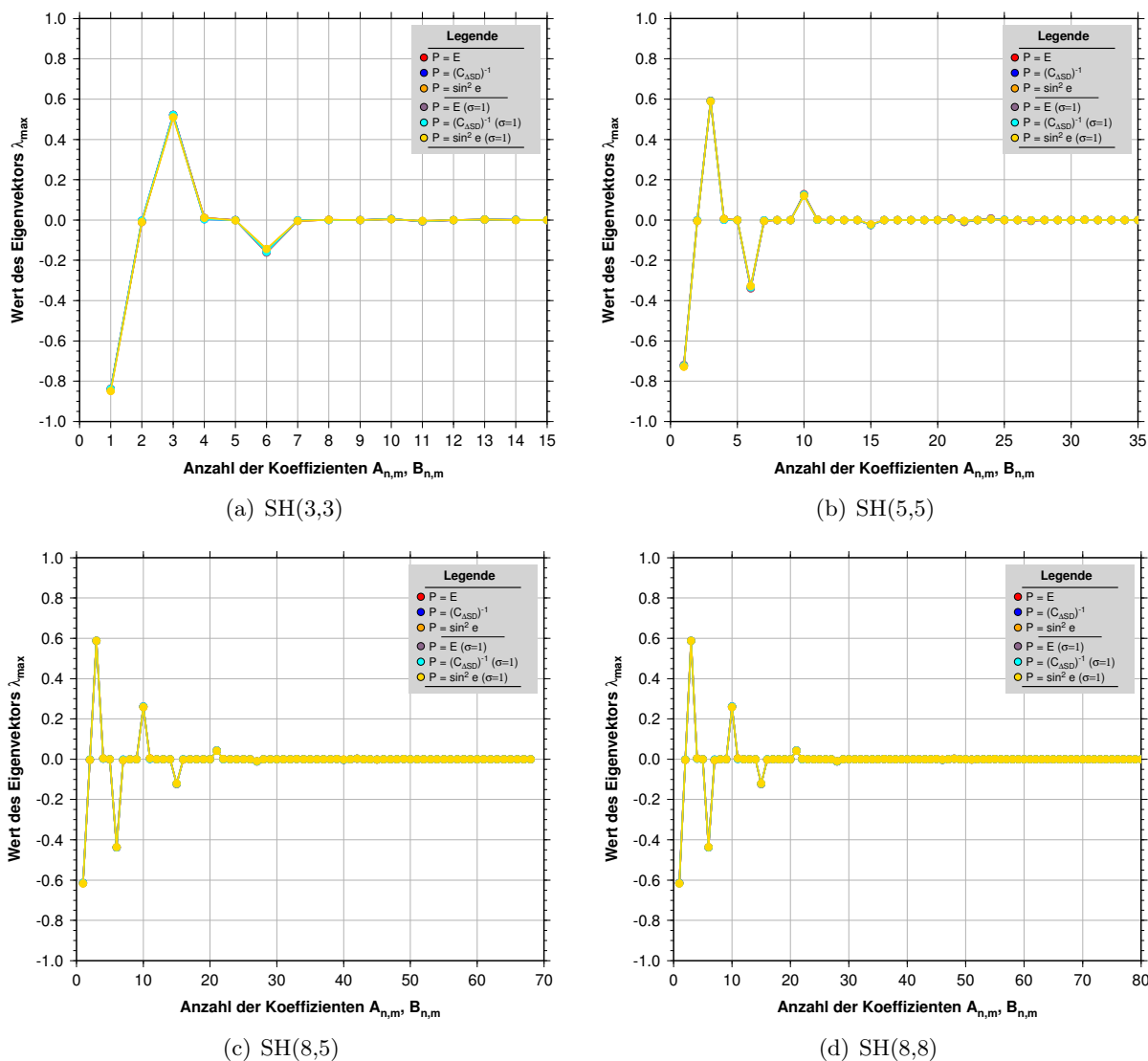


Abbildung 4.8: Darstellung des Eigenvektors zum größten Eigenwert  $\lambda_{max}$  für verschiedene Entwicklungen SH(n,m).

Hansen (1984) und Koch (2004) mit einer Filterung der geschätzten SH-Koeffizienten gleichgesetzt werden. Eine weitere und wichtige Frage in diesem Zusammenhang ist, welche Parameter die für das GNSS-Antennenpattern die wesentlichen Informationen transportieren. Hierzu eignet sich das Studium der zu den Eigenwerten aus Abbildung 4.8 zugehörigen Eigenvektoren, die in der Abbildung 4.7 für die vier SH(n,m)-Entwicklungen zusammengestellt sind.

Die zur Lösung wesentlichen Informationen über die Geometrie des GDV bzw. PCC-Pattern werden von den niedrigen Koeffizienten der Kugelflächenfunktionen transportiert. Die normierten Vektorkomponenten des Eigenwertes auf der x-Achse entsprechen den geordneten SH(n,m) Koeffizienten beginnend mit  $\bar{A}_{10}$ . Je nach Ausprägung der azimuthalen und elevationsabhängigen Anteile im GDV- bzw. PCC-Pattern weisen die SH-Koeffizienten höherer Ordnungen ebenfalls Werte verschieden von Null auf. Wie der Abbildung 4.8(a) entnommen werden kann, sind nur die sehr niedrigen normierten Kugelfunktionskoeffizienten  $\bar{A}_{n,m}$  deutlich von Null verschieden. Zusätzlich sind die Kugelfunktionskoeffizienten  $\bar{B}_{n,m}$  nicht deutlich von Null verschieden. Aus diesen Informationen kann bereits geschlussfolgert werden, dass das resultierende Pattern relativ kugelsymmetrisch mit einigen azimuthalen Abweichungen ist. Diese Beobachtungen bestätigen sich auch mit zunehmendem Grad und Ordnung, wie die Abbildungen 4.8(b)-4.8(d) zeigen, so dass bereits eine Entwicklung von SH(5,5) das gewünschte Ergebnis liefern könnte. Das zugehörige GDV-Pattern wird in dieser Arbeit im Kapitel 5 in der Abbildung 5.3(a) gezeigt und bestätigt die diskutierten Annahmen eines recht kugelsymmetrischen Antennen-Patterns.

Fehlerart	funktionales Modell	stochastisches Modell	Korrelationslängen
$\delta t^j$	Polynom 2. Ordnung	weißes Rauschen	0
$\delta d_s^j$	konstant	integriertes weißes Rauschen	0
$\delta t_A$	-	weißes Rauschen	0
$\delta d_{s,A}$	konstant	integriertes weißes Rauschen	0
$\delta \vec{o}$	kartesische Parameter	3d Gauss-Markov-Prozess	-
$\delta I_{f,A}^j$	Schichtmodell mit bilinearen Polynom	3d Gauss-Markov-Prozess	200-1000 km
$\delta T_k^j$	modifiziertes Hopfield Modell	2-Maßstab/Station	1- mehrere h
$\delta_{pcc_k}^j(\varphi, \theta, f)$	Kalibrierung	-	
$\delta M_{f,A}^j$	Kalibrierung	-	
	elevationsabhängige Gewichtung	Gauss-Markov-Prozess 1. O.	
$\delta E_{f,A}^j$	-	-	
$\delta W_{f,A}^j$	-	-	
$N_{f,A}^j$	konstant, wenn gelöst	-	
$\epsilon_{f,A}^j$	-	weißes Rauschen	0

**Tabelle 4.2:** Beschreibung von GNSS-Fehlerquellen einer Station  $A$  sowie eines Signals  $s$  und Frequenz  $f$  anhand funktionaler und stochastischer Parameter nach [Seeber und Böder \(2002, S. 14\)](#).

## 4.5 Operationeller Ansatz zur GNSS-Antennenkalibrierung

Das operationelle Verfahren zur Antennenkalibrierung wurde im Rahmen eines BMBF/DLR finanzierten Forschungsvorhabens ([Seeber und Böder, 2002](#)) entwickelt und zu einem wirtschaftlichen Produkt finalisiert. Publikationen bezüglich der dort implementierten Verfahren sind in der Literatur sehr allgemein gehalten ([Wübbena, 1985](#)). Dennoch bilden die abgeleiteten PCC im aktuellen AN-TEX 1.4 Format den Großteil der aktuell durch den IGS publizierten Korrekturdaten innerhalb eines freien, wissenschaftlichen Netzwerks, wie z.B. auch der Tabelle 2.8 entnommen werden kann.

An dieser Stelle lässt sich festhalten, dass die Berechnung der PCC im Echtzeitverfahren mit un-differenzierten Trägerphasen-Beobachtungen in einem Kalman Filter Ansatz realisiert ist, wie es in [Wübbena et al. \(2000\)](#) und [Seeber und Böder \(2002\)](#) vorgestellt wurde. Eine genaue Kenntnis über die aufgesetzten Parameter und die Form der Filtereinstellungen und stochastischen Modellierungen sind bis auf die in der Tabelle 4.2 angegebenen Informationen in keiner weiteren Publikation bezüglich der Antennenkalibrierung verfügbar. Da dieses Verfahren in dieser Arbeit nicht im Vordergrund steht, seien deshalb an dieser Stelle nur die entsprechenden Literaturhinweise für ein vertieftes Studium angegeben, ([Wübbena et al., 1996](#); [Menge et al., 1998](#); [Wübbena et al., 1999, 2000](#); [Böder et al., 2001](#); [Seeber und Böder, 2002](#); [Menge, 2003](#); [Schmitz et al., 2002, 2006](#)).

## 4.6 Alternative Ansätze zur Modellierung

Ziel der Antennenkalibrierung ist es, durch die auf der Antennenhemisphäre vorliegenden Beobachtungen und dem in Gleichung (4.9) vorgestellten Modell eine Oberfläche zu schätzen. Dahingehend ergibt die formulierte Zielfunktion zur Bestimmung der Variationen für Träger- und Codephasenbeobachtung

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left\{ \begin{array}{l} \delta_{gdv}(\varphi, \theta) \\ \delta_{pcc}(\varphi, \theta) \end{array} \right\} \sin \theta \, d\theta d\varphi = \min, \quad (4.44)$$

um die gesuchten Parameter (Kugelfunktionskoeffizienten) im Sinne einer Ausgleichung nach kleinsten Quadraten aus den Beobachtungen zu erhalten.

### 4.6.1 Hemisphärische Kugelflächenfunktionen

Kugelfunktionen sind zunächst per Definition für eine Vollkugel gültig, (Hobson, 1931; Heine, 1861; Bronstein et al., 2005). Bei der Bestimmung der Kugelfunktionskoeffizienten nach Gleichung (4.8) liegt eigentlich ein Formfehler vor, da zwar eine vollständige Kugel geschätzt, aber nur Daten für eine Hemisphäre, also eine obere Halbkugel vorliegen. Trotzdem lässt sich die Koeffizientenschätzung dahingehend stabilisieren, konsistente Daten zu schätzen. Zum einen dadurch, dass nicht alle Kugelfunktionen zur Schätzung angesetzt werden müssen und zum anderen, dass Beobachtungen mit  $-5^\circ$  unterhalb des Antennenhorizontes die Variationen der Code- und Trägerphase am Horizont stabilisieren.

Überlegungen zur Nutzung von Flächenfunktionen, die eine hohe Ähnlichkeit zu den Kugelflächenfunktionen haben, sind zunächst Gedankenexperimente, sollten aber bei künftigen Arbeiten zusätzlich in Betracht gezogen werden. So stellen zum Beispiel Haines (1988) und Santis et al. (1999) in ihren Arbeiten die enge Verwandtschaft der Kugelflächenfunktionen zu den hemisphärischen Kugelflächenfunktionen her. Auch Gautron et al. (2004) diskutieren für Anwendungen in der Computer Vision (CV) zunächst Transformationsformeln und stellen vielversprechende Ergebnisse zur optimierten Oberflächendarstellung vor. Die grundlegende Herausforderung ist jedoch die korrekte Darstellung der hemisphärischen Kugelflächenfunktionen am Horizont, da in den vorgestellten Ansätzen den Grenzen der hemisphärischen Kugelflächenfunktionen auf feste Werte definiert werden und nicht variabel sind. Dies entspricht aber nicht den physikalischen Eigenschaften der Antennen als Kugelstrahler. Dennoch sind diese Ansätze vielversprechend, und wie bereits Santis et al. (1999) in seinem Beitrag andeutete, befinden sich die hemisphärischen Kugelfunktionen noch in einem anfänglichen Forschungsstadium.

### 4.6.2 Kammerkalibrierung

Die Bestimmung der Trägerphasenvariationen  $\delta_{pcc_f}(\varphi, \theta)$  müssen nicht zwangsweise über Kugelfunktionen bestimmt werden. Im Zuge der Entwicklung der Antennenkalibrierung in der echolosen Kammer, wie in Campbell et al. (2004) beschrieben und später durch Zeimetz und Kuhlmann (2008) sowie schließlich in Zeimetz (2010, S. 34) umgesetzt, werden für das funktionale Modell

$$\underbrace{\delta_{pcc_f}(\varphi, \theta)}_{\mathbf{v}} = r_f + \underbrace{\mathbf{p}_f \cdot \begin{bmatrix} \cos \varphi \sin \theta \\ \sin \varphi \sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix}}_{\mathbf{Ax}} - \underbrace{l(\varphi, \theta)}_{\mathbf{l}} \quad (4.45)$$

$$\mathbf{v} = \mathbf{Ax} - \mathbf{l},$$

die am Netzwerkanalysator erfassten Beobachtungen  $l(\varphi, \theta)$  im Sinne der Gleichung (4.44) mit minimalen orthogonalen Abständen bezüglich einer Kugel mit der entsprechenden Bedingung

$$\mathbf{v}^T \mathbf{v} = \min \quad (4.46)$$

geschätzt. Die gesuchten Antennenparameter  $\delta_{pcc_f}(\varphi, \theta)$  werden direkt aus den Residuen abgeleitet. An dieser Stelle existiert zur Roboterkalibrierung nach dem Hannoverschen Verfahren eine Gemeinsamkeit, denn auch in der echolosen Kammer ist der absolute Term  $r_f$  (unbekannter Skalierungsparameter) nicht modellierbar (siehe auch Abschnitt 4.2.2). Der Begriff der absoluten Antennenkalibrierwerte bezieht sich explizit auf die Unabhängigkeit von einer Referenzantenne. Trotzdem bleibt das GDV/PCV-Pattern ein relatives Pattern im Sinne der GNSS-Beobachtungsmodellierung.

Im Vergleich zur Roboterkalibrierung bestehen aber auch wesentliche Unterschiede: Zum einen werden synthetische Signale in Verbindung mit einem Netzwerkanalysator verwendet, wodurch eine sehr genaue Differenz zwischen ausgesendetem und empfangenen Signal gebildet werden kann. Der hierbei limitierende Faktor ist aber die Signalverzögerung innerhalb der verwendeten Instrumente und Kabel, die für eine Präzision im Submillimeterbereich mit einer Auflösung unterhalb einer Picosekunde vorliegen müssen. Zum anderen wird eine unabhängige Flächenform verwendet, um die Beobachtungen auf der Antennenhemisphäre zu modellieren.



— *Die gefährlichste aller Weltanschauungen  
ist die Weltanschauung der Leute,  
welche die Welt nicht angesehen haben.*

Alexander v. Humboldt, Naturforscher

# 5

## Bestimmung und Qualitätsanalyse von GDV bei verschiedenen GNSS-Antennen

Das Kapitel befasst sich mit der praktischen Umsetzung des experimentellen Verfahrens der absoluten GDV-Antennenkalibrierung. Die ermittelten GDV für verschiedene Signale sind abschließend bezüglich der Relevanz und Signifikanz diskutiert. Dabei spielen die gewählten Designparameter eine wesentliche Rolle, wie bereits in [Dong et al. \(2006\)](#) publiziert. Es kann gezeigt werden, dass die im Rahmen dieser Arbeit analysierten geodätischen Antennen ein sehr geringes GDV-Pattern vorweisen. Gegensätzliche Ergebnisse lassen sich für low-cost Antennen für den Navigationsbereich zeigen.

Ein weiteres und sehr wichtiges Thema ist die Austauschbarkeit von GDV-Ergebnissen auf der Grundlage eines einheitlichen Datenformates.

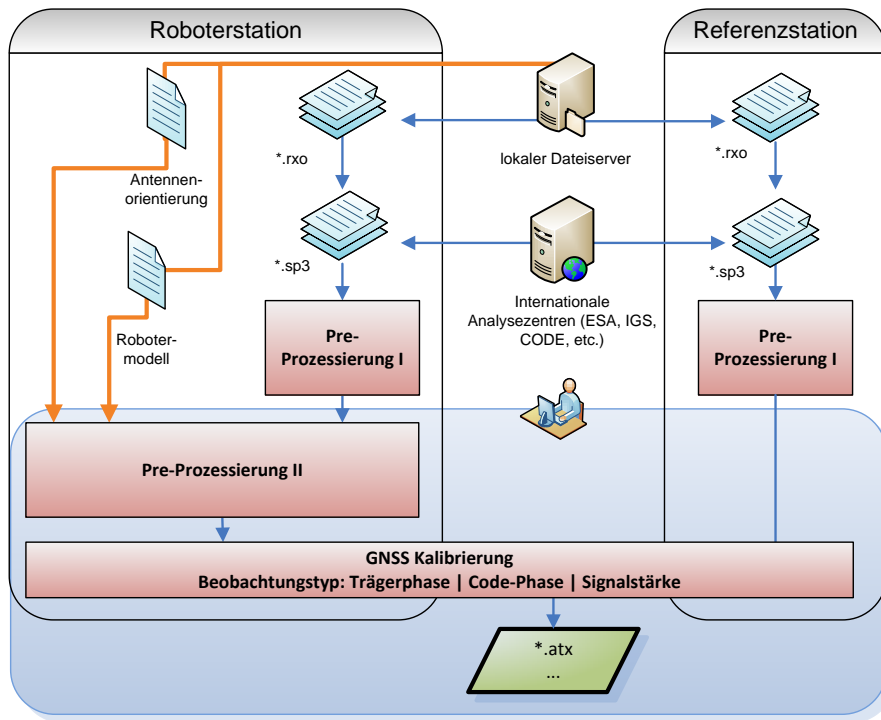
### 5.1 GPS/GNSS-Kalibrierprozessor - Post-Prozessing

Im Rahmen der Arbeit wurde ein Matlab<sup>®</sup> basierter Post-Prozessor zur Bestimmung der GDV/P-CV von GNSS/GPS Antennen entwickelt. Der schematische Aufbau des Post-Prozessors kann der [Abbildung 5.1](#) entnommen werden, wo zusätzlich einige Details durch die vereinheitlichte Auszeichnungssprache [unified markup language] (UML) verdeutlicht sind. Die entwickelte Kalibrier-Toolbox bildet die softwareseitige Umsetzung des in [Abschnitt 2.6](#) vorgestellten experimentellen Verfahrens zur absoluten Antennenkalibrierung nach dem Hannoverschen Prinzip. Die Implementierung des Post-Prozessors umfasst die in [Abbildung 5.1\(a\)](#) skizzierten und durch UML modellierten ([Abbildung 5.1\(b\)](#)) Arbeitsschritte, ([Kersten und Schön, 2012a](#)):

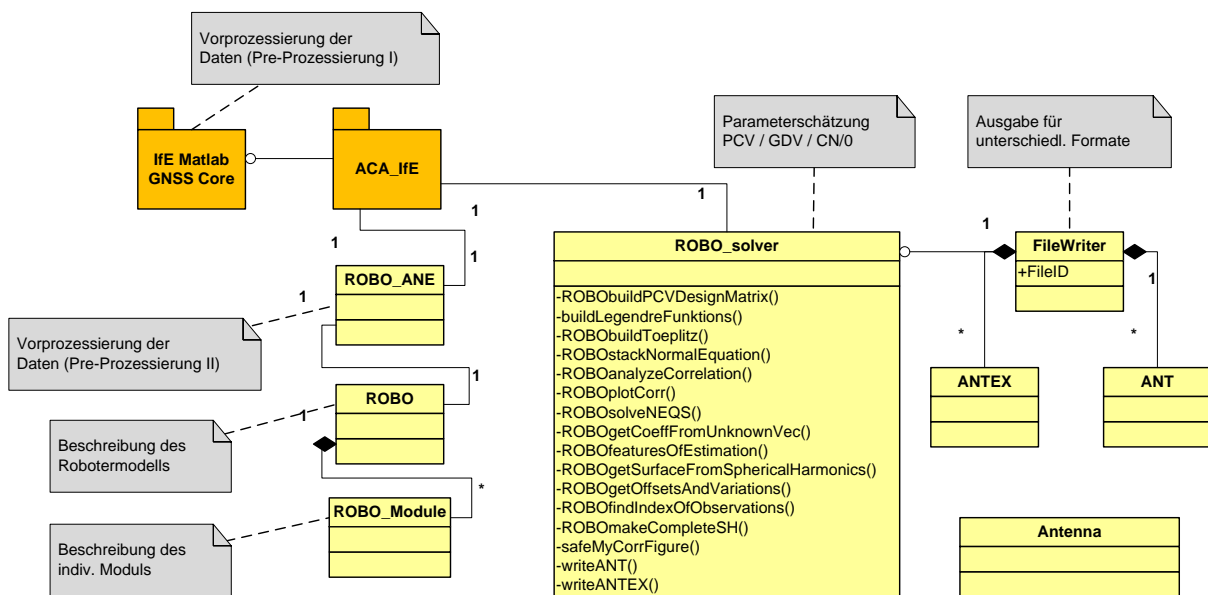
**Pre-Prozessierung I** Der erste Verarbeitungsschritt umfasst die Einlesung der Ephemeriden bzw. der Orbitdateien (\*.SP3 Format) sowie der Beobachtungen und die Vorbereitung der Daten unter Annahme einer statischen Basislinie. Diese Arbeitsschritte sind bereits über eine am IfE vorhandene GNSS-Software-Toolbox abgebildet.

**Antennenorientierung** Die Orientierung der Antenne wird durch einen Roboter zu vorgegebenen Zeitpunkten verändert, die Orientierungsparameter müssen daher über eine externe Datei zusätzlich eingeführt werden.

**Robotermodell** Das in [Abschnitt 3.5](#) vorgestellte und vollständige Robotermodell ist notwendig, um die hohe Anfahrtspräzision bzw. Restefekte der Antennenorientierungen zu korrigieren, ([Leistner, 2000](#); [Seeber und Böder, 2002](#); [Paffenholz et al., 2007](#); [Meiser, 2009](#)). Im Rahmen der Modellierung mit UML ([Abbildung 5.1\(b\)](#)) ist zunächst jedes PowerCube Modul einzeln durch `ROBO_Module` charakterisiert und wird über die Struktur `ROBO` zu einem vollständigen Roboterarm zusammengesetzt. Der Roboterarm ist dementsprechend eine Instanz verschiedener Module, die individuelle Eigenschaften besitzen. Die notwendige Datenzentrierung ist über die Struktur `ROBO_ANE` abgebildet.



(a)



(b)

**Abbildung 5.1:** Schematischer Aufbau des experimentellen Verfahrens (aktuell im Post-Prozessing) zur GNSS-Antennenkalibrierung am IfE (a) und UML Diagramm der wesentlichen Programmparameter zur GDV Berechnung (b).

**Pre-Prozessierung II** Der zweite Vorverarbeitungsschritt umfasst die Datenzentrierung, d.h. Transformation der Daten auf die jeweilige Antennenorientierung und die anschließende Vorbereitung des verkürzten Beobachtungsvektors (Differenz zwischen gemessener und berechneter Größe [observed minus computed] (OMC)) für die notwendigen Beobachtungstypen, siehe Abbildung 5.1(a). Hierunter fällt auch die zu berücksichtigende Korrektur des Phase Wind up (Wu et al., 1993) für die Trägerphasenbeobachtung (vgl. Abschnitt 3.4). Ebenfalls sind zusätzliche Analysetools implementiert, die ein Qualitätsmanagement der Datenzentrierung und weiterführende Analysen erlauben.



**GNSS-Kalibrierung** Der zentrale Schritt der GNSS-Kalibrierung ist durch gesonderte Softwaretools innerhalb des `ROBO_solver` abgebildet. Dort sind Funktionen zusammengefasst, die zur Analyse der Kugelfunktionskoeffizienten als auch für die Synthese (Erstellung der GDV bzw. PCV Werte in einer tabellierten Form<sup>1</sup>) notwendig sind. Da das aktuelle ANTEX 1.4 Format (Rothacher und Schmid, 2010) keine Datenhaltung für GDV vorsieht, wird eine modifizierte Version verwendet (siehe ebenfalls Abschnitt 5.4). Eine anschließende Ausgabe der Korrekturparameter in andere Formate (Geo++<sup>®</sup> \*.ANT/\*.ANE oder ähnliche) ist ebenfalls möglich. Analysetools erlauben die Evaluierung und Validierung der geschätzten SH(n,m)-Koeffizienten.

## 5.2 Antennenkorrekturen - Diskussion

Erste Testkalibrierungen nach dem experimentellen Ansatz wiesen für unterschiedliche Frequenzen sowohl signifikante als auch nicht signifikante GDV-Pattern auf, (Kersten et al., 2012). Die Signifikanz der detektierbaren GDV ist in engem Zusammenhang zum jeweiligen Antennendesign und analysierten Signal zu betrachten.

Im diesem Abschnitt werden zunächst die Pattern der unterschiedlichen Antennen für die entsprechenden Signale analysiert. Anschließend sind Studien vorgestellt, deren Fokus hauptsächlich auf die Wiederholbarkeit des GDV-Patterns gerichtet ist. Parallel hierzu ist ebenfalls die Unabhängigkeit der GDV-Kalibrierung von der Örtlichkeit und der Kalibriereinrichtung zu diskutieren.

Für die Analyse der GDV-Kalibrierungen wurde das in Abschnitt 2.6 vorgestellte Verfahren im experimentellen Ansatz angewendet. Die genutzten GNSS-Empfänger (Javad Delta TRE\_G3T) sind hinsichtlich ihrer Tracking-Eigenschaften (Parameter für die GNSS-Signalverfolgung) zu keinem Zeitpunkt verändert worden. Es ist davon auszugehen, dass identische Parameter für die Empfänger während der GDV-Kalibrierung vorlagen. Eine detaillierte Analyse des Einflusses der Tracking-Parameter, vor allem bezüglich der Einstellungen der Codephasenregelschleife [delay lock loop] (DLL) und davon abhängiger Filter sind nicht Inhalt dieser Arbeit, sollten aber gerade vor dem Hintergrund der Vergleichbarkeit der GDV-Pattern in naher Zukunft intensiv studiert und berücksichtigt werden. Diese Fragestellung sollte in engem Zusammenhang mit den Einflüssen der Trägerphasenregelschleife [phase lock loop] (PLL) für die Trägerphasenkalibrierung (PCV) diskutiert werden. Denn die Einstellungen der PLL können auf die PCV Kalibrierung einen signifikanten Einfluss ausüben, wie entsprechende Studien in Abschnitt 6.6 deutlich zeigen.

Für die Studien sind die am IfE zur Verfügung stehenden GNSS-Antennen verwendet worden, die einen kleinen Ausschnitt vorhandener GNSS-Antennen liefern. Die Auswahl der Antennen ist aber dennoch wichtig, um die GDV in Verbindung mit dem entsprechendem Antennendesign intensiv zu betrachten.

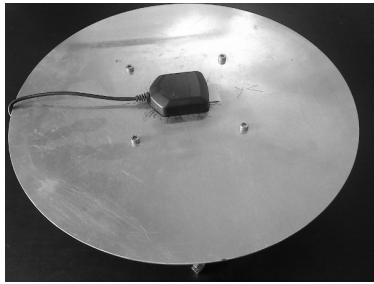
### 5.2.1 GDV-Kalibrierungen für GPS C/A

Für Testkalibrierungen auf dem C/A Signal wurden Antennen analysiert, die für verschiedene Anwendungen optimiert sind und damit einhergehend unterschiedliche Designs aufweisen. Exemplarisch sind in der Abbildung 5.2 die Ergebnisse einiger GPS C/A GDV gegenübergestellt.

Für eine low-cost  $\mu$ blox Einfrequenz-Antenne konnte ein asymmetrisches GDV-Pattern mit Magnituden von bis zu 1.7 m bestimmt werden. Diese Größenordnung mag auf den ersten Blick unverhältnismäßig erscheinen, doch bereits Dong et al. (2006) konnte anhand von Antennen-Software Tools und eigenen Experimenten vergleichbare Größenordnungen bestimmen. Einen wesentlichen Beitrag dabei hat das spezifische Antennendesign mit der sehr hoch gewählten Dielektrizitätskonstante und der Single-Feed Architektur, (ublox AG, 2009). Wie bereits in Abschnitt 2.3 ausführlich diskutiert wurde, steht die Dielektrizitätskonstante sowie die Speisungstechnik im direkten Zusammenhang

---

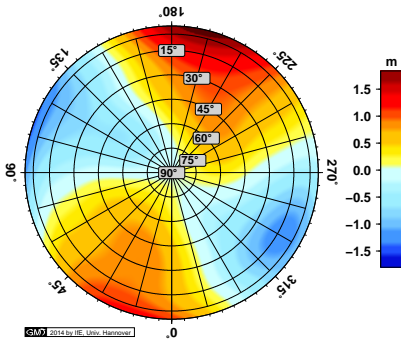
<sup>1</sup>Für die Erstellung der PCV- bzw. GDV-Tabelle im ANTEX 1.4 Format wird standardmäßig ein  $5^\circ \times 5^\circ$  Raster gewählt. Höher auflösende Gitterwerte (z.B. im  $1^\circ \times 1^\circ$  Raster) sind möglich, aber nicht unbedingt notwendig, da gewöhnlich kein signifikanter Mehrwert erhalten wird.

(a)  $\mu$ blox ANN\_MS\_GP

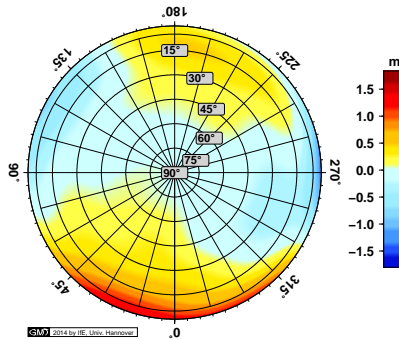
(b) Ashtech Marine



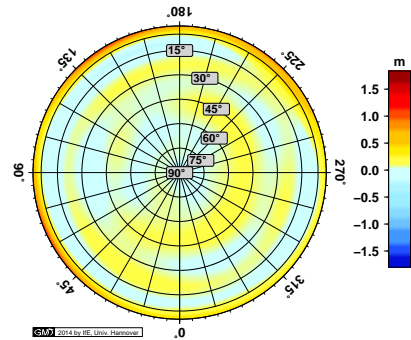
(c) Javad RegAnt



(d) GPS C/A GDV



(e) GPS C/A GDV



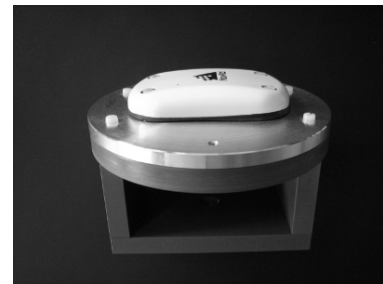
(f) GPS C/A GDV



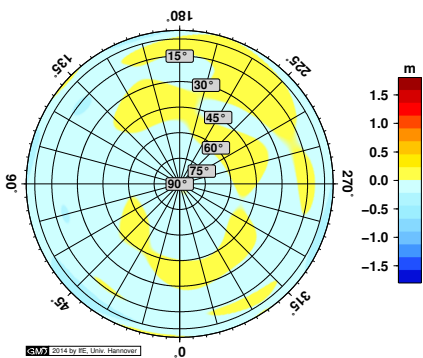
(g) NAX3G+C



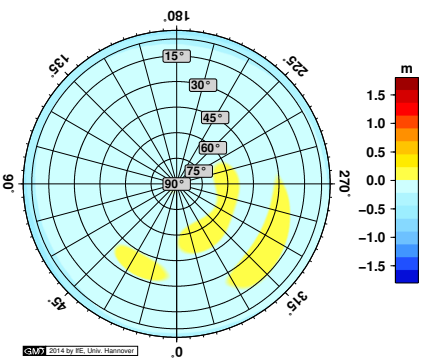
(h) Leica AX1202GG



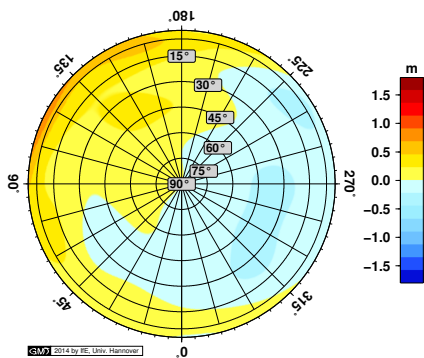
(i) Novatel NOV512



(j) GPS C/A GDV



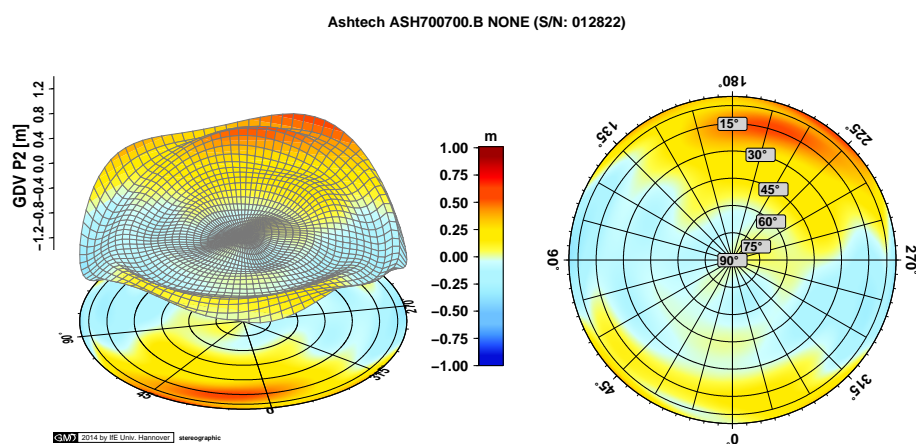
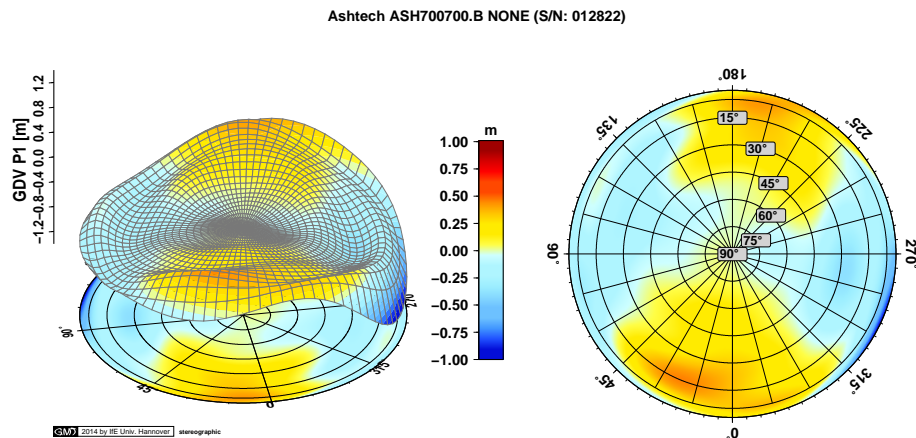
(k) GPS C/A GDV



(l) GPS C/A GDV

**Abbildung 5.2:** Ergebnisse der GDV-Kalibrierung für GPS C/A Codephase für Antennen verschiedenster Anwendungsbereiche. Deutliche Ausprägung des GDV-Pattern für eine low-cost Navigationsantenne (a,d) mittlere GDV-Pattern für eine nautische Navigationsantenne (b,e) und geringe Abweichungen für eine gekapselte 2d Choke Ring Antenne (c,f)

mit dem Wirkungsgrad der Antenne und der entsprechenden geometrischen Dimension. Diese Eigenschaften erklären auch das vollständig asymmetrische GDV-Pattern der Antenne. Eine Verstärkung der ungünstigen Eigenschaften (asymmetrisches Pattern, etc.) wird zweifelsohne durch die zusätzlich hinzugefügte Grundplatte hervorgerufen. Diese Art von low-cost Antennen sind aber gerade für die Anbringung an großen Grundplatten optimiert (z.B. Anbringung auf dem Autodach). Somit ist die Verstärkung des Antennenempfangsverhaltens (Anbringung einer Grundplatte aus homogenen Mate-



**Abbildung 5.3:** Ergebnisse der GDV Antennenkalibrierung auf den Codephasen P1 und P2 für eine Ashtech Marine Antenne ASH700700.B NONE für GPS P1 (a) GPS P2 (b).

rial) ein gewünschter Nebeneffekt, der bereits im Antennendesign berücksichtigt wurde, (ublox AG, 2009).

Ergebnisse für eine vorrangig im nautischen Bereich eingesetzten GPS-Marine Antenne sind in der Abbildung 5.2(e) präsentiert. Auch für diese Antenne ist ein asymmetrisches Verhalten festzustellen. Die Magnituden der GDV nehmen für diese Antenne Größenordnungen von ca. 0.6 m an und sind wesentlich geringer als die bei der  $\mu$ blox Antenne erhaltenen Abweichungen. Diese Eigenschaft ist ebenfalls in engem Zusammenhang mit dem Antennendesign verknüpft. Die Ashtech Marine Antenne ist mit ihrem Durchmesser von  $d = 0.243$  m gut sechsmal so groß wie die  $\mu$ blox Antenne, was die Verwendung deutlich anderer Materialien erlaubt. Ebenfalls kann für die Zweifrequenzantenne gegenüber der  $\mu$ blox Antenne ein deutlich geringeres Phasenrauschen abgeleitet werden. Letztendlich ist die Abschätzung der Antennenperformance auch eine Frage der jeweiligen Kosten und Nutzen sowie anderwertigen Anforderungen wie Einbaugröße und -tiefe. Vergleichbare bzw. optimierte Qualitäten, wie sie für die Ashtech Marine Antenne identifiziert wurden, können aktuell bei entsprechenden RTK-Antennen erwartet werden.

Für geodätische Antennen, wie z.B. der JPS\_REGANT\_DD\_E (Javad Dual-depth Choke Ring encapsulated, (Fillipov et al., 1998)) aus Abbildung 5.2(f), ließ sich hingegen ein sehr symmetrisches und homogenes GDV-Pattern identifizieren. Die azimuthalen Abweichungen der GDV von einem idealen Kugelstrahler nehmen für den Elevationsbereich  $10^\circ \leq e \leq 90^\circ$  0.3-0.4 m an. Magnituden von 0.5-0.6 m treten zwar ebenfalls auf, sind aber generell in den niedrigen Elevationen ( $e < 10^\circ$ ) zu detektieren, vgl. Abbildung 5.2(f).

Bemerkenswert ist die Performance aktueller geodätischer RTK Antennen, für die ebenfalls GPS C/A GDV bestimmt wurden. Die erhaltenen GDV sind durchaus mit den für Referenzstationsantennen erreichbaren GDV-Werten vergleichbar, wie Abbildung 5.2(j) und 5.2(k) deutlich zeigen. Im Gegenteil hierzu zeigen die GDV für eine in Abbildung 5.2(l) dargestellte Flugzeugnavigationsantenne ein leicht asymmetrisches Pattern mit Werten von bis zu 0.5 m. Beeinträchtigungen im Flugverkehr durch GDV an Flugzeugnavigationsantennen wurden auch durch [Murphy et al. \(2007\)](#) analysiert. In dieser Arbeit sind die zu erwartenden Beeinträchtigungen der hier vorgestellten GPS C/A GDV anhand einer Flugzeugtrajektorie in Abschnitt 6.2 studiert worden.

### 5.2.2 GDV Kalibrierungen für GPS P1(Y) und P2(Y)

Parallel zu den Untersuchungen der C/A Codephase wurden zusätzlich die Signale der GPS P1 und P2 Codephasen studiert. An dieser Stelle wird zunächst die Hypothese aufgestellt, dass auch - wie bereits bei dem C/A Codephasen gezeigt - signifikante Abweichungen der GDV für die GPS P1 und P2 Codephasen bestimmt werden können.

Der Abbildung 5.3 sind die GPS P1 und P2 GDV der Codephasenbeobachtung zu entnehmen. Es ist erkennbar, dass sich für die nautische Navigationsantenne (Ashtech Marine) auf den P1 und P2 Codephasen im Gegensatz zu den C/A Codephasen ähnliche, aber nicht identische GDVs bestimmen lassen. Das berechnete Pattern weist für beide Frequenzen ein asymmetrisches Verhalten auf, welches vorrangig durch azimutale Abweichungen geprägt ist. Die Abweichungen im GDV-Pattern in Richtung der Elevation sind daher hauptsächlich den ausgeprägten Abweichungen in Azimut zuzuordnen. Maximale Abweichungen im GPS P1 GDV-Pattern einer Ashtech Antenne können mit 0.5 m bei ca.  $15^\circ$  -  $30^\circ$  Azimut und im Bereich  $15^\circ \leq e \leq 30^\circ$  festgestellt werden. Für die Frequenz GPS P2 sind Abweichungen von ca. 0.6 m für den Bereich  $180^\circ$  -  $225^\circ$  Azimut und den Elevationsbereich  $10^\circ \leq e \leq 25^\circ$  zu identifizieren. Zusätzlich liegt auch auf dieser Frequenz ein asymmetrisches Verhalten des GDV-Patterns vor. Eine interessante Beobachtung an dieser Stelle ist, dass die maximalen Abweichungen im GPS P1 GDV-Pattern nicht mit denen aus dem P2 deckungsgleich sein müssen. Diese auftretenden Größenordnungen der maximalen Abweichungen liegen oberhalb des Rauschens der GPS P1 bzw. P2 Codephase. Aus diesem Grund lassen sich Effekte der GDV-Pattern sowohl in den Beobachtungen als auch in den abgeleiteten Größen identifizieren. Wie im Abschnitt 6.5 gezeigt wird, können sich bereits marginale GDV-Pattern auf beiden Frequenzen ungünstig bei der Bildung der ionospärenfreien (P3) Linearkombination fortpflanzen und die Mehrdeutigkeitsanalyse mit Hilfe der MW-LK beeinträchtigen.

Aus Abbildung 5.4 lässt sich erkennen, dass typisch-geodätische GNSS-Referenzstationsantennen ein gering ausgeprägtes GDV-Pattern vorweisen. Die auftretenden GDV sind mit Werten von ca. 0.3-0.4 m (vgl. Abbildung 5.4(d) - 5.4(g)) im Bereich des Rauschens der Codephasenbeobachtung einzuordnen. In niedrigen Elevationen ( $e \leq 15^\circ$ ) können zwar bisweilen auch Abweichungen mit Werten von bis zu 0.4 m auftreten, dennoch kann für den restlichen Elevationsbereich ein sehr symmetrisches und vor allem homogenes GDV-Pattern erwartet werden. Für die im Rahmen dieser Arbeit studierten geodätischen Choke Ring Antennen konnten keine signifikanten GDV bestimmt werden, [Kersten und Schön \(2012c\)](#).

Für die Trimble Zephyr Antenne kann auf dem Signal P1 ein genereller Offset der GDV-Abweichungen mit einer maximalen Magnitude von 0.25 m bestimmt werden, wie Abbildung 5.4(e) eindeutig zeigt. Auf dem Signal P2 ließ sich hingegen ein Offset mit dieser Größenordnung nicht bestätigen (vgl. Abb. 5.4(h)).

Entsprechend zu den GPS P1 GDV der 3d Choke Ring Antenne aus Graphik 5.4(d) konnten für die P1 und P2 GDV einer vergleichbaren 2d Choke Ring Antenne die auftretenden Größenordnungen bestätigt werden, siehe auch Abbildung 5.4(f) und 5.4(i), wo sich eine homogene Verteilung der GDV identifizieren ließ.



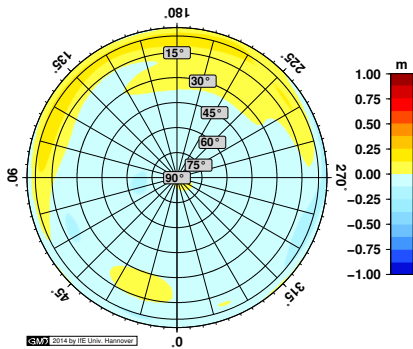
(a) Leica AR25.R3 LEIT



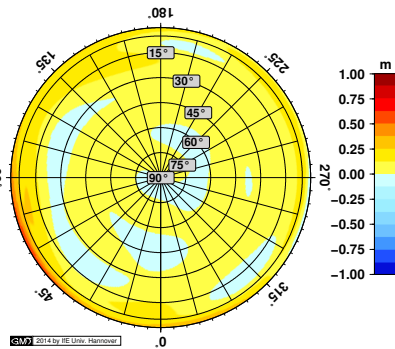
(b) Trimble Zephyr Geodetic



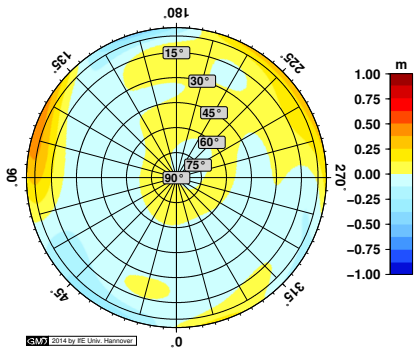
(c) Trimble TRM59900.00



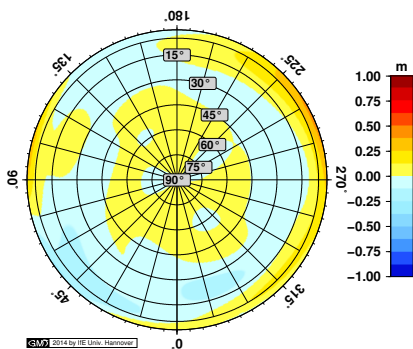
(d) GPS P1 GDV



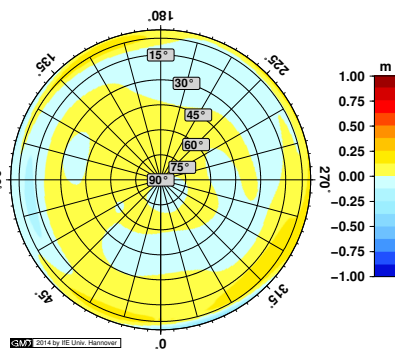
(e) GPS P1 GDV



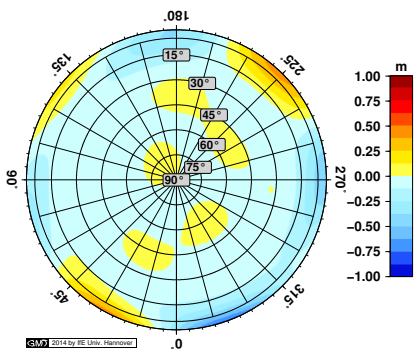
(f) GPS P1 GDV



(g) GPS P2 GDV



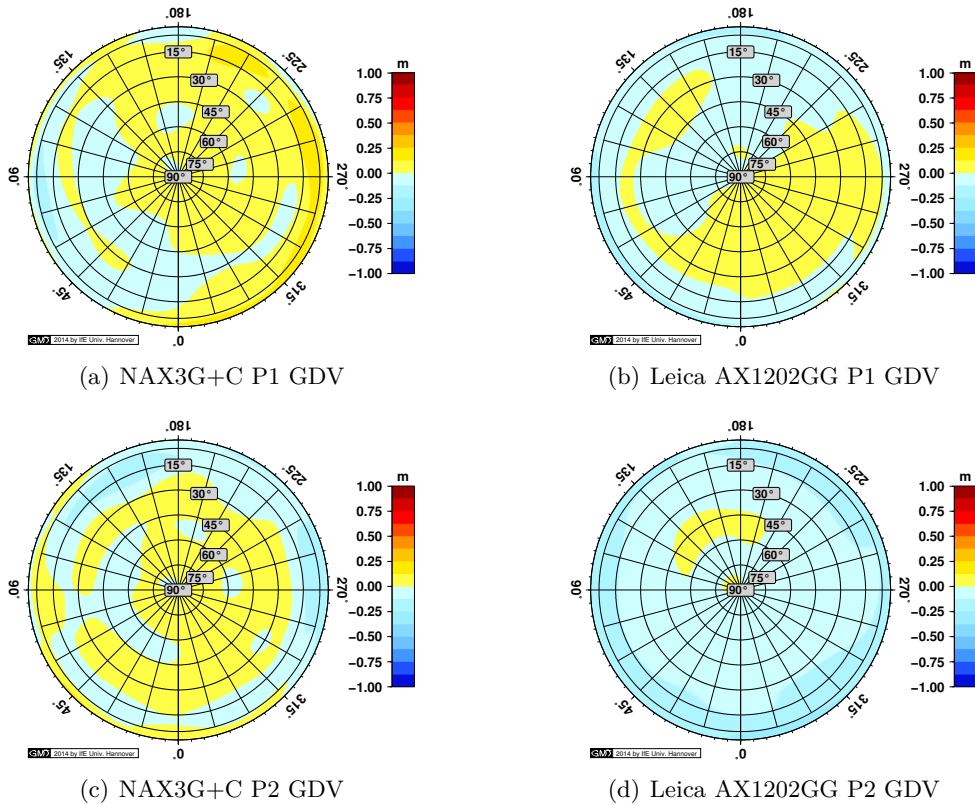
(h) GPS P2 GDV



(i) GPS P2 GDV

**Abbildung 5.4:** Bestimmung von GDV auf den Frequenzen und Signalen P1/P2 für verschiedene geodätische GNSS-Referenzstationsantennen.

Für geodätische RTK Antennen sind vergleichbare Ergebnisse zu erzielen. So ist für eine sehr breitbandige GNSS-Antenne (Popugaev und Wansch, 2009) ein sehr homogenes P1 und P2 Pattern zu detektieren. Die erzielten Ergebnisse liegen nahe am Rauschen der P1 bzw. P2 Codephasenbeobachtung, wie den Abbildungen 5.5(a) und 5.5(c) entnommen werden kann. Entsprechende Ergebnisse lassen sich auch für eine vergleichbare GNSS-Antenne (Kunysz, 2000) erzielen, vgl. Abbildungen 5.5(b) und 5.5(d). Beide Antennen weisen ein sehr geringes und für geodätische Antennen zu erwartendes GDV-Pattern auf beiden Frequenzen ( $L_1/L_2$ ) und Signalen (C/A und P1/P2) auf. Diese Studien spiegeln aber nur einen sehr begrenzten Teil geodätischer Antennen wider. Zur Erhebung signifikanter Aussagen bezüglich des Verhaltens geodätischer Antennen sollten zusätzlich umfangreiche Reihenanalysen initiiert werden, die aufgrund des Umfangs jedoch nicht Teil dieser Arbeit sind. Dennoch zeigen diese Untersuchungen eine deutliche Übereinstimmung mit den Analysen von Wübbena et al. (2008), die ebenfalls keine signifikanten GDV für geodätische Antennen nachgewiesen haben.



**Abbildung 5.5:** Ergebnisse des experimentellen Ansatzes zur Kalibrierung der GPS P1 und P2 GDV für geodätische RTK Antennen, NAX3G+C (a,c) nach Popugaev und Wansch (2009) und Leica AX1202GG (b,d) nach Kunysz (2000).

## 5.3 Validierung individueller Kalibrierungen

### 5.3.1 Signifikanz der GDV Kalibrierung

Im Rahmen der Studien wurden mehrere Verfahren zur Validierung der erhaltenen Ergebnisse analysiert, um vorrangig die Trennbarkeit zwischen anderen unbekanntem Parametern zu verifizieren. Hierzu wurde folgendes Verfahren gewählt:

- ▶ In einem ersten Schritt wurden die für eine spezielle Antenne berechneten GDV an die Codephasenbeobachtungen angebracht.
- ▶ Danach wurden mit den so korrigierten Eingangsdaten wiederum GDV-Parameter mit dem gleichen Algorithmus und den selben Einstellungen geschätzt.

Sollten die GDV nun tatsächlich die Codephasenbeobachtungen beeinflussen, so sollte in einem zweiten Berechnungsschritt nur noch ein Rauschen detektierbar sein. Die Ergebnisse sind für zwei Fälle in der Abbildung 5.6 gezeigt.

Für die sehr bewegten Magnituden des GPS C/A GDV-Patterns der  $\mu$ blox Antenne ANN-MS\_GP konnten nach der Korrektur der Beobachtungen kein signifikantes GDV-Pattern mehr identifiziert werden. Dies ist dadurch erklärbar, dass die Beobachtungen bereits vor dem Schätzen der GDV-Parameter korrigiert wurden, weshalb in dem in Abbildung 5.6(a) gezeigtem Ergebnis nur noch die Unzulänglichkeiten des Schätzalgorithmus selbst abgelesen werden können. Auf dem GDV C/A Pattern lassen sich nun nur noch Magnituden von  $\pm 0.05$  m oberhalb des Elevationsbereiches  $e \geq 10^\circ$  erkennen. Größere Abweichungen mit Werten von bis zu 0.15 m sind in den niedrigen Elevationen im Bereich von  $e \leq 10^\circ$  zu verzeichnen. Hier zeigt sich, dass der Algorithmus für niedrige Elevationen nicht optimal greift und das GDV-Pattern suboptimal wiedergibt. Dieses suboptimale Verhalten ist hauptsächlich auf die Kondition des Gesamtsystems zurückzuführen. Obwohl für die Schätzung Be-

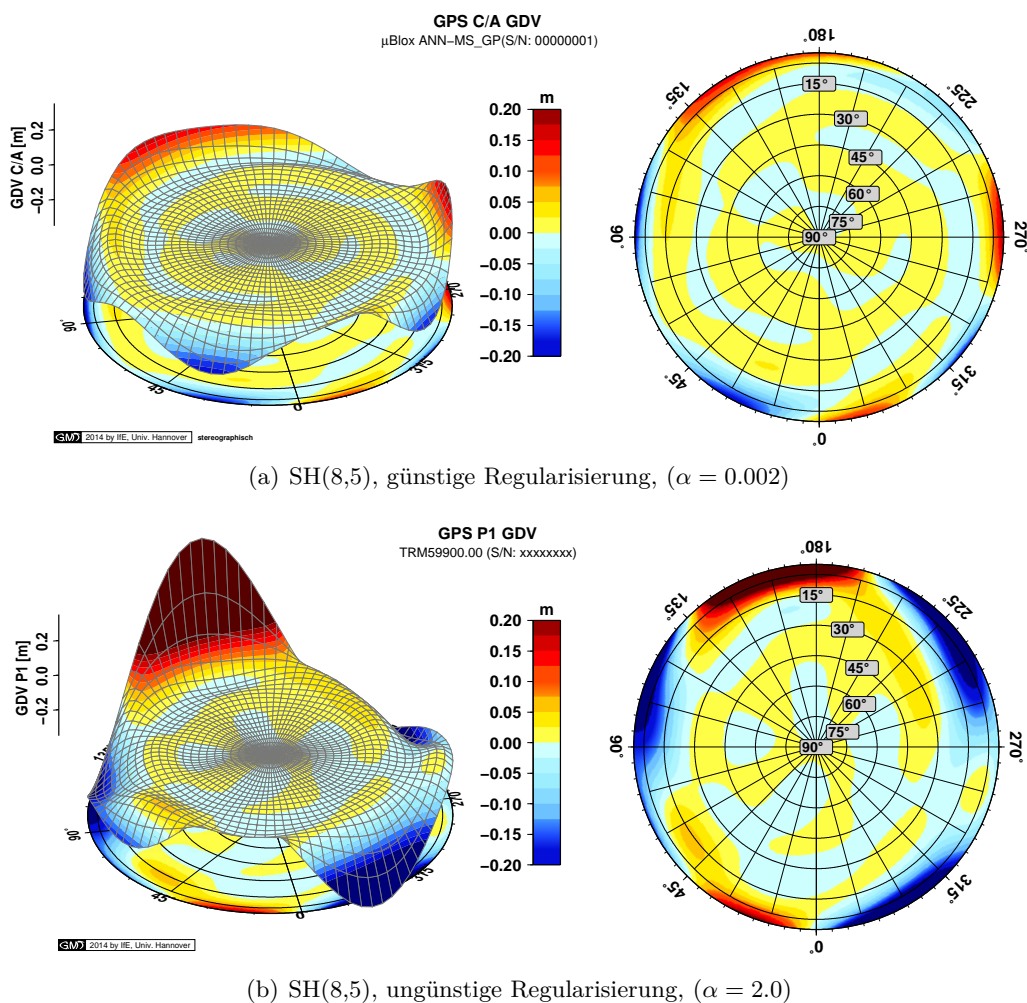
obachtungen von niedrigen Elevationen  $e \geq -5^\circ$  berücksichtigt werden, scheint diese Annahme für den vorgestellten Algorithmus nicht optimal zu sein.

Diese Tatsache wird um so deutlicher, betrachtet man das in Abbildung 5.6(b) dargestellte GPS P1 GDV-Pattern, welches mit einer zu starken Regularisierung erhalten wurde. Eine zu stark gewählte Regularisierung führt zu Oszillationen in den geschätzten SH und zu physikalisch nicht sinnvollen Ergebnissen im niedrigen Elevationsbereich. Dennoch ist für die mittleren Elevationen  $e \geq 15^\circ$  keine wesentliche Beeinträchtigung des Patterns feststellbar. Im Gegenteil sind für den Elevationsbereich  $15^\circ \leq e \leq 90^\circ$  vergleichbare Werte von  $\pm 0.05$  m detektierbar, wie zuvor für die GPS C/A GDV aus Abbildung 5.6(a).

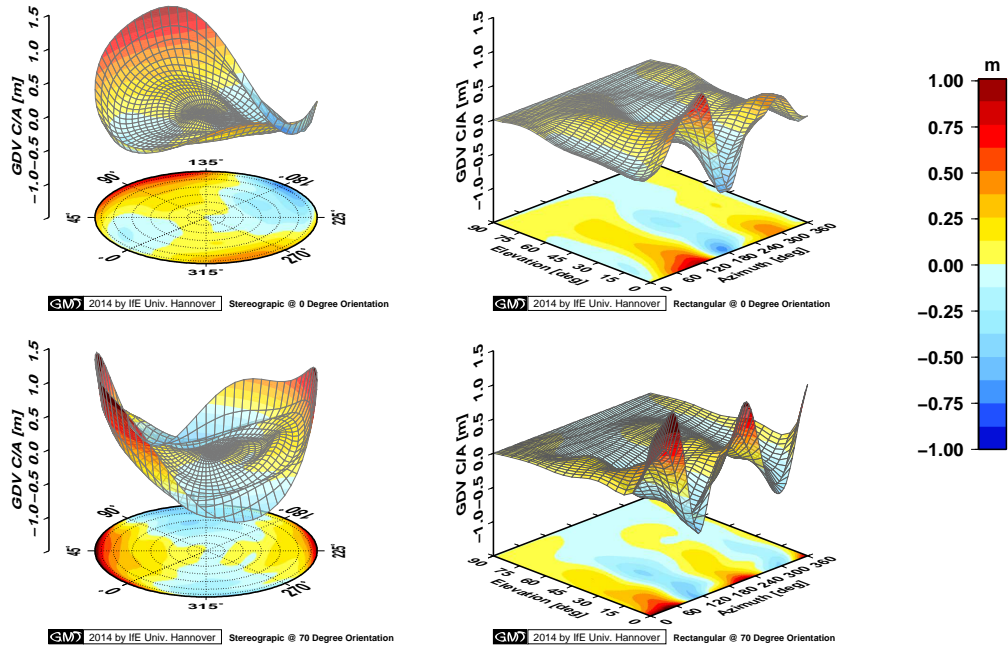
Aus diesen Studien ist festzuhalten, dass ungünstige Regularisierungen vorrangig das Pattern in den niedrigen Elevationen beeinträchtigt. Wie im Kapitel 6 gezeigt wird, sind GDV auf den Codephasenbeobachtungen der verschiedenen Signale detektierbar und nachweislich vorhanden.

### 5.3.2 Unabhängigkeit der GDV Kalibrierung von der Umgebung

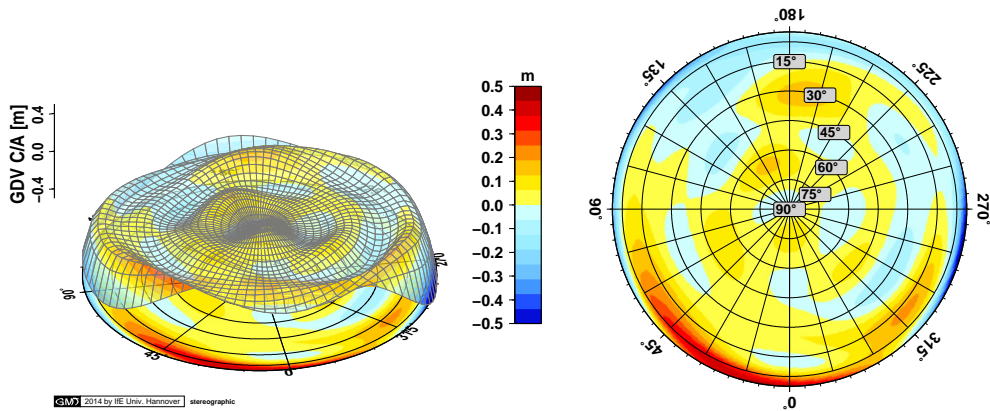
Zum Nachweis der Unabhängigkeit der GDV-Kalibrierung vom Ort und der näheren Kalibrierumgebung wurden Kalibrierungen einer identischen Antenne (ASH700700.B, S/N:12822) durchgeführt. Die Kalibrierungen fanden mit siderischer Wiederholung statt, wobei die Ausgangsorientierung der Antenne um  $+70^\circ$  gegenüber den Vortag verändert wurde. Die geschätzten GDV-Pattern sind in der Abbildung 5.7(a) dargestellt. Die obere Reihe bezieht sich auf die Kalibrierungen mit einer Standard-



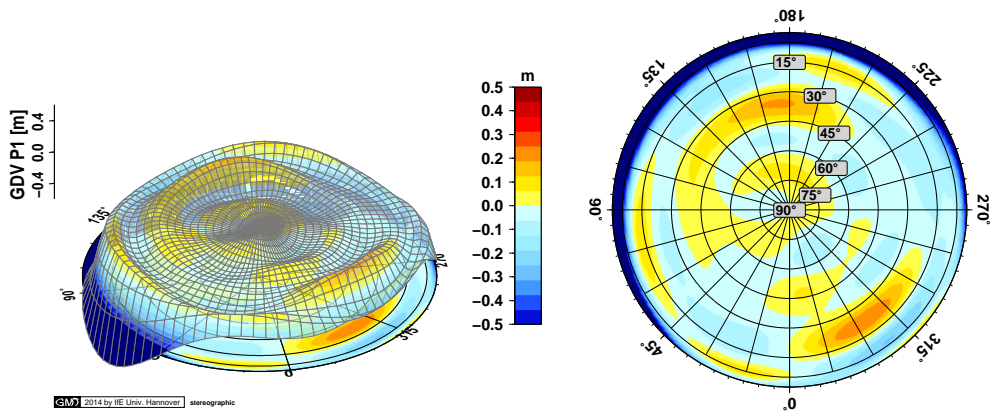
**Abbildung 5.6:** Verifikation der GDV-Kalibrierung für verschiedene Signale einer Frequenz. In (a) sind die GPS C/A GDV einer  $\mu$ blox Antenne aus einer erfolgreichen Schätzung vorgestellt. Hingegen führt eine zu starke Regularisierung zu physikalisch nicht sinnvollen Ergebnissen und gibt der Pattern der Antenne nur bedingt wieder (b).



(a) Ergebnisse der GDV-Kalibrierung mit 0° und +70° Ausrichtung.



(b) Differenz der aufeinander korrigierten GPS C/A GDV bei siderischer Wiederholung



(c) Differenz der aufeinander korrigierten GPS P1 GDV bei siderischer Wiederholung

**Abbildung 5.7:** Empirische Untersuchungen zur Schätzbarkeit und Trennbarkeit berechneter GDV mit verschiedener Ausrichtung während der Kalibrierung. Die Kalibrierung wurde mit siderischer Wiederholung der GPS Bodenspuren und einer geänderten Antennenorientierung von +70° ausgeführt (a). Die Differenzen der zueinander orientierten GDV-Pattern auf dem C/A Code (b) und dem P1 Code (c) sind ein eindeutiges Indiz für das Maß der Wiederholbarkeit.



Referenzrichtung von  $0^\circ$ . Die untere Reihe präsentiert die geschätzten GDV-Ergebnisse mit einer Referenzrichtung von  $+70^\circ$ . Aus den berechneten GPS C/A-GDV-Pattern kann bereits erahnt werden, dass sich die mit siderischer Wiederholung bestimmten Pattern sehr ähnlich sind, da sie markante Asymmetrien mit deutlichen azimuthalen Pattern mit Werten von ca. 0.6 m betragen. Zusätzlich kann der Abbildung 5.7(a) entnommen werden, dass die GDV-Pattern deutlich zueinander verdreht sind. Anhand der ausgeprägten azimuthalen Abweichungen im niedrigen Elevationsbereich lässt sich feststellen, dass eine Rotation von ca.  $+70^\circ$  ablesbar ist und der unterschiedlichen Referenzorientierung zugeordnet werden kann, die während der Kalibrierung für die identische Antenne verwendet wurde.

Zur Verdeutlichung wurden in der Abbildung 5.7(b) die Pattern zueinander korrigiert (ein Pattern gegenüber  $-70^\circ$  verdreht) und voneinander abgezogen. Das Ergebnis zeigt, dass die beiden GDV-Pattern sich nur im Rahmen des Rauschens des Schätzalgorithmus unterscheiden. Abweichungen von  $\pm 0.05$  m sind identifizierbar. Im niedrigen Elevationsbereich  $e < 10^\circ$  sind größere Abweichungen zu erwarten. Diese Eigenschaft wurde aber bereits im vorangegangenen Abschnitt 5.3.1 diskutiert und sind auf die Unzulänglichkeit des Schätzalgorithmus für niedrige Elevationen zurückzuführen.

Äquivalente Aussagen sind ebenfalls für die GPS P1 GDV aus Abbildung 5.7(c) festzustellen. Auch für dieses Signal sind gleiche Genauigkeiten erreichbar und unterstreichen die Unabhängigkeit der GDV von der Umgebung. Wie bereits für das Signal GPS C/A bemerkt, sind größere Abweichungen des Patterns in den sehr niedrigen Elevationen zu detektieren. Sie beeinträchtigen die Studien zur Unabhängigkeit des GDV-Patterns von der Umgebung aber nicht wesentlich. Im Gegenteil kann für Elevationen  $15^\circ \leq e \leq 90^\circ$  ein homogenes Differenz-Pattern mit einer mittleren Abweichungen von  $\pm 0.05$  m bestimmt werden.

Mit diesen Studien ist gezeigt worden, dass die in Abschnitt 4.2 angesetzte Annahme über das Verhalten des Codephasen Mehrwegefehlers im Rahmen der aktuell erzielbaren Genauigkeit korrekt und ausreichend ist. Der Codephasen Mehrwegefehler und alle weiteren stationsspezifischen Einflussfaktoren können demnach durch die kurzzeit-statischen Verdrehungen und Verkippungen der Antenne durch einen präzisen Roboter von den GDV getrennt und bis auf ein nicht mehr signifikantes Niveau reduziert werden. Dennoch sollte der experimentelle Ansatz gerade für die niedrigen Elevationen deutlich optimiert werden, da bisher aus allen Studien in den Elevationsbereichen  $e \leq 10^\circ$  markante Unsicherheiten zu verzeichnen sind.

## 5.4 Datenaustausch - unabhängige Formate

Um Ergebnisse vergleichen zu können, werden eine gemeinsame Sprache und gemeinsame Datenformate benötigt. Gerade vor dem Hintergrund der Vergleichbarkeit der Resultate aus unterschiedlichen Institutionen ist es notwendig, ein einheitliches und vor allem unabhängiges Format zu wählen. Bisher ist im geodätischen Bereich der GNSS-Antennenkalibrierung bereits ein existierendes Format vorhanden (Wübbena und Schmitz, 2013), welches jedoch firmenspezifisch ist und jederzeit und unangekündigt in seiner Struktur angepasst werden kann. Die Relevanz der GDV für diverse Applikationen (siehe auch Kapitel 6) zeigt jedoch deutlich, dass GDV Korrekturen, ähnlich wie die PCV Korrekturen, im Rahmen der GNSS-Prozessierung berücksichtigt werden sollten. Unbedingte Voraussetzung dafür ist aber ein einheitliches Datenformat, um den Austausch, die transparente Vergleichbarkeit und nicht zu vergessen auch eine uniforme Implementierung zu gewährleisten.

### 5.4.1 ANT Format der Firma Geo++<sup>®</sup>

Im geodätischen Bereich werden GNSS-GDV-Antennenkalibrierungen bisher nur von einer Firma, der Geo++<sup>®</sup> kommerziell angeboten und zur Verfügung gestellt. Das in diesem Ansatz verwendete Verfahren ist eine Erweiterung des Hannoverschen Echtzeitverfahrens (Seeber und Böder, 2002) für die Codephasenbeobachtung. Erste Ergebnisse konnten durch Wübbena et al. (2008) bereits diskutiert werden. Die ersten Ergebnisse zum Beginn der Entwicklungen der operationellen GDV-Kalibrierung lieferten zunächst für geodätische GNSS-Referenzstationsantennen keine signifikanten Ergebnisse. Mittlerweile werden aber GDV-Kalibrierungen im operationellen Verfahren als zusätz-

liche Funktionalität zur Standardkalibrierung angeboten, durchgeführt und Wiederholbarkeiten innerhalb der Codephasen Genauigkeit erreicht, (Schmitz, 2013). Für die Datenverarbeitung und dem Vergleich der Kalibrierungen wurde die Erweiterung des bestehenden PCV-Datenformates (\*.ANT und \*.ANE) notwendig. Eine detaillierte Beschreibung des erweiterten Formates ist in Wübbena und Schmitz (2013) gegeben.

Das Geo++<sup>®</sup> Datenformat unterscheidet sich wesentlich vom IGS ANTEX Format anhand folgender Punkte:

- ▶ Die Korrekturparameter werden in [m] statt in [mm] angegeben.
- ▶ Alle PCV und GDV-Werte folgen einer einheitlichen Vorzeichenkonvention, welches den wesentlichen Unterschied zum ANTEX Format (Rothacher und Schmid, 2010) darstellt.
- ▶ Die Vorzeichen der PCV- bzw. GDV-Werte sind genau gegensätzlich.
- ▶ Die Antennenkorrekturwerte werden von 0° nach 90° Elevation tabelliert, ebenfalls entgegen der IGS Konvention.
- ▶ Der Austausch der GDV-Werte ist bisher mit dem ANTEX Format nicht bzw. nur sehr eingeschränkt möglich.

#### 5.4.2 ANTEX Datenformat

Das ANTEX Format (Rothacher und Schmid, 2010) unterstützt derzeit keinen Austausch von GDV Werten. Dennoch besteht aktuell bereits ein reges Interesse daran, diese Antennenparameter in das existierende ANTEX Format zu überführen bzw. ein ähnliches Format für den einheitlichen Datenaustausch vorzuhalten. Folgend sind mögliche Varianten zur Umsetzung der GDV-Datenhaltung unterbreitet, die als Vorschläge zur Anregung einer entsprechenden Diskussion dienen sollen.

Die Frage nach der Integration bzw. der Erweiterung des bestehenden Formates bleibt dennoch eine philosophische, denn bisher wurden über das ANTEX Format Korrekturen rein für die GNSS-Trägerphase publiziert. Die Erweiterung des bestehenden Formates und die Einführung von Korrekturen für beide Beobachtungstypen (Träger- und Codephase) würde einen Paradigmenwechsel notwendig machen. Wie bereits für die PCV-Korrekturen müssten dann auch für die GDV-Korrekturen sowohl für die Satelliten- als auch für die Empfangsantennen und den entsprechenden Signalen, Frequenzen und Kanälen berücksichtigt werden. An dieser Stelle seien drei Möglichkeiten diskutiert:

1. Einerseits wäre die Einführung einer unabhängigen Datei denkbar, welche allein für die Publikation von GDV-Korrekturdaten verwendet wird. Das Format könnte sich eng an dem bereits vorhandenen ANTEX Format mit den entsprechend neu eingeführten Labels bzw. Inhaltselementen für den Beobachtungstyp GDV orientieren.
2. Andererseits könnten die GDV in die bereits bestehende IGS ANTEX Datei (aktuell [igs08.atx<sup>2</sup>](ftp://igs08.atx2)) mit einem entsprechend neu definierten Eintragstyp GDV integriert werden, wobei ein eindeutiger Bezeichner zur Identifizierung der entsprechenden Beobachtung notwendig sein wird.
3. Ein weiterer, weitaus flexibler Ansatz basiert auf der Erweiterung des ANTEX Formates mit den Identifizierungen der Beobachtungstypen (sortiert nach Frequenzen und Signalen (`stna`, Listing 5.5), wie sie bereits für das empfängerunabhängige Datenformat [receiver independent exchange format] (RINEX) 3.02 (Gurtner und Estey, 2013) verwendet werden.

**Diskussion der Ansätze (1) und (2)** Für die Ansätze (1) und (2) ist es notwendig einen völlig neuen Beobachtungstyp GDV einzuführen, was entsprechende Vor- und Nachteile mit sich bringt. Diese Umsetzung verlangt keinen wesentlichen Eingriff in die bestehende Struktur der Antennenkorrekturwerte, da es sich lediglich um eine Erweiterung eines bestehenden Formates handelt. Seitens der Software-

<sup>2</sup>Online erreichbar unter <ftp://igs08.atx2>

Implementierung ist dieser Ansatz umgehend realisierbar, da bestehende Routinen einfach erweitert bzw. nur überladen werden müssen.

Der Nachteil der Ansätze (1) und (2) liegt aber darin, dass die bestehenden ANTEX 1.4 konformen Primärschlüssel nur eine Beobachtung pro Signal zulassen. Die Datenhaltung für GDV bezüglich eines spezifischen Signals könnte beispielsweise über die Labels START OF FREQUENCY GDV und END OF FREQUENCY GDV einfach gesteuert werden. Entsprechend ist auch mit der Datenhaltung der zugehörigen Standardabweichungen (FREQ RMS GDV) zu verfahren. Dies ist exemplarisch im Listing 5.1 gezeigt. Die Abbildung von Beobachtungen mehrerer Signale/Kanäle ist durch diesen Ansatz nicht flexibel zu gewährleisten, sondern erfordert eine Umbenennung des Primärschlüssels, wie z.B. für den Fall des Signals E08, welches eigentlich das Signal E5 (E5a & E5b) wiedergeben soll. Eine Erweiterung dieser Umbenennung für alle notwendigen GDV-Werte schränkt die Übersichtlichkeit wesentlich ein. Hingegen ließe sich die Implementierung in bestehende Software-Pakete umgehend erledigen.

```

1  START OF FREQUENCY=
2  Inhaltselement bezeichnet den Start eines PCV-Blocks (i.d.R. 73 Zeilen und 19 Spalten für 5°
3  PCV-Gitterwerte). Das Satellitensystem wird zusammen mit der Frequenznummer als
4  Primärschlüssel verwendet, so wie bereits beim RINEX 2.x Format.
5
6  GPS:      'G01' - L1
7            'G02' - L2
8            'G05' - L5
9
10 GLONASS:  'R01' - G1
11           'R02' - G2
12
13 Galileo:  'E01' - E1
14           'E05' - E5a
15           'E07' - E5b
16           'E08' - E5 (E5a+E5b)
17           'E06' - E6
18
19 Compass: 'C01' - E1
20           'C02' - E2
21           'C07' - E5b
22           'C06' - E6
23
24 QZSS:    'J01' - L1
25           'J02' - L2
26           'J05' - L5
27           'J06' - LEX
28
29 SBAS:    'S01' - L1
30           'S05' - L5
31
32
33 END OF FREQUENCY=
34 Identifikator für das Ende eines PCV Datensatzes für eine Frequenz.
35
36 START OF FREQUENCY GDV=
37 Inhaltselement bezeichnet den Start eines GDV-Blocks, Frequenzzuordnung entsprechend der PCV
38 -Struktur.
39
40 END OF FREQUENCY GDV=
41 Identifikator für das Ende eines GDV Datensatzes für eine Frequenz.
42
43 START OF FREQ RMS GDV=
44 Label bezeichnet den Start der tabellierten RMS Werte zur entsprechenden Frequenz.
45
46 END OF FREQ RMS GDV=
47 Label bezeichnet das Ende der tabellierten RMS Werte zur entsprechenden Frequenz.

```

**Listing 5.1:** Vorschlag zur Integration von GDV-Werten in das bestehende ANTEX 1.4 Format mit aktuell vorhandenen Primärschlüsseln für die Zuordnung der Beobachtungen. Erweiterung basierend auf [Gurtner und Estey \(2013\)](#).

**Beispiele zu Vorschlag (1) und (2)** Den Vorschlägen (1) und (2) folgend könnte die Erweiterung beispielsweise für einen GDV-Block für das System GPS C/A folgendermaßen lauten:

```

1                                     START OF ANTENNA
2      G01                             START OF FREQUENCY GDV
3      +0.00 +0.00 +0.00              NORTH / EAST / UP
4      <Datenblock DAZIxDZEN>
5      G01                             END OF FREQUENCY GDV
6      G01                             START OF FREQ RMS GDV
7      <Datenblock DAZIxDZEN>
8      G01                             END OF FREQ RMS GDV
9                                     END OF ANTENNA

```

**Listing 5.2:** Beispiel für die Datenhaltung von GDV-Werten für GPS C/A Codephase und entsprechenden Standardabweichungen nach den Vorschlägen (1) und (2).

Die Abbildung der GDV für den entsprechenden P-Code nach dem in Listing 5.2 angegebenen Format gestaltet sich hingegen bereits schwieriger und ist nicht mehr flexibel umsetzbar ohne die vorherige Einführung zusätzlicher Bezeichner.

**Diskussion zu Vorschlag (3) - Multi GNSS** Die Umsetzung des Vorschlags (3) mag hingegen zunächst mit einem höheren Aufwand verbunden sein und einen größeren Eingriff in die bisherige ANTEX Struktur benötigen. Aber dieser Ansatz verspricht einen hohen Grad an Flexibilität im Zusammenhang mit einer eindeutigen Datenhaltung für Multi-GNSS-auch in Verbindung mit Formaten, die vorrangig im IGS verwendet werden, (Gurtner und Ray, 2010; Suard et al., 2004; Schaer et al., 1998; Rothacher und Schmid, 2010). So könnten im ANTEX Format die gleichen Beobachtungsbezeichner verwendet werden, wie bereits für das empfängerunabhängige Datenformat [receiver independent exchange format] (RINEX) 3.02. Dies würde die eindeutige Zuordnung der Korrekturen zu den entsprechenden RINEX-Beobachtungen deutlich vereinfachen. Zukünftig wird die eindeutige Festlegung zum Austausch von Multi-GNSS-Beobachtungen und zugehörigen Korrekturen dringend notwendig, da zum einen eine Vielzahl an Beobachtungen (Code- und Trägerphase) zu verwalten sein werden und zum anderen aufgrund aktualisierter Signalarchitekturen die Beobachtungen aus Kombinationen verschiedener Kanäle bestehen können, wie zum Beispiel den I- und Q-Komponenten bei der Frequenz GPS L5 oder Galileo E5 (E5a & E5b), (Gurtner und Estey, 2013, S. 17f).

Folgende Anpassungen sollten diskutiert werden. Dies beinhaltet die Information der zweiten Zeile des aktuellen ANTEX 1.4 Formates zur Identifizierung der jeweiligen Art der Antennenkalibrierwerte (Absolut (A) bzw. relativ (R)).

```

1      A                               PCV TYPE / REFANT

```

**Listing 5.3:** Eintrag des aktuellen ANTEX 1.4 Formates zur Identifizierung der PCV Kalibrierparameter.

Der Bezeichner müsste unabhängig vom Beobachtungstyp werden und einen neutralen Bezeichner erhalten, z.B. CAL TYPE / REFANT, wie in Listing 5.4 vorgeschlagen.

```

1      A                               CAL TYPE / REFANT

```

**Listing 5.4:** Vorschlag für einen neutralen Bezeichner zur Identifizierung der GDV/PCV Kalibrierparameter.

Weiterhin müssten die Bezeichner der Beobachtungen ebenfalls neutral gesetzt werden. Für eine übersichtliche Datenhaltung und Datenzuordnung eignet sich entsprechend dem RINEX 3.02 Format eine vierstellige Zeichenkette stna als Primärschlüssel zur Identifizierung der entsprechenden Beobachtungen, wie im Listing 5.5 diskutiert.

```

1      stna:= <GNSS-System=s><BEOBACHTUNGSTYP=t><FREQUENZBAND=n><KANAL/TRACKINGMODUS=a>
2
3      GNSS-SYSTEM=s
4          G:= GPS
5          R:= GLONASS
6          E:= Galileo
7          C:= COMPASS/Beidou
8          ... etc.
9
10     BEOBACHTUNGSTYP=t
11         C:= Pseudostrecke/Codephase
12         L:= Trägerphase
13         D:= Doppler
14         S:= Singalstärke
15
16     FREQUENZBAND=n
17         Numerischer Wert der Ordnungsnummer der entsprechenden Frequenz.
18
19     KANAL/TRACKINGMODUS=a
20         Attribut für den entsprechenden Kanal innerhalb des Signals bzw. des Trackingmodus (z.B. I
           : in-phase, Q: quad-phase etc.)

```

**Listing 5.5:** Vorschlag zur Integration von GDV-Werten in die bestehende ANTEX Formatstruktur durch neue Primärschlüssel (vierstellige, Zeichenkette).

**Beispiel zu Vorschlag (3) - Multi GNSS** Ein entsprechendes Beispiel zur Verdeutlichung des Vorschlages (3) ist im Listing 5.6 anhand eines Datenblocks angegeben, in dem sowohl die Träger- als auch Codephasenbeobachtung sowie diverse Kanäle bzw. Attribute berücksichtigt sind.

In diesem Ansatz müssen die Bezeichner/Labels, die in den Spalten 61-80 gespeichert sind, im Gegensatz zu den Vorschlägen (1) und (2) nicht umbenannt werden, sondern behalten ihre Gültigkeit. Was lediglich geändert werden muss, sind die Beobachtungsidentifikatoren, die entsprechend dem RINEX 3.02 Format auch im ANTEX-Format fortgeführt werden könnten. Dies würde die Implementierung der entsprechenden Ein- und Ausleseroutinen wesentlich vereinheitlichen.

Vor dem Hintergrund der Multi-GNSS-Kampagne ([Montenbruck et al., 2013](#)) und der damit einhergehenden Notwendigkeit zur transparenten und uneindeutigen Datenhaltung sollte eine Diskussion bezüglich der notwendigen Anpassung aller entsprechenden Datenformate angestoßen werden. Hierzu sollte eindeutig die Anpassung des bestehenden ANTEX 1.4 Formates gehören, welches zunächst in der IGS AWG kritisch diskutiert werden sollte.

```

1          START OF ANTENNA
2      GL1C          START OF FREQUENCY
3          +0.00 +0.00 +0.00          NORTH / EAST / UP
4      <Datenblock DAZIxDZEN>
5      GL1C          END OF FREQUENCY
6      GL1C          START OF FREQ RMS
7      <Datenblock DAZIxDZEN>
8      GL1C          END OF FREQ RMS
9          COMMENT
10         folgend Codephasen auf C/A Code          COMMENT
11         COMMENT
12         COMMENT
13      GC1C          START OF FREQUENCY
14          +0.00 +0.00 +0.00          NORTH / EAST / UP
15      <Datenblock DAZIxDZEN>
16      GC1C          END OF FREQUENCY
17      GC1C          START OF FREQ RMS
18      <Datenblock DAZIxDZEN>
19      GC1C          END OF FREQ RMS
20         COMMENT
21         folgend Codephasen auf P1 Code          COMMENT
22         COMMENT
23      GC1P          START OF FREQUENCY
24          +0.00 +0.00 +0.00          NORTH / EAST / UP
25      <Datenblock DAZIxDZEN>
26      GC1P          END OF FREQUENCY
27      GC1P          START OF FREQ RMS
28      <Datenblock DAZIxDZEN>
29      GC1P          END OF FREQ RMS
           END OF ANTENNA

```

**Listing 5.6:** Beispiel für die Datenhaltung von GDV-Werten für GPS L1, C/A und P1 Träger- und Codephase sowie entsprechenden Standardabweichungen nach dem Vorschlag (3).



— *Es ist nicht zu wenig Zeit die uns bleibt,  
es ist zu viel Zeit, die wir nicht nutzen.*

Verfasser unbekannt

# 6

## Validierung von GDV und deren Anwendungen

Aus den vorangegangenen Kapiteln wird deutlich, dass derzeit bestimmbare GDV Größenordnungen annehmen können, welche die Parameter innerhalb der GNSS-Prozessierung nachhaltig beeinträchtigen können und die aus diesem Grund zusätzlich berücksichtigt werden müssen. Das Kapitel gliedert sich in zwei wesentliche Abschnitte. Der erste Abschnitt befasst sich mit der Analyse von GDV bei GNSS-Antennen. Anhand ausgewählter Beispiele von codephasenbasierten Anwendungen wird die Relevanz der auftretenden Sensorfehler studiert und Einfluss der Abweichungen auf die abgeleiteten GNSS-Parameter (Koordinaten und Zeit) verifiziert. Der zweite Teil befasst sich mit der Analyse der PCV-Schätzung in Verbindung mit unterschiedlichen bei der Kalibrierung eingesetzten GNSS-Empfängern, um eine Diskussion über die einheitliche Vergleichbarkeit von PCV Kalibrierungen anzustoßen. Schließlich stellt der innerhalb des Feldverfahrens beteiligte GNSS-Empfänger einen nicht unwesentlichen Unsicherheitsfaktor dar, wie in diesem Abschnitt gezeigt werden kann.

In Abschnitt 5.2 wurden bereits die verschiedenen Größenordnungen von GDV diskutiert. Sie bilden die Grundlage für die notwendigen Evaluationen anhand unterschiedlicher und praktischer Anwendungsbeispiele. Es werden sowohl Ansätze der klassischen Geodäsie als auch aus dem Bereich der Navigation und Positionierung validiert. Abschätzungen zur Steigerung der Genauigkeit durch Berücksichtigung der GDV auf den direkten GNSS-Beobachtungen sind an dieser Stelle ein integraler Baustein.

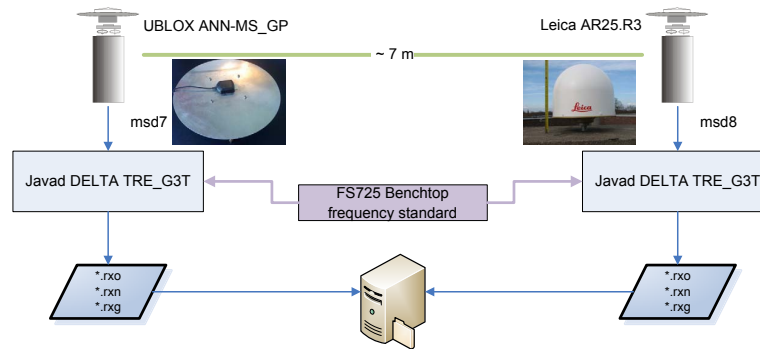
### 6.1 Statische Positionierung mit Codephasenbeobachtungen

#### 6.1.1 Ausgangsfragen und Versuchsaufbau

Ein Experiment zur Analyse der Auswirkungen der GDV für eine statische Positionierung wurde für mehrere aufeinander folgende Tage durchgeführt. Erste Ergebnisse wurden bereits in [Kersten und Schön \(2013\)](#) publiziert, werden aber an dieser Stelle ausführlich diskutiert, um Antworten auf die folgenden Fragen zu finden:

- ▶ Sind GDV antennenspezifische Eigenschaften?
- ▶ Lassen sich die GDV von den Fernfeld-Mehrwegeeffekten einer Station signifikant trennen?
- ▶ Welche Abweichungen können für ausgeprägte GDV im Positionsraum und auf den geschätzten Empfängeruhrfehler erwartet werden?

Das Experiment wurde auf dem Labornetzwerk des IfE mit zwei sehr unterschiedlichen Antennen auf einer kurzen (7 m) Basislinie durchgeführt. Der Aufbau ist in der Abbildung 6.1 skizziert. Die Basislinie ist mit einer kleinen Einfrequenzantenne mit Grundplatte ( $\mu$ Blox, ANN-MS\_GP) und einer klassischen GNSS-Referenzstationsantenne ausgestattet. Der asymmetrische Aufbau für dieses Experiment wurde so gewählt, um die sehr dominanten GDV der Einfrequenzantenne gegenüber den vernachlässigbaren GDV der Referenzstationsantenne auf der kurzen Basislinie hervorzuheben. Die



**Abbildung 6.1:** Systemdesign des Versuchsaufbaus auf dem Labornetzwerk des IfE zur Analyse des GDV-Einflusses auf die statische Positionierung.

zugehörigen GDV-Pattern wurden bereits in Abschnitt 5.2 vorgestellt. An beiden Enden der Basislinie kamen baugleiche GNSS-Empfänger zum Einsatz. Zur Reduktion des empfängerspezifischen Uhrfehlers sind diese an ein gemeinsames externes Rubidium Frequenznormal (Stanford FS725 Benchtop) angeschlossen, welches eine Frequenzstabilität von  $\sigma_y \leq 2 \cdot 10^{-11}$  bei einer Sekunde aufweist.

C/A-Codephasenbeobachtungen wurden an drei aufeinander folgenden Tagen (DOY223-225, 2012) mit einer Auflösung von 30 Hz aufgezeichnet. Das Fernfeld des Labornetzwerkes wurde innerhalb dieser drei Tage nicht verändert, d.h. der Fernfeld-Mehrwegeeffekt ist für die beiden Stationen an allen drei Tagen entsprechend vergleichbar, geht man von einer sich siderisch wiederholenden GPS-Konstellation aus, (Menge, 2003, S. 84ff). Am Tag DOY223, 2012 wurden die Antennen auf beiden Stationen MSD7 und MSD8 korrekt nach Norden ( $0^\circ$ ) ausgerichtet. Am Tag DOY225, 2012 wurde hingegen die Antenne auf der Station MSD7 um  $+240^\circ$  gegenüber Norden verdreht. Die präzise Orientierungsveränderung wurde mit dem in Abschnitt 3.5 bereits vorgestellten Roboter durchgeführt.

### 6.1.2 Studien auf der Beobachtungsebene

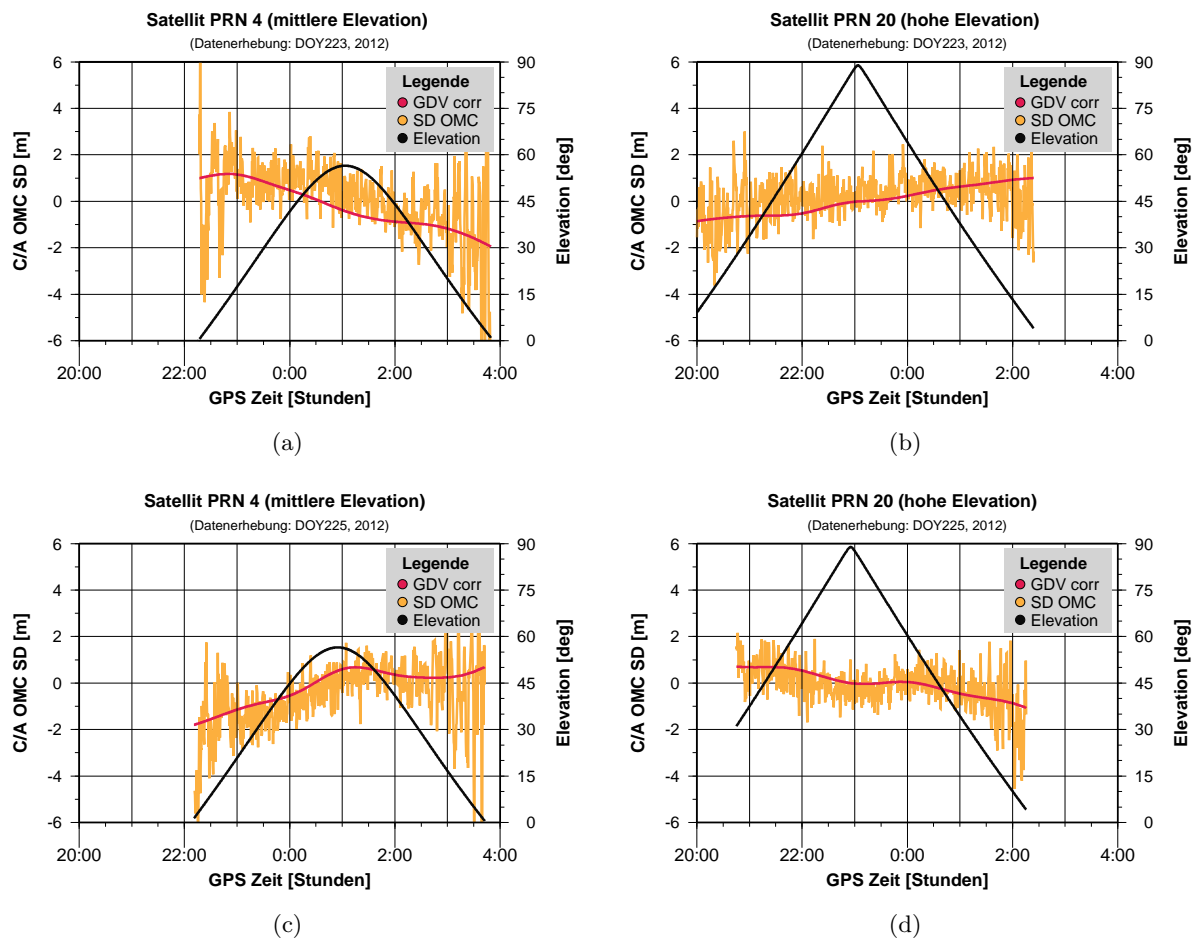
Der Einfluss der GDV wird zunächst auf der Beobachtungsebene exemplarisch anhand zweier Satelliten PRN04 und PRN20 studiert. Für das Studium auf der Beobachtungsebene sind Einfachdifferenzen [single differences] (SD) der Differenz zwischen gemessener und berechneter Größe [observed minus computed] (OMC) von Station *A* und *B* gemäß Gleichung (3.9) besonders geeignet, wie sie in Abbildung 6.2 entsprechend aufgeführt sind.

Den Abbildungen 6.2(a) - 6.2(d) sind die individuellen OMC SD der Elevation des Satelliten gegenübergestellt. Gleichzeitig ist die Korrektur der GDV entlang der LOS zum individuellen Satelliten als durchgängige Linie gezeichnet. Die OMC SD der C/A Codephasenbeobachtungen in Graphik 6.2(a) zeigen ein charakteristisches Rauschen von 0.5 m, überlagert mit einem systematischen Trend, der nicht dem Auf-, bzw. Untergang des zugehörigen Satelliten zugeordnet werden kann. Auch für den

**Tabelle 6.1:** Einfluss der C/A-Codephasen-Variationen (GDV) auf einer kurzen Basislinie mit gemeinsamen externen Frequenznormal mit und ohne trägerphasengeglätteten Codephasen für ausgewählte Satelliten.

		RMS in [m]						
		GDV	PRN2	PRN4	PRN18	PRN28	PRN30	PRN31
		no	1.164	1.496	1.296	1.310	1.202	1.485
		yes	1.010	1.310	1.095	1.168	1.159	1.117
			+13%	+12%	+15%	+10%	+3%	+24%
geglättet	no	0.699	0.773	0.623	0.647	0.942	0.764	
	yes	0.362	0.348	0.432	0.485	0.400	0.440	
		+48%	+54%	+31%	+25%	+57%	+42%	





**Abbildung 6.2:** Ein 6h-Ausschnitt der OMC Einfachdifferenzen einer kurzen Basislinie im Common Clock Modus für identische Satelliten und siderischer Wiederholung.

am gleichen Tag (DOY223, 2012) beobachteten Satelliten PRN20 aus Abbildung 6.2(b) lässt sich bezüglich des Rauschens eine äquivalente Schlussfolgerung ziehen. Der Verlauf der OMC SD sieht für diesen Satelliten vollständig verschieden zu Abbildung 6.2(a) aus. Trotzdem kann gezeigt werden, dass sich die systematischen und signifikanten Driften der OMC SD präzise durch die zugehörige Korrektur der GDV entlang der LOS beschreiben lassen.

In den Abbildungen 6.2(c) - 6.2(d) sind zusätzlich die OMC SD der gleichen Satelliten mit siderischer Wiederholung für den Tag DOY225, 2012 gezeigt. Weiterhin wurde die Antenne horizontal um  $+240^\circ$  rotiert, das Fernfeld der Antenne hingegen wurde nicht verändert. Die vollständig unterschiedlichen OMC SD, die für PRN04 und PRN20 abgeleitet werden, lassen sich durch die GDV erklären, welche für die verwendete  $\mu$ Blox Antenne deutliche Abweichungen aufweisen. Entsprechend gut lassen sich die Systematiken auf den OMC SD durch die Korrekturen der GDV entlang der LOS approximieren. Die Satelliten PRN04 und PRN20 sind exemplarisch für dieses Experiment ausgewählt worden. Ein gleiches Verhalten kann für alle während des gesamten Zeitraums beobachteten Satelliten abgeleitet werden.

Dieses Experiment zeigt, dass die bestimmten GDV-Korrekturen die systematischen und sensor-spezifischen Abweichungen des Codephasenempfangszentrums beschreiben. Gegen einen reinen Mehrwege-Effekt spricht eindeutig die Tatsache, dass sich auf beiden siderisch wiederholten Tagen ein gleiches Mehrwegemuster auf den OMC SD zeigen müsste, da das Fernfeld des Labornetzwerkes während der gesamten Datenaufzeichnungszeit unverändert blieb. Tatsächlich kann aber exemplarisch mit der Abbildung 6.2 gezeigt werden, dass sich das GDV-Pattern der Antenne an beiden Tagen sehr gut wiederholen und entsprechend korrigieren lässt.

Dass die Beobachtungen durch Berücksichtigung der antennen-spezifischen GDV Korrekturen durchgängig verbessert werden können und in welchem Maße diese Verbesserungen zu erwarten sind, ist in der Tabelle 6.1 gezeigt. Dort lässt sich ein mittlerer quadratischer Fehler [root mean square] (RMS) für ausgewählte Satelliten ablesen. Es ist gezeigt, dass eine Verbesserung der RMS um bis zu 15% für die reinen Codephasenbeobachtungen und um bis zu 50% für die trägerphasengeglätteten Codephasenbeobachtungen erreicht werden.

Diese Beobachtungen lassen nun die folgenden Schlüsse zu:

- ▶ Codephasenvariationen (GDV) sind nicht zwangsweise rotationssymmetrisch, da keine Symmetrie bezüglich der Satellitenbögen festgestellt werden kann.
- ▶ OMC SD können durch Berücksichtigung der von Horizontalwinkel  $\varphi$  und Vertikalwinkel  $\theta$  abhängigen GDV im Beobachtungsraum korrigiert werden.
- ▶ GDVs sind ein sensorspezifischer Einflussfaktor und von den Umgebungseffekten, wie dem Fernfeld-Mehrwegeeffekt, trennbar und durch Rotation der Antenne auf aufeinanderfolgenden Tagen mit konstanten Umgebungsparametern (Temperatur/Wetter etc.) nachweisbar. Diese Aussage ist nur gültig, sofern sensor-spezifische Abweichungen deutlich oberhalb des Codephasenrauschens vorhanden sind.

Ein in den Daten wahrscheinlich vorhandener Nahfeld-Effekt kann hingegen nicht prinzipiell ausgeschlossen werden. Dieser Effekt wird aber in dem Experimentaufbau dahingehend konstant gehalten, als dass die Basislinie direkt zwischen dem Messdachpfeiler MSD8 und MSD7 (Roboter) bestimmt wurde. Das bedeutet für die Einfrequenzantenne auf dem MSD7, dass das Roboter-Nahfeld aus der Kalibrierung direkt im Experimentaufbau wiederhergestellt werden konnte und für diesen Fall das erhaltene GDV-Pattern einer Stationskalibrierung entspricht, (Böder, 2002).

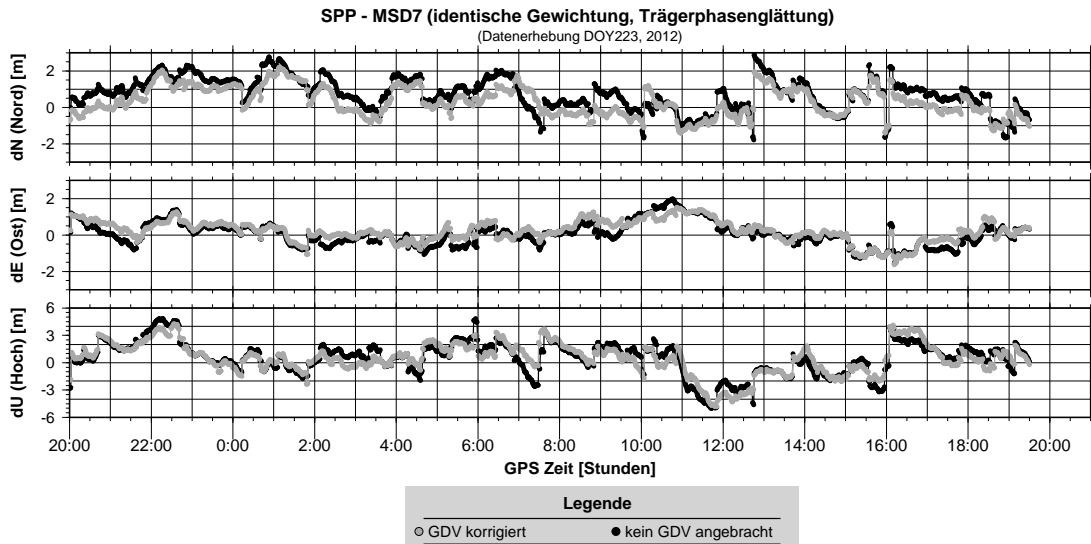
### 6.1.3 Studien auf der Koordinatenebene - codebasierte Einzelpunktbestimmung

Wie zuvor für den Beobachtungsraum studiert, besteht die Frage, ob die Anfangshypothese auch im Koordinatenraum gilt und Verbesserungen erwartet werden können. Hierzu wurde für die Tage DOY223-225, 2012 eine Codephasen basierte Einzelpunktbestimmung [single point positioning] (SPP) mit zwei verschiedenen Gewichtungen und Trägerphasenglättung (100-Sekunden) berechnet. Das notwendige Verfahren ist gemäß Hofmann-Wellenhof et al. (2008, S. 252f) implementiert worden. Die in der Tabelle 6.2 gezeigten RMS resultieren aus dem Vergleich der SPP-Lösung bezüglich einer präzisen, trägerphasenbasierten Auswertung, die sowohl mit identischer Gewichtung (identisch) als auch elevationsabhängiger Gewichtung (Elevation) berechnet wurden. Es kann festgestellt werden, dass die Berücksichtigung der GDV Korrekturen die RMS Werte in jedem Fall verbessert. Optimale Ergebnisse sind für die trägerphasengeglätteten Codephasen-Lösungen zu erwarten. Dort sind Verbesserungen von 0.1-0.2 m (+10%) für die Lagekomponenten und bis zu 0.2-0.3 m (+15%) für die Höhenkomponente identifizierbar, da durch die Trägerphasenglättung das Rauschen der Codephasenbeobachtung stark reduziert wird und systematische Variationen auf der Codephasen-Beobachtung signifikant hervortreten, sofern ein geeigneter Zeitraum für die Trägerphasenglättung ausgewählt wird. Eine elevationsabhängige Gewichtung innerhalb des SPP Prozessierung hingegen verspricht keine wesentliche Verbesserung. Dies ist vorrangig durch die GDV erklärbar. Die ausgeprägten GDV-Pattern treten gerade für niedrige Elevationen auf. Durch die elevationsabhängige Gewichtung werden jedoch diese Anteile reduziert. Dies erklärt schließlich die geringen Verbesserungen der ermittelten Koordinaten. Im Gegensatz dazu zeigt das Verhalten aber auch, dass ohne Kenntnis der GDV der Einfluss der Codephasenvariationen allein durch eine elevationsabhängige SPP-Auswertung reduziert werden kann. Diese Tatsache ist physikalisch nur sinnvoll, sofern die GPS/GNSS-Antenne ein GDV-Pattern vorweist, welches sich oberhalb des Codephasen-Rauschens befindet. Dieser Zusammenhang ist aber nicht pauschal für alle GPS/GNSS-Antennen gültig, wie bereits in Kapitel 5 bzw. Wübbena et al. (2008) gezeigt werden konnte.

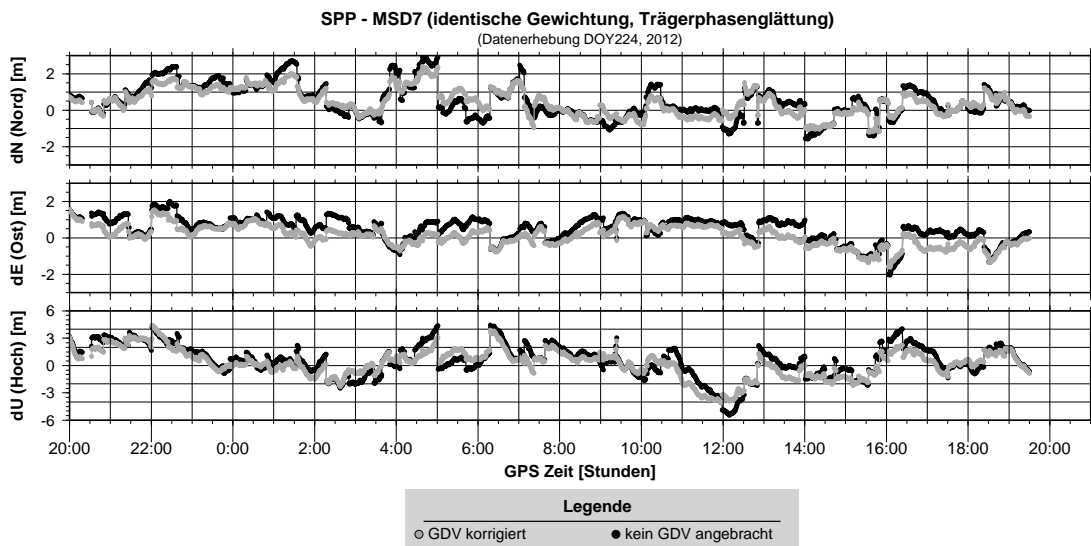
**Tabelle 6.2:** Gegenüberstellung der Lösungen einer statischen SPP mit einer  $\mu$ Blox Antenne im Labornetz mit (+) und ohne (-) Berücksichtigung der Codephasenvariationen (GDV). Datensätze wurden für 24 Stunden und einer Datenrate von 30 sec an den Tagen DOY223-225, 2012 aufgezeichnet.

DOY	GDV	RMS der SPP Lösung											
		nicht geglättet						geglättet					
		identisch			elevation			identisch			elevation		
		Nord [m]	Ost [m]	Hoch [m]	Nord [m]	Ost [m]	Hoch [m]	Nord [m]	Ost [m]	Hoch [m]	Nord [m]	Ost [m]	Hoch [m]
223	nein	1.069	0.759	1.972	1.267	0.747	2.354	0.875	0.639	1.798	1.113	0.686	1.891
	ja	0.929	0.697	1.816	1.063	0.717	2.060	0.794	0.572	1.707	0.900	0.645	1.695
		+14%	+8%	+8%	+16%	+4%	+12%	+9%	+10%	+5%	+19%	+6%	+10%
224	nein	0.975	0.733	1.700	0.969	0.705	2.004	0.913	0.648	1.749	0.870	0.649	1.920
	ja	0.862	0.682	1.607	0.971	0.702	1.898	0.738	0.569	1.551	0.874	0.655	1.679
		+12%	+7%	+5%	+0%	+0%	+5%	+19%	+12%	+11%	+0%	+0%	+13%
225	nein	1.093	0.661	2.065	1.104	0.672	2.278	1.097	0.552	2.038	1.000	0.590	2.122
	ja	0.900	0.625	1.742	1.038	0.646	2.057	0.800	0.494	1.680	0.904	0.574	1.814
		+17%	+0%	+15%	+6%	+4%	+10%	+27%	+11%	+18%	+10%	+3%	+15%

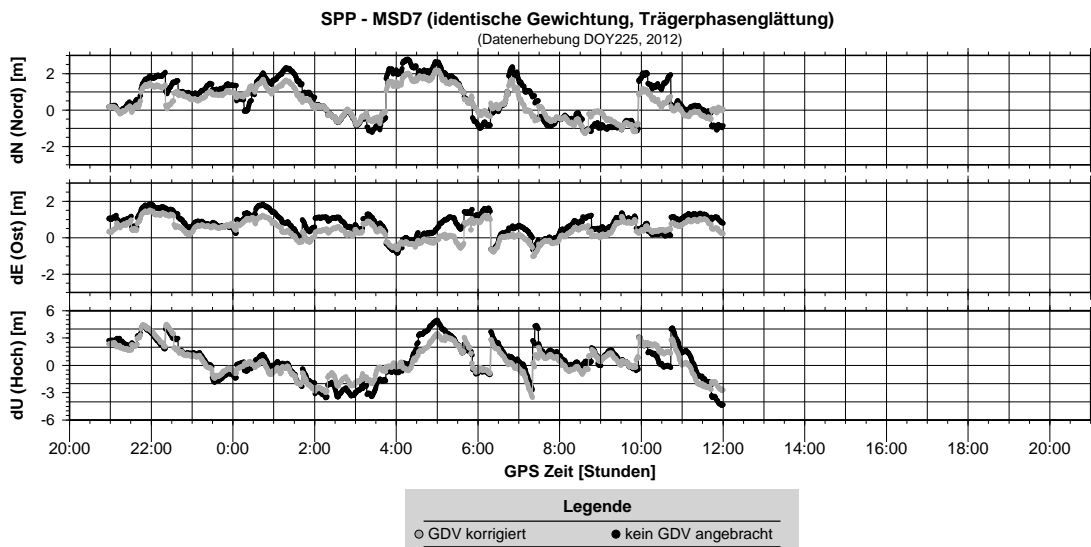
Der Einfluss der GDV auf die Koordinatenebene leitet sich direkt aus der Ausprägung und der Größe der an der Antenne vorhandenen GDV-Pattern ab (siehe hierzu auch Abbildung 6.3). Dort ist nachweislich gezeigt, dass die Nord- und Höhenkomponente durch Berücksichtigung der GDV-Korrekturen signifikant und wiederholbar verbessert werden kann. Die Ostkomponente ist davon ausgenommen. Verbesserungen von 1.5-2.0m vorrangig für die Höhenkomponente sind erreichbar. Die Magnituden der detektierbaren Verbesserung sind den Größenordnungen der vorliegenden GDV für diese Antenne direkt zugeordnet.



(a)



(b)



(c)

**Abbildung 6.3:** Verbesserte statische Positionierung (SPP) mit trägerphasen-geglätteten Codephasenbeobachtungen und Berücksichtigung der GDV.

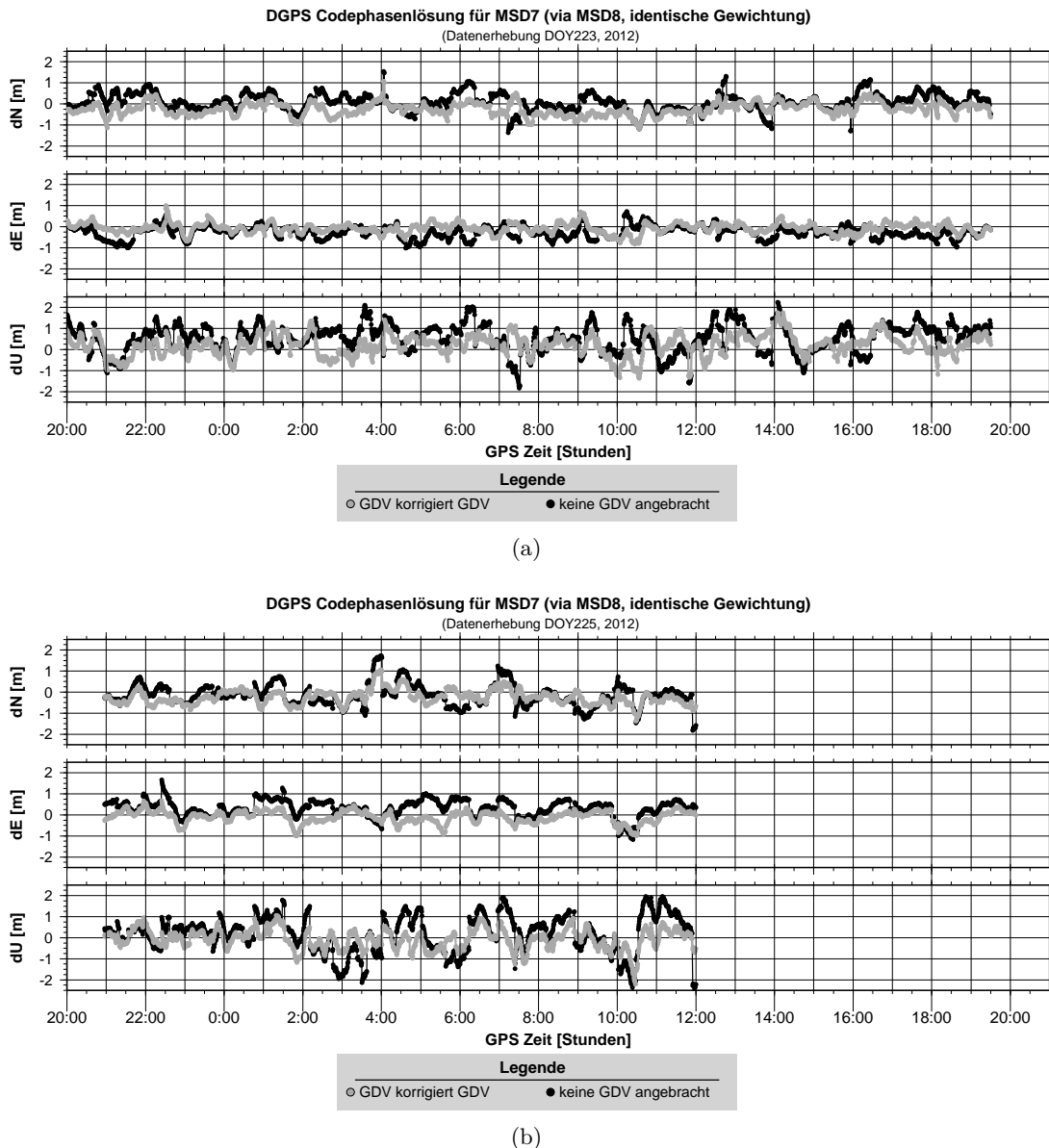
### 6.1.4 Studien auf der Koordinatenebene - differentielle codebasierte Positionierung

Eine Verbesserung der Koordinatenlösung wird durch die Berücksichtigung der GDV-Korrektur in einer codephasenbasierten DGPS Lösung erreicht. Durch den asymmetrischen Aufbau aus Abbildung 6.1, wie er für viele low-cost Applikationen durchaus Verwendung findet, lassen sich die Größenordnungen der zu erwartenden Codephasenvariationen sehr vorteilhaft studieren. Zur Berechnung der in Abbildung 6.4 und Tabelle 6.3 dargestellten codephasenbasierten DGPS-Lösung wurden Einfachdifferenzen (Inter-Stationdifferenzen) als Beobachtungen in einem herkömmlichen SPP-Algorithmus eingeführt, (Hofmann-Wellenhof et al., 2008, S. 252f). Die erhaltenen Koordinatenzeitreihen aus Abbildung 6.4 zeigen deutlich, dass die Berücksichtigung der GDV-Korrekturen zu Verbesserungen auf allen drei Komponenten führt. Für die Hochkomponente ist mit bis zu 1.7 m die maximale Verbesserung zu erwarten. Diese Größenordnung korrespondiert wiederum sehr gut mit den an der Antenne tatsächlich vorhandenen GDV.

Für die Nordkomponente sind maximale Verbesserungen der DGPS Lösung mit bis zu 1 m identifizierbar. Die Ostkomponente in Abbildung 6.4(a) zeigt ebenfalls, dass eine Berücksichtigung der GDV die Qualität der codephasenbasierten Positionierung optimieren kann. Letztendlich werden Abweichung von bis zu 1 m auf allen drei Koordinatenkomponenten kompensiert und insgesamt ein weitaus homogenes Verhalten erreicht. Zusätzlich ist in Abbildung 6.4(b) gezeigt, dass dieses Verhalten für eine geänderte Antennenausrichtung siderisch wiederholbar ist. Eine Verbesserung sowohl für DOY223, 2012 als auch für DOY225, 2012 ist deutlich erkennbar, trotzdem die Antenne für DOY225 eine geänderte Orientierung von  $+240^\circ$  vorweist. Wie bereits in Beobachtungsraum anhand der Abbildung 6.2 diskutiert, kann auch für den Koordinatenraum festgehalten werden, dass die GDV eine instrumentenspezifische Abweichung ist, die sich systematisch auf die durch den Sensor (bzw. GNSS-Antenne) erhobenen Messdaten projiziert und deren Genauigkeit beeinträchtigt.

**Tabelle 6.3:** RMS Werte der relativen, codephasenbasierten Positionierung auf einer kurzen Basislinie und asymmetrischem Aufbau. Als Referenz wurde eine Leica AR25 Revision 3 Antenne verwendet, als Rover eine Einfrequenzantenne mit sehr ausgeprägtem GDV-Pattern. Die Messungen wurden durch zwei 24 Stunden Datensätzen mit 30 sec Datenrate am DOY223 und DOY225, 2012 erhoben.

DOY	GDV	RMS - Basislinie MSD8-MSD7					
		nicht geglättet			geglättet		
		Nord [m]	Ost [m]	Hoch [m]	Nord [m]	Ost [m]	Hoch [m]
223	no	0.864	0.623	1.355	0.476	0.295	0.728
	yes	0.789	0.597	1.277	0.362	0.238	0.560
		+8%	+4%	+6%	+23%	+19%	+23%
225	no	0.953	0.634	1.519	0.679	0.397	1.008
	yes	0.794	0.574	1.259	0.438	0.292	0.545
		+16%	+9%	+17%	+35%	+26%	+45%



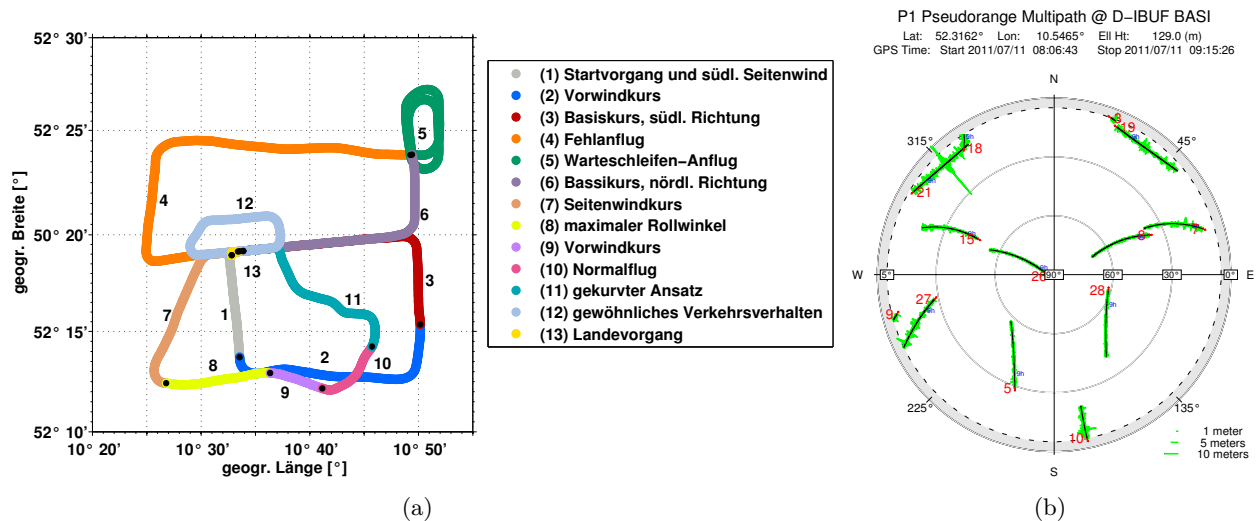
**Abbildung 6.4:** Verbesserung der relativen (differenziellen) SPP Lösung auf einer kurzen Basislinie und statischer Positionierung bei siderisch aufeinanderfolgenden Tagen. Die Antenne in (a) ist in (b) um  $+240^\circ$  gegenüber der Nordrichtung horizontal verdreht worden.

## 6.2 Analyse mobiler Plattformen

Aktuelle Entwicklungen zeigen deutlich, dass den Codephasenbeobachtungen u.a. im Bereich der Luftfahrt eine zunehmend wichtige Bedeutung zukommt und daher die Analyse der Codephasenvariationen von GPS/GNSS-Antennen im Bereich des Flugwesens notwendig sind, (van Graas et al., 2004; Murphy et al., 2007; RTCA, 2006). Gerade für Blindflüge (Instrumentenflüge) der Kategorie CAT I-III ist die Genauigkeit und Präzision der Navigation in Verbindung mit neuen Anflugverfahren von besonderem Interesse. Einige Ergebnisse wurden bereits in Kersten und Schön (2012b) publiziert. Folgend werden weitere und vor allem detaillierte Studien diskutiert.

### 6.2.1 Setup und genereller Aufbau

Im Rahmen der Validierung zum Konzept eines virtuellen Empfängers (Kube et al., 2012) wurde in Zusammenarbeit mit dem IfE und dem Institut für Flugführung (IFF) der Universität Braunschweig mit dem dortigen Forschungsflugzeug (Dornier 128-6 D-IBUF) ein 70 Minuten langer Datensatz inner-



**Abbildung 6.5:** Skyplot der sichtbaren Satelliten innerhalb des Navigationskoordinatensystems der DO128-6 D-IBUF (a) und verschiedene Manöver während des Testfluges (b), (Kube et al., 2012).

halb routinierter Testmanöver erhoben. Die für gekurvte Landeanflüge typischen Flugmanöver sind der Abbildung 6.5(a) zu entnehmen. Der Skyplot aus Abbildung 6.5(b), welcher ausgehend von der Startposition der Dornier im Navigationskoordinatensystem berechnet wurde, zeigt eine stabile Satellitengeometrie mit niedrig- und hochstehenden Satelliten. Auf dem vorderen Rumpf des Flugzeugs, wo nur geringe Abschattungen zu erwarten sind, wurde eine Zweifrequenzantenne Novatel NOV512 verwendet, welche bereits mit Abbildung 2.1(h) vorgestellt wurde. Die am IfE individuell bestimmten C/A GDV dieser Antenne wurden mit einem speziellem Unterbau kalibriert und bereits im Kapitel 5 vorgestellt und diskutiert.

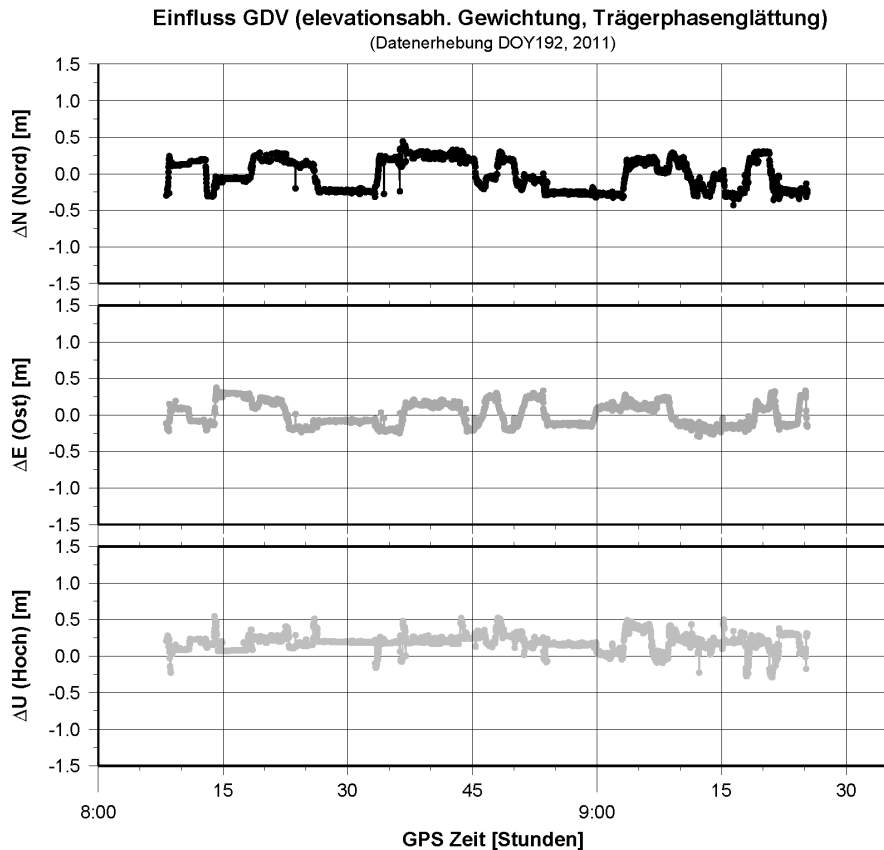
### 6.2.2 Prozessierung der Solllösung und Trajektorien

Die Daten wurden mit einer Datenrate von 1 Hz aufgenommen, mit einer elevationsabhängigen Gewichtung und einer Elevationsmaske von  $e_{cutoff} \leq 5^\circ$  sowie 100 Sekunden trägerphasengeglätteten Codephasenbeobachtungen innerhalb eines regulären SPP Algorithmus (Hofmann-Wellenhof et al., 2008, S. 253f) verarbeitet. Hierzu wurde die Implementierung eines entsprechenden SPP Algorithmus innerhalb des am IfE entwickelten Softwarepaketes notwendig.

Die Referenzlösung wurde durch eine präzise Zweifrequenz-PPP-Lösung zur Verfügung gestellt, die ebenfalls mit einer am IfE entwickelten Software berechnet wurde, (Weinbach und Schön, 2011). Zur konsistenten Transformation zwischen den Earth Centered Earth Fixed (ECEF) Koordinaten und den topozentrischen Koordinaten im Flugzeugkoordinatensystem sind die Informationen der Roll-, Kipp- und Nickwinkel [roll-pitch-yaw] pro Epoche notwendig, die durch Zusatzgeräte am Flugzeug aufgenommen, zur Verfügung gestellt und in der Prozessierung entsprechend berücksichtigt wurden.

### 6.2.3 Evaluation der Trajektorien

Anschließend werden die aus SPP Algorithmus erhaltenen Trajektorien zunächst um den Einfluss der Codephasenvariationen verglichen und anschließend der Solllösung gegenübergestellt. Zur Evaluation der Güte der SPP-Lösung sei zunächst der Fokus auf den Einfluss der GDV im Positionsraum gerichtet. In Abbildung 6.6 sind die Auswirkungen der individuellen GDV für die Trajektorie dargestellt, wobei die SPP Lösung mit Berücksichtigung der GDV-Korrekturen von der gewöhnlichen SPP Lösung abgezogen wurde ( $SPP_{GDV} - SPP$ ). Für die Nord- und Ostkomponente ist eine Variation in Abhängigkeit der Flugrichtung festzustellen. Die im Positionsraum auftretenden Größenordnungen entsprechen den individuellen GDV-Korrekturen, die pro Epoche und Ausrichtung des Flugzeugs bestimmt werden müssen und sich, wie Abbildung 6.6 deutlich zeigt, direkt in den Positionsraum ab-



**Abbildung 6.6:** Einfluss der individuellen Codephasenvariationen der NOV512+GP Antenne auf die Flugzeugtrajektorie.

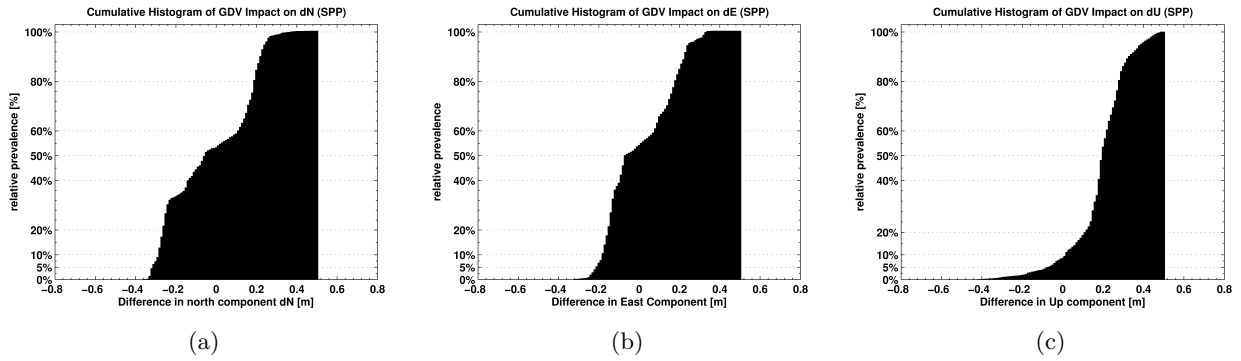
bilden. Für die Hochkomponente ist zwar ein ähnliches Verhalten festzustellen, zeitgleich ist aber auch sichtbar, dass sich für die gesamte Trajektorie ein Offset mit einer Höhe von 0.25 m ergibt. Die zusätzlich auftretenden Variationen sind direkt den Orientierungsänderungen innerhalb der Trajektorie und der damit einhergehenden Änderung der Satellitengeometrie zuzuordnen.

Diese angesprochenen Zusammenhänge sind explizit noch einmal den kumulativen Häufigkeitsdiagrammen der Abbildung 6.7 zu entnehmen. Für die horizontalen Komponenten zeigen die Diagramme, dass bis zu 95% der Beobachtungen nur Variationen unterhalb von 0.3 m erfahren. In etwa vergleichbar ist die Situation für Variationen auf der Höhenkomponente, wo bei 90% der Beobachtungen Variationen von unter 0.3 m zu erwarten sind. Zusätzlich kann festgehalten werden, dass Variationen für alle drei Komponenten unterhalb von 0.5 m zu erwarten sind. Diese Untersuchungen lassen zunächst die Schlussfolgerung zu, dass die in diesen Analysen verwendete Antenne ein deutlich geringeres GDV-Pattern aufweist und daher Variationen bzw. Beeinträchtigungen der codephasenbasierten Koordinatenlösung deutlich reduziert werden.

Abschließend ist zur Evaluierung der Codephasenvariationen auf die SPP basierte Navigation in Abbildung 6.7(d) der Vergleich gegenüber einer aus PPP basierten Solllösung angegeben. Wie bereits in Abbildung 6.7 angesprochen, sind nur geringe Variationen bzw. Verbesserungen für die in diesem Experiment verwendete Antenne zu erwarten. Verbesserungen der herkömmlichen SPP Lösung sind durch Berücksichtigung der Codephasenvariationen nicht erkennbar. Diese Schlussfolgerungen gelten aber nicht pauschal, da in Abschnitt 6.1.1 gezeigt wurde, dass die zu erwartenden Beeinträchtigungen im Positionsraum direkt abhängig sind von den Größenordnungen der GDV.

Für jede Anwendung muss demnach eine entsprechende Antenne ausgewählt und auf Eignung hin überprüft werden. Die in diesem Experiment analysierte Antenne weist gegenüber dem Codephasenrauschen ein sehr geringes GDV-Pattern auf und erfüllt für aktuelle GNSS-Signale die derzeitigen Anforderungen der Instrumentenlandesysteme für die Kategorien I-III (CAT I-III). Zukünftig werden jedoch neue Signale mit einer optimierten Architektur verwendet, die ein weitaus geringeres Rauschen





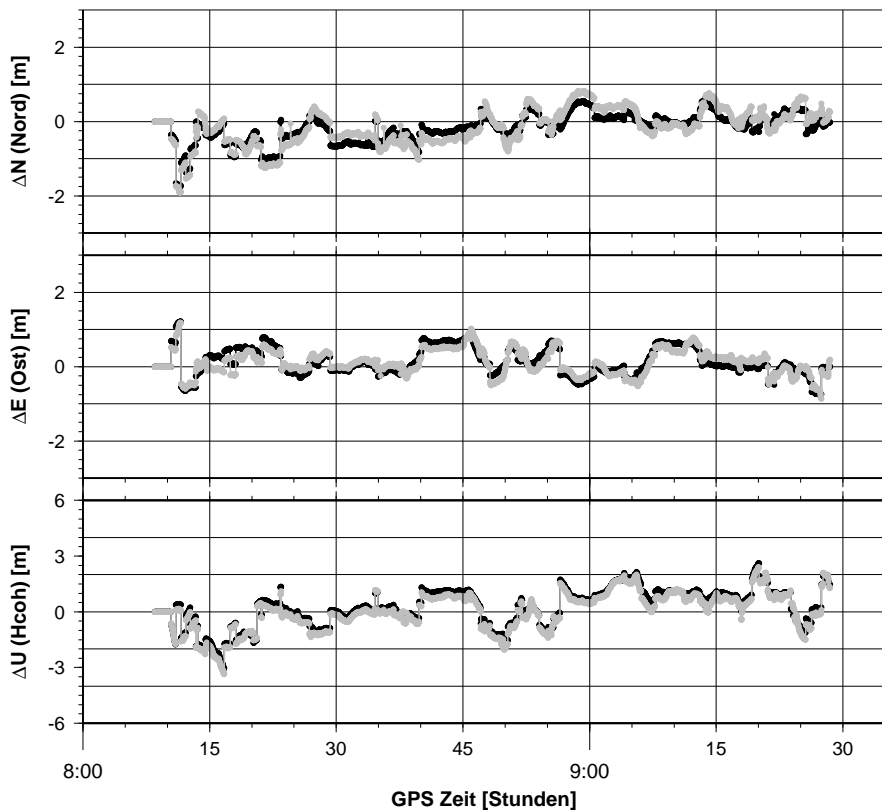
(a)

(b)

(c)

**SPP vs. PPP (elevationsabh. Gewichtung, Trägerphasenglättung)**

(Datenerhebung DOY192, 2011)



(d)

**Abbildung 6.7:** Kummulative Häufigkeitsdiagramme der topozentrischen Koordinaten zum Abschätzen des Einflusses der individuellen Codephasenvariationen auf die Flugzeugtrajektorie (a-c) und Vergleich der codephasen basierten SPP Lösung mit einer präzisen PPP Trägerphasen Lösung.

aufweisen und der Berücksichtigung von GDV zukünftig ein weitaus größeres Gewicht zukommen lassen werden. Dieser Entwicklung wird bereits bei der Aktualisierung der Mindestanforderung [minimal operational performance standards] Rechnung getragen (RTCA, 2006), so dass GNSS-Antennen im Flugverkehr bereits heute Grenzwerte für maximal auftretende GDV (<2 ns) nicht überschreiten dürfen.

**Tabelle 6.4:** Für die Simulationsstudien verwendete Stationen an internationalen Zeitlaboratorien. Basislinienlängen ausgehend von der Station PTBB, Braunschweig (PTB), Deutschland.

Station	geogr. Lage	Betreiber	Basislinienlänge [km]
PTBB	Braunschweig, Deutschland	PTB	-
BRUS	Brüssel, Belgien	ROB	479
MIZU	Mizusawa, Japan	GFZ	8785
ONSA	Onsala, Schweden	LMV	552
UNSA	Salta, Argentinien	GFZ	11242
USN3	Washington, USA	USNO	6520
WAB2	Wabern, Schweiz	METAS	679

### 6.3 P3 codephasenbasierte Zeitübertragung

Nicht nur allein für die Positionierung und Navigation sind GNSS von wesentlicher Bedeutung. Auch im Bereich der präzisen Zeit- und Frequenzübertragung bzw. dem globalen Vergleich von Frequenznormalen in internationalen Zeitlaboratorien sind GNSS-basierte Anwendungen ein wichtiges Verfahren, (Allan und Weiss, 1980; Ray und Senior, 2003, 2005; Defraigne und Petit, 2003; Levine, 2008). Als wichtiges Pendant zum bisherigen Two Way Satellite Time and Frequency Transfer (TWSTFT) Verfahren haben sich folgende Techniken wesentlich durchsetzen können:

- ▶ GPS CV mit Codephasenbeobachtungen,
- ▶ GPS all-in-view (AV) mit Codephasenbeobachtungen sowie neuerdings
- ▶ GNSS PPP mit kombinierten Code- und Trägerphasenbeobachtungen.

Diese Verfahren stellen eine vollständig unabhängige Lösung zur Verfügung, die zu Vergleichs- und Analysezwecken mit den traditionellen Methoden der Zeit- und Frequenzübertragung daher notwendig sind. Nach Lewandowski et al. (1991) liegt die Genauigkeit der GNSS-basierten Zeit- und Frequenzübertragung im Bereich von einer Nanosekunde, sofern Stationskoordinaten, externe Informationen wie Ionosphäre, Empfängerkalibrierungen (Antennenpattern, Tidenkorrekturen, Polverschiebungen etc.) sowie alle übrigen Parameter, die den gesamten GNSS-Fehlerhaushalt betreffen, mit ausreichender Genauigkeit berücksichtigt werden.

#### 6.3.1 Motivation

Die Verwendung des P Code hat zwei wichtige Vorteile. Erstens ist das Rauschen auf dem P Code wesentlich geringer als auf dem freien C/A Code. Zweitens sind die P Codes auf beiden Signalen  $L_1$  und  $L_2$  moduliert, wodurch der Anteil der Signalverzögerung in der Ionosphäre (vgl. ebenfalls Gleichung 3.6) durch Bildung der P3 Linearkombination nach Gleichung (3.26) eliminiert werden kann. Ein Nachteil jedoch ist, dass der P Code bei GPS auf dem verschlüsselten Y Code moduliert und geheim ist, (Seeber, 2003). Peng et al. (2005) zeigen zusätzlich, dass für niedrige Elevationen geringere Signalstärkewerte [carrier-to-noise] (CN/0) erreicht werden, als dies für den freien C/A Code möglich ist. Diese Herausforderungen sind bei der Implementierung von Trackingalgorithmen gesondert zu berücksichtigen, (Petrovski und Tsujii, 2012, S. 155ff).

In der Zeit- und Frequenzübertragung sind Verzögerungen beim Empfang und der Weiterverarbeitung der Daten ein bedeutender und die Genauigkeit minimierender Faktor, der vor allem bei der Antennen-Kabel-Empfänger Kombination zu lokalisieren ist. Wie bereits Ray und Senior (2005) zeigten, spielen Verzögerungen in der Hardware und Temperaturstabilität eine wesentliche Rolle. In den folgenden Studien, die ergänzend zu Kersten et al. (2012) analysiert werden, wird der Fokus nur auf die Antenne und deren Verhalten selbst gerichtet sein.

### 6.3.2 Prozessierung der P3 Links

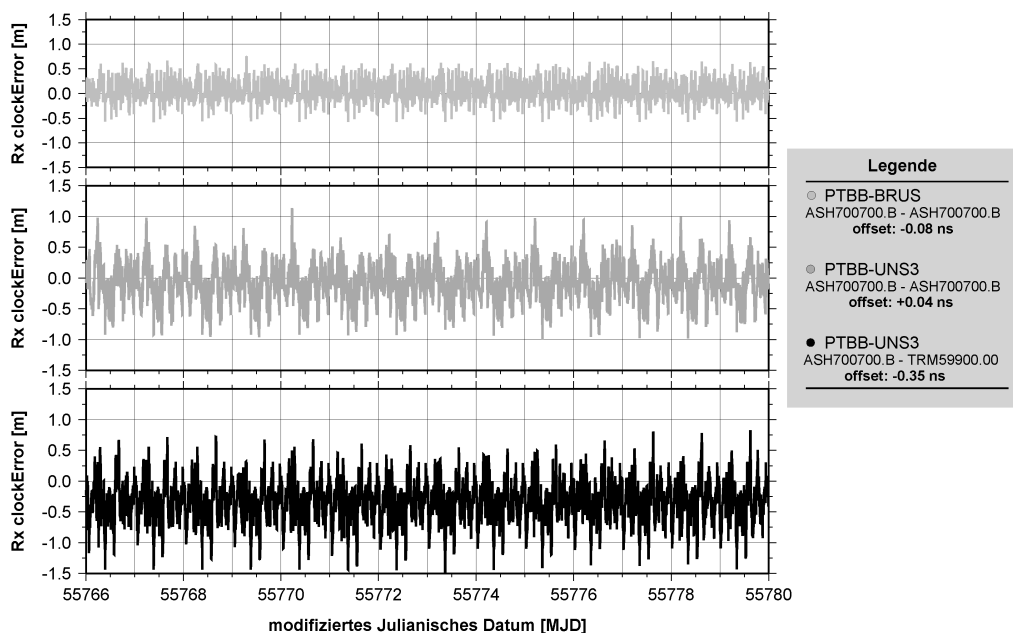
Für die Studie wurde eine Simulation mit insgesamt 7 IGS (bzw. ITRF) Stationen berechnet. Die Analyse von inter-kontinentalen als auch inner-europäischen Basislinien erlaubt die Analyse anhand unterschiedlicher Satellitengeometrien. Es wurden Daten von insgesamt 14 Tagen mit einer Aufzeichnungsrate von 15 sec als tägliche Batchlösungen prozessiert. Für jede der in Tabelle 6.4 aufgeführten Stationen wurden 4 Szenarien mit den folgenden 4 Antennen berechnet, um den Einfluss der GDV für alle Kombinationen und Basislinienlängen zu studieren:

1. Ashtech Marine 700700.B (ASH700700.B NONE),
2. Leica AR25 Revision 3 (LEIAR25R3 LEIT),
3. Trimble Zephyr Geodetic (TRM4129.00 NONE),
4. Trimble 2d Choke Ring (TRM59900.00 NONE).

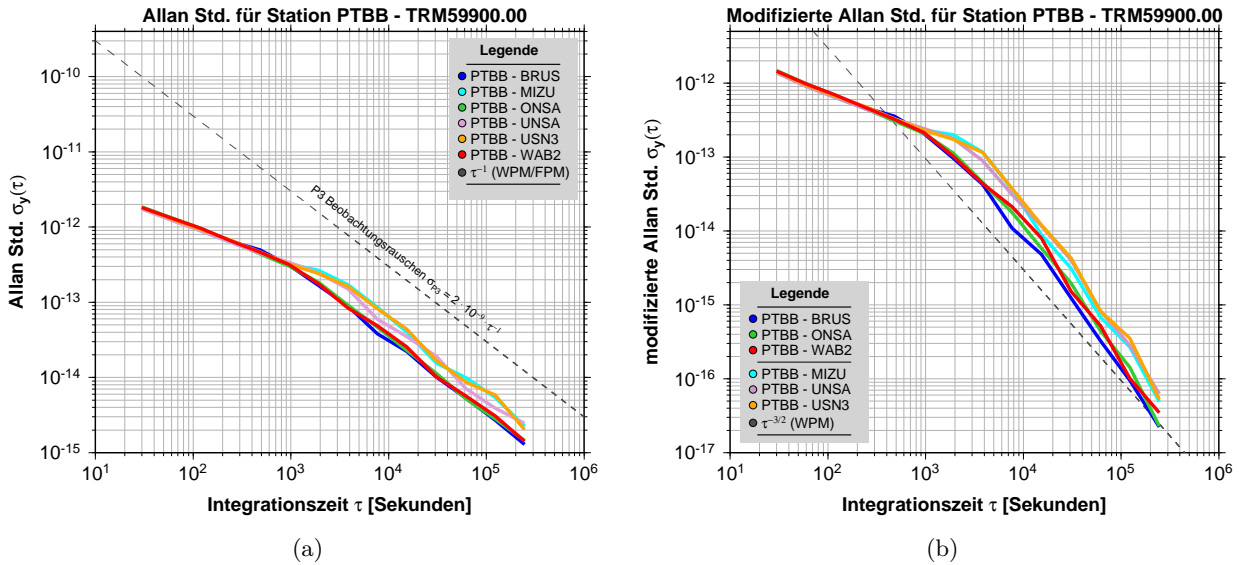
Der Empfängeruhrfehler wird auf Basis der ionosphärenfreien P3-Beobachtung bestimmt. Auf dem Labornetzwerk des IfE wurde aus realen Messungen und hochwertigem GNSS-Equipment ein Rauschen der P3-Beobachtung von  $\sigma_{P_3} \approx 0.6$  m abgeleitet und in Abbildung 6.9 als weißes Phasenrauschen [white phase modulation] (WPM) mit einer Steigung  $\tau^{-1}$  eingeführt. Zur Prozessierung sind präzise SP3 Orbits des IGS-Netz (Dow et al., 2009) in einer am IfE entwickelten Software (Weinbach und Schön, 2011) verwendet worden. Dieses Vorgehen entspricht der all-in-view (AV)-Methodik der GNSS-basierten Zeit- und Frequenzübertragung, da alle von einer Bodenstation aus und über einer Elevationsmaske von  $e_{cutoff} \geq 5^\circ$  sichtbaren Satelliten an der Berechnung teilnehmen. Die Vor- und Nachteile zwischen CV und AV sind ausführlich in Weiss et al. (2005) diskutiert.

### 6.3.3 Analyse der P3 Links

Als Ergebnis der Simulation liegen pro Station vier Empfängeruhrlösungen vor. Jedes Set beinhaltet 80640 Epochen mit einer Datenrate von 15 sec. In der Abbildung 6.8 sind die Empfängeruhrfehler für drei ausgewählte Szenarien gezeigt. Zunächst kann das typische Pattern, der sich siderisch wiederholenden Satellitengeometrie, abgelesen werden. Weiterhin kann eine Abweichung in der Zeitübertragung identifiziert werden, die z.B. auf dem Link PTBB-BRUS zu einem Offset von +0.05 ns führt, wenn an



**Abbildung 6.8:** Ergebnisse der Simulationsanalyse an unterschiedlichen Links zur Untersuchung des Einflusses von GDV auf den Empfängeruhrfehler.

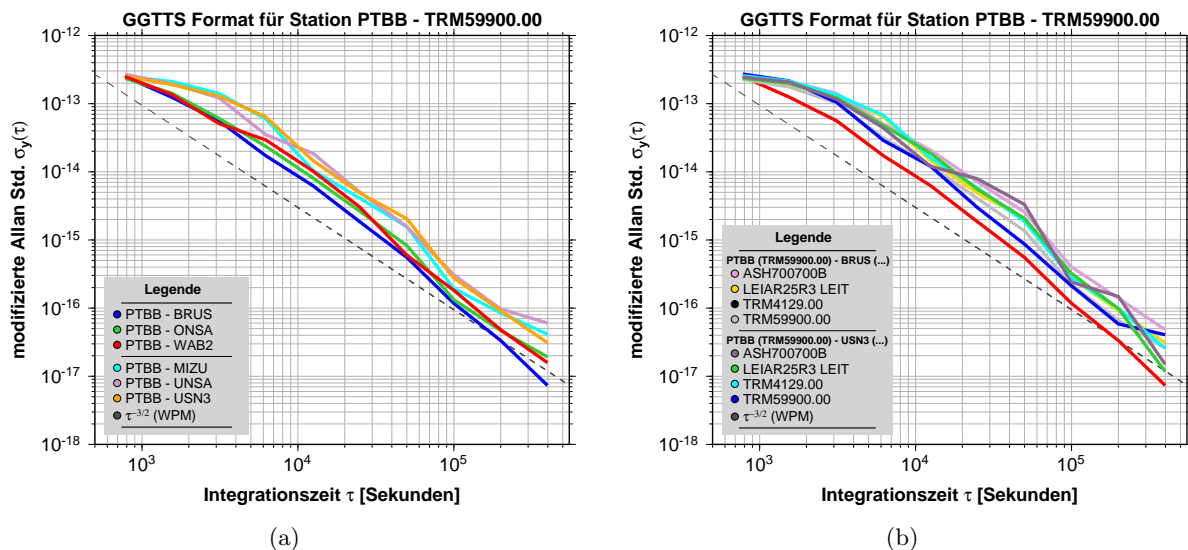


**Abbildung 6.9:** Darstellung der Allan Standardabweichung (a) und der modifizierten Allan Standardabweichung (b) für unterschiedliche Links im Rahmen der Simulationsanalyse zur Untersuchung des Einflusses von GDV.

beiden Enden des Links gleiche Antennen mit einem mäßig ausgeprägten GDV-Pattern simuliert werden. Für einen inter-kontinentalen Link PTBB-UNS3 steigt dieser Offset in der Zeitübertragung auf einen Wert von 0.08 ns an. Die größte zu erwartende Abweichung innerhalb der Versuchsreihe konnte durch Antennen mit unterschiedlich ausgeprägtem GDV-Pattern (ASH700700.B und TRM59900.00) auf einem inter-kontinentalen Link (PTBB-UNS3) maximaler Länge mit einem Zeit-Offset von 0.35 ns identifiziert werden (inhomogene Verteilung des Equipments). Für die GNSS-Codephasen basierte Zeitübertragung ist durch diese Größenordnung jedoch keine Beeinträchtigung der Genauigkeit zu erwarten, da das P3 Coderauschen bei weitem dominiert.

Diese Schlussfolgerung wird zusätzlich anhand der Allan Standardabweichung (Allan Std.) (Allan, 1966; Allan und Weiss, 1980; Allan, 1987) in Abbildung 6.9(a) verdeutlicht, in der unterschiedliche Links mit der gleichen Antenne simuliert wurden. Die hierfür ausgewählte Antenne (TRM59900.00) steht an dieser Stelle repräsentativ für das an den Zeitlaboratorien gewöhnlich eingesetzte GNSS-Equipment. Die Allan Std. zeigt zu Beginn ein weißes Frequenzrauschen [white frequency modulation] (WFM), indiziert durch eine Steigung von  $\tau^{-0.5}$ , welches bis zu einer Integrationszeit von  $\tau = 10^3$  Sekunden (ca. 20 Minuten) anhält. Das WFM liegt jedoch deutlich unter dem zu erwartendem Beobachtungsrauschen (Defraigne und Petit, 2003; Peng et al., 2005) der P3-Beobachtung mit  $\sigma_{P3} = 2 \cdot 10^{-9}$  bei  $\tau = 1$  Sekunde.

Da sich in der klassischen Allan Std. ein WPM nicht von einem flicker-Phasenrauschen [flicker phase modulation] (FPM) unterscheiden lässt, geht man daher zur Analyse der modifizierten Allan Standardabweichung (mod. Allan Std.) über, die eine eindeutige Trennung dieser stochastischen Charakteristiken ermöglicht, (Bernier, 1987). Die mod. Allan Std. in Abbildung 6.9(b) indiziert, dass ab einer Integrationszeit von  $\tau > 10^3$  Sekunden das WFM in ein WPM übergeht. Für einen inner-europäischen Link PTBB-BRUS mit identischem Equipment zeigt die Abbildung 6.9(a) eine Allan Std. mit einer Stabilität von  $\sigma_y = 3.5 \cdot 10^{-13}$  bei  $\tau = 10^3$  Sekunden. Dieser Transitionspunkt ändert sich zu  $\sigma_y = 1.5 \cdot 10^{-13}$  bei  $\tau \approx 3.6 \cdot 10^3$  Sekunden. Das verzögerte Verhalten der Transition für lange Basislinien erklärt sich aus der unterschiedlichen Satellitengeometrie, die sich aus der zunehmenden geometrischen Entfernung für inter-kontinentale Links ergibt. Dieses Verhalten, besonders die Eigenschaften des Transitionspunktes, haben sich in den Simulationsstudien für alle untersuchten Kombinationen bestätigt. In allen analysierten Links konnte der Übergangspunkt für inter-europäische Links (kleiner 1000 km) bei  $\tau = 10^3$  Sekunden identifiziert werden, der sich für inter-kontinentale Links zu  $\tau = 3.6 \cdot 10^3$  Sekunden für Links mit einer Länge über 6000 km verschiebt. Abschließend kann



**Abbildung 6.10:** Modifizierte Allan Standardabweichungen von GGTTS formatierten Zeitreihen für unterschiedliche Basislinien und unterschiedliche Ausrüstungen.

festgestellt werden, dass für alle untersuchten Links die Allan Std. unterhalb des P3 Coderausens und somit unterhalb der einer detektierbaren Größenordnung befindet.

In der Zeit- und Frequenzübertragung wird ein besonderes, durch [Allan und Thomas \(1994\)](#) beschriebenes Format (Group on GPS Time Transfer Standards (GGTTS)) verwendet, welches zusätzlich innerhalb der GDV-Studien analysiert wurde. Letztlich ist das GGTTS-Format ein internationaler Standard für die GPS bzw. GNSS-Zeitempfänger und entsprechenden Softwareapplikationen. Ein GGTTS-Datensatz setzt sich aus einer Gesamtlänge von 780 Sekunden (13 Minuten) zusammen. [Allan und Thomas \(1994\)](#) begründen diese Datenlänge mit folgenden drei Punkten:

1. Gewöhnlich benötigen aktuelle GNSS-Empfänger zwei Minuten für eine nutzbare Satellitenakquisition,
2. zehn Minuten sind notwendig, um eine vollständige Navigationsnachricht zu übertragen und
3. eine Minute wird als Puffer zur internen Daten-Prozessierung zur Verfügung gestellt.

Die aus der Simulation erhaltenen und in das GGTTS-Format transformierten Zeitreihen sind in der [Abbildung 6.10\(a\)](#) für unterschiedliche Links mit gleichem Equipment und in [Abbildung 6.10\(b\)](#) mit variablen Equipment gezeigt.

Wie zu erwarten war, ist in der [Abbildung 6.10\(a\)](#) deutlich erkennbar, dass für kurze Link-Längen (z.B. PTBB-BRUS) unter 1000 km die mod. Allan Std. die geringste Größenordnung annimmt und einem WPM entspricht, erkennbar durch die Steigung  $\tau^{-3/2}$ . Dieses Verhalten erklärt sich wiederum durch die sehr ähnliche Satellitengeometrie an beiden Enden des Links. Im optimalen Fall kürzt sich der Effekt der GDV für die Zeitvergleiche heraus, wenn an beiden Enden des Links gleiches Equipment simuliert wird und beide Antennen, die ähnliches Pattern vorweisen, bestmöglich an ein identisches Azimut ausgerichtet werden. Bei inter-kontinentalen Links startet die mod. Allan Std. zunächst mit einem WFM Prozess ( $\sigma_y = 5 \cdot 10^{-12} \tau^{-0.5}$ ) bis zum Übergangspunkt bei  $\tau = 3.2 \cdot 10^3$ . Hiernach gehen auch die GGTTS Zeitreihen für inter-kontinentale Links in ein WPM mit  $\sigma_y = 2 \cdot 10^{-10} \tau^{-3/2}$  über. Das Verhalten des Transitionspunktes ist auch im GGTTS Format erklärbar durch die stark unterschiedliche Satellitengeometrie an den Endpunkten des Links.

Parallel hierzu können aus [Abbildung 6.10\(b\)](#) entsprechende Schlüsse gezogen werden. Genau wie zuvor beschrieben, ist auch hier ein geringes Rauschen für einen kurzen Link mit gleichem Equipment (PTBB-BRUS, TRM59900.00) zu erwarten. Für alle GGTTS Zeitreihen ist weiterhin zu schlussfolgern, dass die GDV (1) einen stochastischen Prozess einführen, der als ein weißes Rauschen identifiziert

werden kann und (2) die Einflüsse der GDV sich bei weitem unterhalb des P3-Coderausgangs befinden und keinerlei Einfluss auf die Stabilität der Zeitlinks ausüben.

## 6.4 GNSS-Trägerphasenbasierte Zeitübertragung mit PPP

Bereits durch ein im IGS initiiertes Pilotprojekt (Ray und Senior, 2003) konnte die Nutzung der zwei Größenordnungen präziseren Trägerphase für die Zeit- und Frequenzübertragung mit PPP erfolgreich nachgewiesen werden. Das Studium der GDV auf die PPP basierte Zeit und Frequenzübertragung ist vor allem vor dem Hintergrund der Kombination von Träger- und Codephase von besonderem Interesse. Eine Verstärkung der Einflüsse der Antennenparameter (GDV) kann nicht kategorisch ausgeschlossen werden, da durch die Bildung der P3-Linear kombination die Abweichungen auf beiden Frequenzen  $P_1$  und  $P_2$  nach Gleichung (3.26) addiert werden und innerhalb einer PPP Prozessierung dadurch tendenziell mit einer Verstärkung der GDV zu rechnen ist.

### 6.4.1 Motivation

Zur Untersuchung wurden GDV im Zuge eines mit PPP prozessierten Links mit realen Daten zwischen der Fundamentalstation Wettzell (WTZS) in Bayern und dem National Institute of Standards and Technology (NIST) in Boulder, Colorado (USA) analysiert. Dieser Link ist von besonderem Interesse, da an beiden Stationen Antennen verwendet werden, für die GDV Kalibrierungen vorliegen. Weiterhin sind beide geodätischen Empfänger auf dem Link an aktive Wasserstoff-Maser [H-Maser frequency standards] angeschlossen, wodurch die hohe Frequenzstabilität des Links gewährleistet wird, Kersten et al. (2012). Ferner wurde bereits durch die vorangegangenen Studien abgeleitet, dass gerade für inter-kontinentale Links der maximale GDV Effekt beobachtet bzw. erwartet werden kann.

### 6.4.2 Prozessierung des PPP Links

Die Station WTZS ist ausgerüstet mit einer Leica AR25.R3 LEIT 3d choke ring Antenne und einem speziellen Septentrio PolaRx2 Empfänger, der mit einem EFOS 39 H-Maser verbunden ist. Die Station NIST verwendet eine Novatel NOV702 Antenne in Verbindung mit einem Novatel OEM4-G2 Empfänger, der ebenfalls mit einem externen H-Maser betrieben wird.

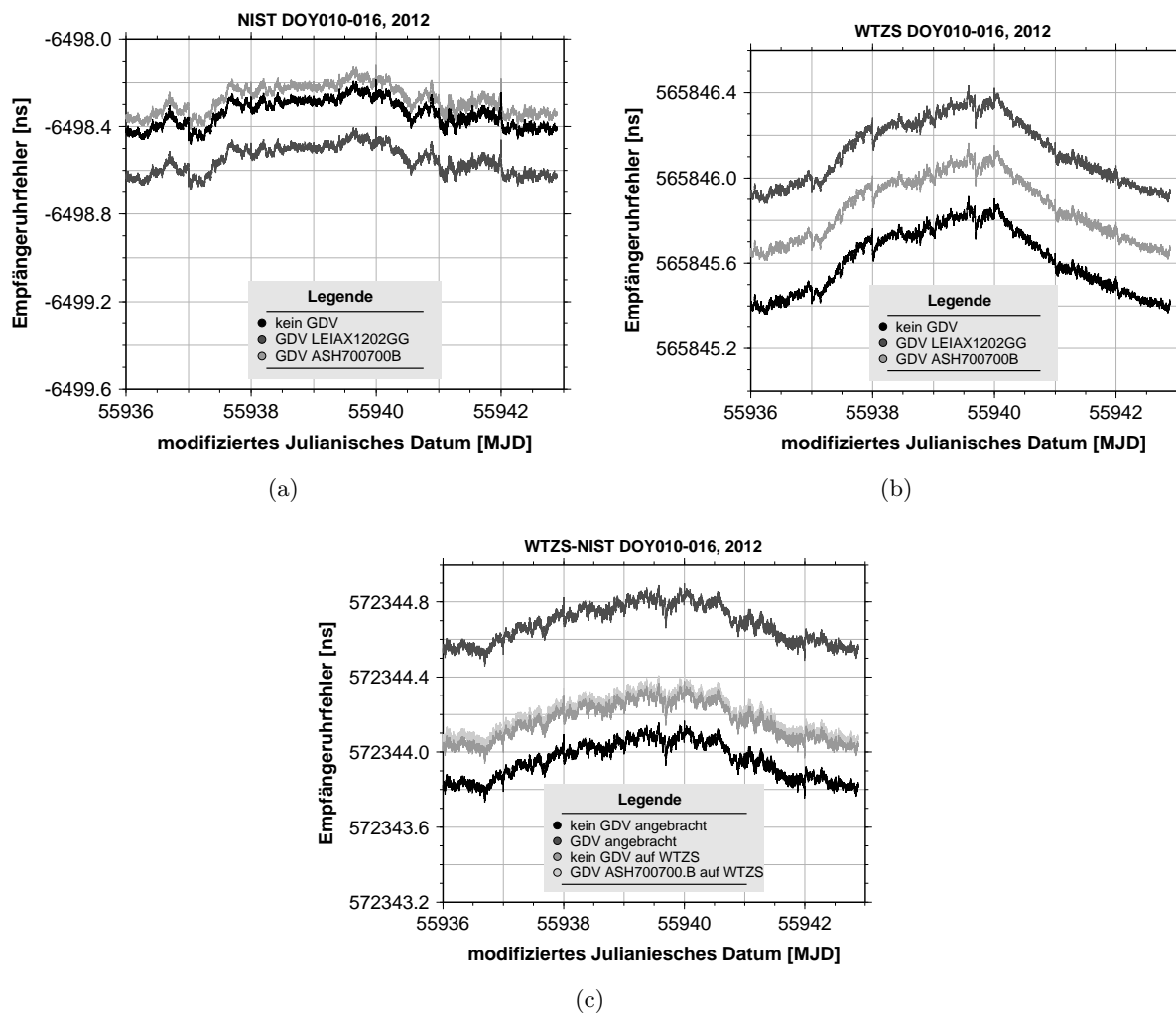
Die PPP Prozessierung wurde mit einer am IfE entwickelten Software (Weinbach und Schön, 2011) und einem Kalman-Filter Ansatz durchgeführt. Präzise Orbits, Uhren und Erdrotationsparameter für die prozessierten Tage DOY010-DOY016 des Jahres 2012 wurden durch den IGS (Dow et al., 2009) bereitgestellt. Die notwendigen Auflastungseffekte [ocean tide loading] sind durch das Modell FES2004 vom Onsala Space Observatory (OSO) vorhanden (Scherneck, 1991) und entsprechend berücksichtigt.

Insgesamt werden drei Szenarien betrachtet:

1. Es werden die Einflüsse der GDV für eine tägliche Lösung studiert.
2. Eine Woche kontinuierlicher Daten wird prozessiert und analysiert.
3. In beiden Szenarien wird eine dritte Antenne (ASH700700.B) eingeführt, die ein bewegtes Pattern mit mäßigen Magnituden aufweist.

### 6.4.3 Analyse des PPP Links

Die Abbildungen 6.11(a) und 6.11(b) zeigen die separat berechneten Empfängeruhrfehler für beide Stationen des Links. Die drei Zeitreihen sind durch (1) keine Anbringung der GDV-Korrekturen, (2) Anbringung der korrekten GDV-Korrektur und (3) Anbringung mittelstark variierender GDV-Korrekturen gekennzeichnet. Eine lineare Drift auf dem geschätzten Empfängeruhrfehler ist entfernt. Die Anbringung der GDV-Korrekturen führt bei der Station NIST zu einem Offset von 0.2 ns. Ein vergleichbares Verhalten ist auf der Station WTZS festzustellen, wo ein Offset von ca. 0.5 ns detektiert werden kann. Wie durch Abbildung 6.11(c) erkennbar, ist durch die GDV ein Offset von 0.35 ns auf

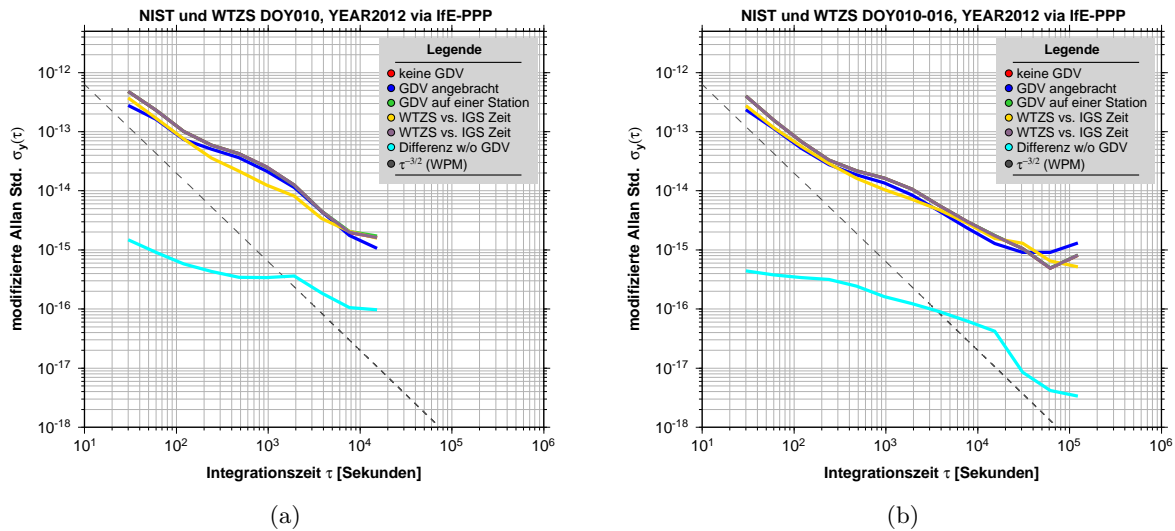


**Abbildung 6.11:** PPP basierter Empfängeruhrfehler für die Station NIST (a), die Station WTZS (b) und den Link WTZS-NIST (c). Für die Darstellung in (a) und (b) ist eine lineare Drift entfernt worden, (Kersten et al., 2012).

dem PPP-Link zu erwarten. Zusätzlich wurde ein GDV-Pattern mit mittelstark ausgeprägtem Pattern in den Studien simuliert. Bei dieser Kombination ist auf diesem inter-kontinentalen Link ebenfalls mit einem Offset zu rechnen. Das erhaltene Pattern des geschätzten Empfängeruhrfehlers bleibt davon jedoch vollständig unverändert.

Für die Studien zur Frequenzstabilität des Links werden zwei Fälle unterschieden. Zunächst wird die tägliche Lösung studiert, die als mod. Allan Std. für den Tag (DOY010, 2012) mit allen drei Szenarien in der Abbildung 6.12(a) dargestellt ist. Bei der Analyse eines Tages lässt sich ein FPM mit  $1.5 \cdot 10^{-12} \tau^{-1}$  identifizieren, welches sich über den gesamten Tag nicht auflöst. Ob GDV-Korrekturen angebracht werden oder nicht, ist entsprechend der Abbildung 6.12(a) und 6.12(b) zufolge nicht relevant. Beide Ansätze liefern ein auf Basis der Signifikanz vergleichbares Ergebnis. Der Einfluss der GDV-Korrekturen auf die drei analysierten Tageszeitreihen lässt sich durch die Differenz der Zeitreihen ablesen, welche in Abbildung 6.12(a) als ein WFM mit zwei Größenordnungen geringer ( $3.5 \cdot 10^{-15} \tau^{-0.5}$ ) abgebildet ist, sich auf die Lösung ohne Berücksichtigung der GDV-Korrekturen und daher auch keinen signifikanten Einfluss vorweisen kann.

Im zweiten Szenario ist die Stabilität des Links für eine Woche betrachtet worden und in Abbildung 6.12(b) dargestellt. Die mod. Allan Std. startet zunächst mit einem WPM und geht dann relativ schnell in ein FPM mit  $5 \cdot 10^{-13} \tau^{-1}$  bis zu einer Integrationszeit von  $\tau \leq 8.46 \cdot 10^4$  Sekunden (ein Tag) über. Für  $\tau > 8.46 \cdot 10^3$  Sekunden ist die Frequenzstabilität des Links von einem flicker-Frequenzrauschen [flicker frequency modulation] (FFM) dominiert, das eine Magnitude von  $8 - 9 \cdot 10^{-16} \tau^0$  aufweist. Dieses Verhalten ist für eine gewöhnliche PPP Prozessierung zu erwarten.



**Abbildung 6.12:** Frequenzstabilität des inter-kontinentalen Links WTZS und NIST für DOY010, 2012 (a) und für eine Woche DOY010-DOY016, 2012 (b). Berechnungen basieren auf täglichen IGS Stationsdaten, prozessiert mit einer am IfE entwickelten PPP Software, (Weinbach und Schön, 2011).

Das Niveau des FFM Prozesses entspricht der Frequenzstabilität der verwendeten H-Maser und konnte auch bereits bei längeren Zeitreihen identifiziert werden, (Defraigne, 2011).

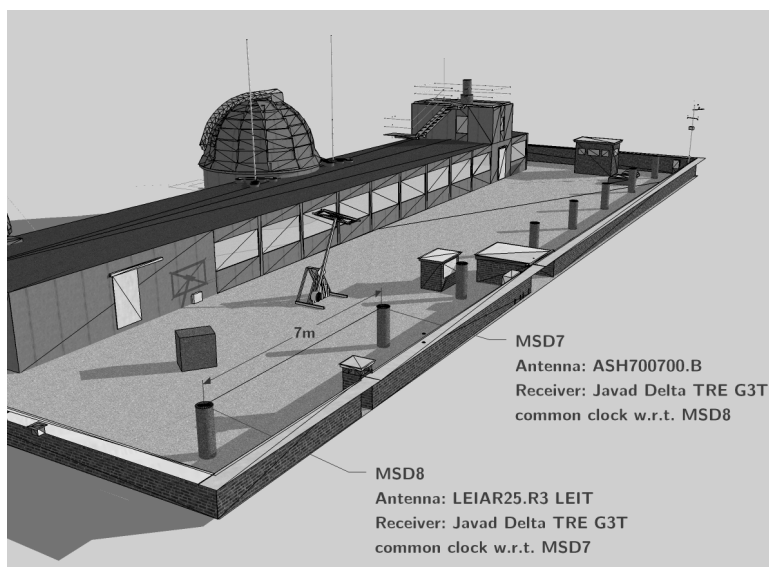
Als Ergebnis der einwöchigen PPP-prozessierten Zeitreihen kann festgehalten werden, dass für die GDV geodätischer Referenzstationsantennen bei der PPP basierten Zeitübertragung nur ein Einfluss unterhalb des Rauschens zu erwarten ist. Die geringen Auswirkungen der GDV lassen sich durch zwei wesentliche Punkte erklären: Zum einen erhält die Codephasenbeobachtung innerhalb der PPP-Prozessierung gegenüber der Trägerphasenbeobachtung ein weitaus geringeres Gewicht ( $\sigma_{P3} \approx 0.6$  m versus  $\sigma_{L3} \approx 0.003$  m), wodurch die GDV-Korrekturen im Beobachtungsrauschen des Kalman-Filters zum großen Teil absorbiert werden. Zum anderen weisen die in diesem Experiment verwendeten Antennen ein sehr geringes GDV-Pattern auf. Letztlich ist die Relevanz im Koordinatenraum auch eine Frage, wie die Daten innerhalb der Prozessierung modelliert und behandelt werden. Die Relevanz von GDV auf die Zeit- und Frequenzübertragung ist demnach ein Zusammenspiel der auftretenden Größenordnung von GDV an den verwendeten Antennen in Verbindung mit der Datenprozessierung und muss differenziert betrachtet werden.

## 6.5 Einfluss auf die Mehrdeutigkeitsanalyse

Wie bereits in Abschnitt 5.2 gezeigt, liegen für GNSS-Antennen sehr deutliche Unterschiede für die zu erwartenden Abweichungen der sensorspezifischen Codephasenvariationen in Abhängigkeit der LOS vor. Die Kenntnis über die Ausprägung sowie die entsprechenden Größenordnungen sind vor allem für die Kombination von Code- und Trägerphasenbeobachtungen von entscheidender Bedeutung. Für eine stabile Bestimmung von Trägerphasen Mehrdeutigkeiten auf langen Basislinien ( $>10$  km) wird die Kombination innerhalb der *Widelane-Narrowlane Methode* nach Seeber (2003) notwendig. Diese Methode ist essentiell für die robuste Berechnung der Mehrdeutigkeiten bzw. guter Anfangswerte innerhalb der meisten wissenschaftlichen als auch kommerziellen GNSS-Software Pakete und deshalb von besonderem Interesse.

Synergien zwischen den Beobachtungstypen Codephase und Trägerphase wurden beginnend durch die Arbeiten von Hatch (1982) untersucht. Basierend darauf stellten Wübbena (1985) und Melbourne (1985) unabhängig voneinander ein robustes Verfahren zur Bestimmung von Trägerphasen-Mehrdeutigkeiten vor. Notwendig dazu ist die Bildung einer Linearkombination basierend auf der Kombination von Code- und Trägerphase, wie sie bereits in Abschnitt 3.1.4 durch Gleichung (3.22) als MW-LK vorgestellt wurde. Aufgrund der optimalen Eigenschaften, wie. z.B der Invarianz bzgl.





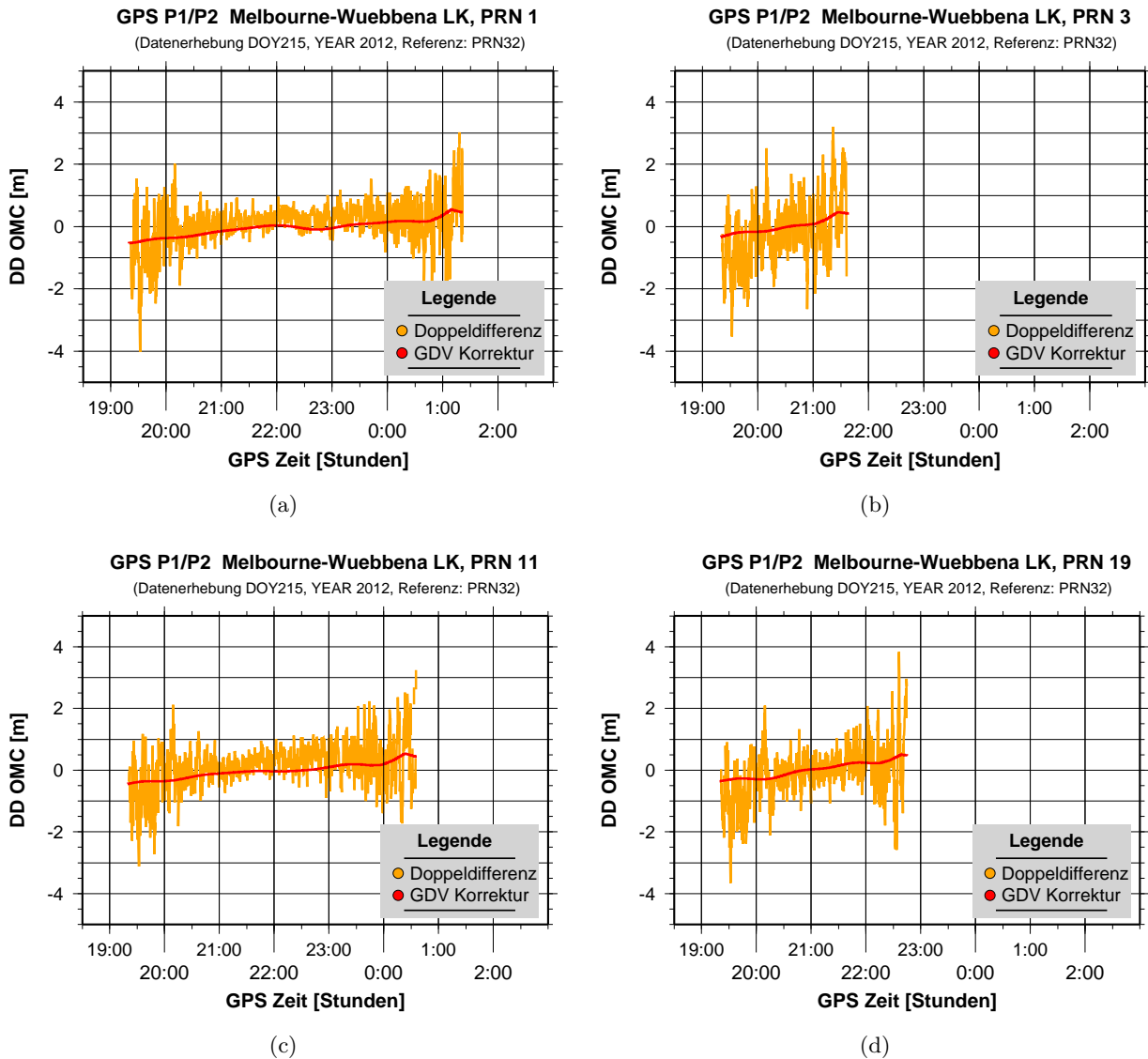
**Abbildung 6.13:** Messanordnung zum Experiment, ausgeführt auf dem Labornetzwerk des IfE (Institut für Erdmessung).

der Geometrie einer Basislinie und der Ionosphärenfreiheit, ist die MW-LK eine essentielle Beobachtung für die robuste Berechnung der Widelane-Mehrdeutigkeiten bei interkontinentalen Basislinien. Die MW-LK enthält nur noch die Widelane-Mehrdeutigkeit [ambiguity] ( $N_w^j$ ) sowie empfänger- und satellitenspezifische Signalverzögerungen  $d_A$  und  $d_j$ . Diese Anteile zerstören die Ganzzahligkeit der  $MW_A^j$  Linearkombination für undifferenzierte Beobachtungen. Durch Bildung von Doppeldifferenzen von zwei Stationen  $A$  und  $B$  sowie zwei Satelliten  $j$  und  $k$  lassen sich hingegen die entsprechenden Signalverzögerungen ebenfalls heraus kürzen, wodurch die Widelane-Doppeldifferenz-Mehrdeutigkeiten  $N_{w,AB}^{jk}$  ganzzahlige Werte (Integer) annehmen.

Ein entsprechendes Experiment wurde auf einer kurzen Basislinie auf dem Labornetz des IfE (siehe Abbildung 6.13) anhand eines asymmetrischen Aufbaus durchgeführt. Auf zwei koordinatenmäßig

**Tabelle 6.5:** Experiment zur Analyse des Einflusses der GDV auf die Melbourne-Wübbena (MW) Linearkombination und der daraus abgeleiteten MW Mehrdeutigkeiten.

Allgemein				
DOY:	215			
Jahr	2012			
Aufzeichnungsrate:	30 Sekunden			
Start	8:30		02.08.2012	
Ende	11:00		03.08.2012	
Dauer	28.5		Stunden	
Empfänger				
Station	IGS Bezeichnung	Frequenz	Signal (messbar)	
MSD 6	Delta TRE G3T	GPS: L <sub>1</sub> , L <sub>2</sub>	L <sub>1</sub> C/A, L <sub>1</sub> P(Y), L <sub>2</sub> C, L <sub>2</sub> P(Y), L <sub>5</sub>	
		GLO: L <sub>1</sub> , L <sub>2</sub>	L <sub>1</sub> C/A, L <sub>1</sub> P, L <sub>2</sub> C/A, L <sub>2</sub> P	
MSD 8	Delta TRE G3T	GPS: L <sub>1</sub> , L <sub>2</sub>	L <sub>2</sub> C/A, L <sub>1</sub> P(Y), L <sub>2</sub> C, L <sub>2</sub> P(Y), L <sub>5</sub>	
		GLO: L <sub>1</sub> , L <sub>2</sub>	L <sub>1</sub> C/A, L <sub>1</sub> P, L <sub>2</sub> C/A, L <sub>2</sub> P	
Antennen				
Station	IGS Bezeichnung	Frequenz	Signal (analysiert)	
MSD 6	ASH700700.B NONE	GPS: L <sub>1</sub>	L <sub>1</sub> C/A	
MSD 8	LEIAR25.R3 LEIT	GPS: L <sub>1</sub> ,L <sub>2</sub> ,L <sub>5</sub>	L <sub>1</sub> C/A	



**Abbildung 6.14:** Doppeldifferenzen der Melbourne-Wübbena Linearkombination für die Stationen MSD6 - MSD8 bzgl. Referenzsatellit PRN32.

bekanntesten Punkten (MSD6 und MSD8) wurden zwei GNSS-Antennen mit asymmetrischem GDV-Pattern installiert. Zum einen eine ASH700700.B NONE Antenne, die ein markantes GDV-Pattern aufweist, zum anderen eine LEIAR25.R3 LEIT, welche ein geringes GDV-Pattern zeigt, (vgl. Kapitel 5). Der Einfluss der antennen-spezifischen GDV auf die Mehrdeutigkeitslösung mit MW-LK werden analysiert und mit Hilfe einer  $L_1$  Koordinatenlösung validiert. Die Randparameter zum Experiment sind in der Tabelle 6.5 zusammengefasst.

Zur Analyse wurde ein Zeitraum von 8 Stunden gewählt. Für diesen Zeitraum kann eine sehr gute Geometrie bzw. geometrische Verteilung der Satelliten im Antennensystem erreicht werden. Die hierzu notwendigen und individuellen GDV für die P1(Y) und P2(Y) Signale sind bereits im Abschnitt 5.2 vorgestellt und diskutiert. Zur Prozessierung der Daten wurde das am IfE vorhandene Softwarepaket (Weinbach und Schön, 2011) erweitert.

### 6.5.1 Studien auf der Beobachtungsebene

In Abbildung 6.14 sind die OMC der Doppeldifferenzen der MW-LK (DD OMC) von verschiedenen Satelliten für einen Zeitraum von 8 Stunden aufgetragen. Gleichzeitig ist in den Abbildungen ebenfalls die GDV-Korrektur der MW-LK entlang der LOS zum individuellen Satelliten als durchgezogener Graph gegenübergestellt.

Aus den Graphiken ist Folgendes abzuleiten: Zunächst fällt das für diese Linearkombination typisch hohe Rauschen von  $\pm 0.5\text{--}0.7\text{ m}$  auf. Zusätzlich ist aber den OMC noch ein systematischer Trend überlagert, der *de facto* in den Daten nicht mehr auftreten sollte, wenn alle nennenswerten Fehleranteile im funktionalen Ansatz durch Doppeldifferenzen nach Gleichung (3.23) beseitigt sind. Trotzdem wird dieses Phänomen für die beschriebene Antennenkonfiguration durch siderische Wiederholung bestätigt. Wie den Abbildungen 6.14(a)-6.14(d) ebenfalls entnommen werden kann, lässt sich der systematische Trend durch die entsprechenden GDV-Korrekturen gerade bezüglich der langzeitlichen Trends sehr gut approximieren.

Über den beobachteten Zeitraum ist eine Drift von 1 m zu bemerken, deutlich über einer Widelane-Mehrdeutigkeit mit  $\lambda_{WL} = 0.86\text{ m}$ . Siderische Wiederholungen bestätigen diese Driften.

Die auf der Beobachtungsebene auftretenden und die Beobachtungen in ihrer Genauigkeit reduzierenden GDV sind von vielerlei Faktoren abhängig, vorrangig von der Art der Beobachtungsaufbereitung und Art der GNSS-Datenprozessierung. So kann zum einen durch geeignete Filterung (Codephasenglättung mit Trägerphasen-Beobachtungen) der Effekt der GDV verstärkt werden, da die GDV einen langzeitlichen Trend im Beobachtungsraum hervorrufen. Zum anderen kann der Effekt ebenfalls durch geschickte Filterung und Anpassung der Mittelungszeit entsprechend verringert werden.

Auch die Wahl der Beobachtungsgewichtung muss entsprechend berücksichtigt werden, vgl. hierzu auch die Beobachtungen im Abschnitt 5.2 und 6.2. Natürlich sind diese Schlussfolgerungen stets anhand der vorliegenden Antenne und individuell kalibrierten GDV-Pattern zu diskutieren.

### 6.5.2 Analyse der Widelane-Koordinatenlösung

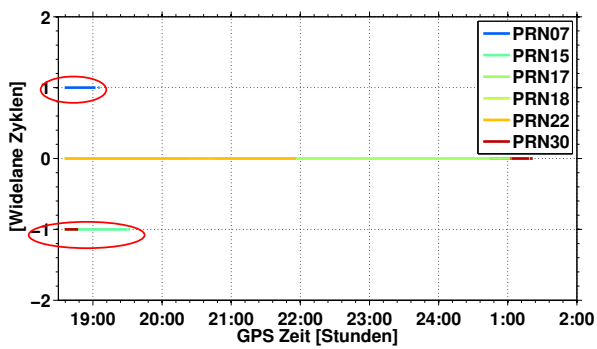
In Abbildung 6.15(a) sind für den Referenzsatelliten PRN01 die Widelane-Doppeldifferenz-Mehrdeutigkeiten gezeigt, die einerseits mit und andererseits ohne Berücksichtigung der GDV-Korrekturen auf der Codephase bestimmt wurden. Gerade am Anfang der Zeitreihe ist erkennbar, dass für drei Satelliten (PRN07, PRN18, PRN30) eine falsche Widelane-Mehrdeutigkeit bestimmt wurde. Entsprechendes ist auch für den Referenzsatelliten aus Abbildung 6.15(b) erkennbar, wo die falschen Mehrdeutigkeiten für bis zu zwei Satelliten (PRN09, PRN23) am Ende der Zeitreihe zu identifizieren sind.

Werden die Koordinaten mit der Widelane-Linearkombination mit Hilfe der entsprechenden MW-LK Mehrdeutigkeiten gelöst, so fällt zunächst das erhöhte Rauschen für die topozentrischen Komponenten (dN, dE, dU) von insgesamt 0.08 m in Abbildung 6.15(e) und 6.15(f) auf. Weiterhin ist sichtbar, dass in Abhängigkeit von der Satellitenkonstellation im Antennenkoordinatensystem die falsch gelösten MW-LK Doppeldifferenz-Mehrdeutigkeiten eine typische Signatur in der Koordinatenebene (siehe Abbildung 6.15(c)-6.15(d)) hervorruft. Daraus kann abgeleitet werden, dass GDV mit Magnituden von bereits ca. 0.6 m pro Frequenz, negative Beeinträchtigungen auf der Widelane-Mehrdeutigkeit hervorrufen können.

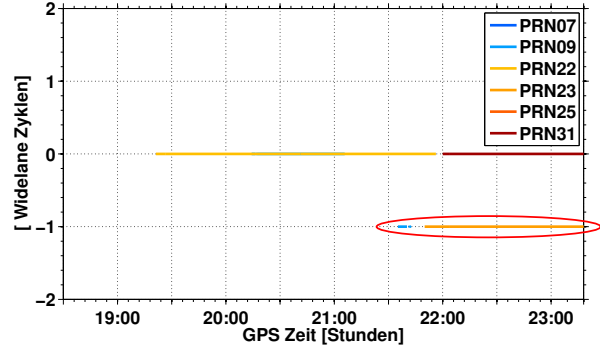
Durch Berücksichtigung der GDV-Korrekturen auf der Codephasenbeobachtung für den Referenzsatelliten PRN01 werden die Driften und Sprünge auf der Widelane-Doppeldifferenzlösung in Abbildung 6.15(e) korrigiert. Vergleichbare Resultate werden auch für die Widelane-Doppeldifferenzlösung aus Abbildung 6.15(f) erhalten. Die Zeitpunkte, an denen die MW-LK Doppeldifferenz-Mehrdeutigkeiten auftreten, korrespondieren mit den Auf- bzw. Untergängen der entsprechenden Satelliten, also gerade in den Bereichen, wo das individuelle GDV-Pattern mit den größten Magnituden zu erwarten ist.

### 6.5.3 Analyse der Narrowlane und $L_1$ -Koordinatenlösung

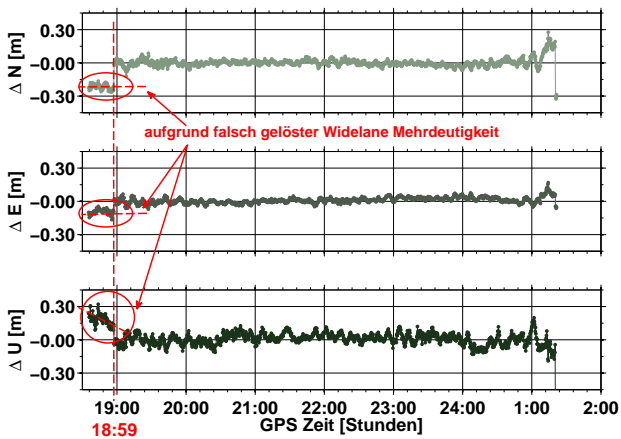
Nachdem die Widelane-Doppeldifferenz-Mehrdeutigkeiten  $N_{w,AB}^{jk}$  gelöst sind, können anhand des Zusammenhangs aus Gleichung (3.28) und der ionosphärenfreien Linearkombination  $L_3$  zunächst die  $L_1$  Mehrdeutigkeiten geschätzt werden. Die anschließende Berechnung der entsprechenden  $L_2$  Mehrdeutigkeiten ergibt sich direkt aus dem einfachen Zusammenhang der Gleichung (3.22).



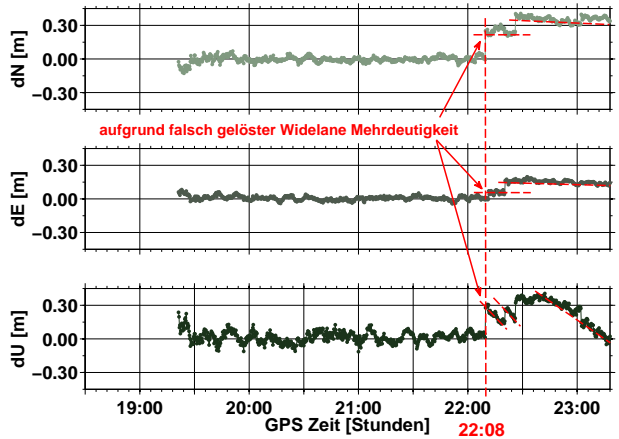
(a) Referenz: PRN01



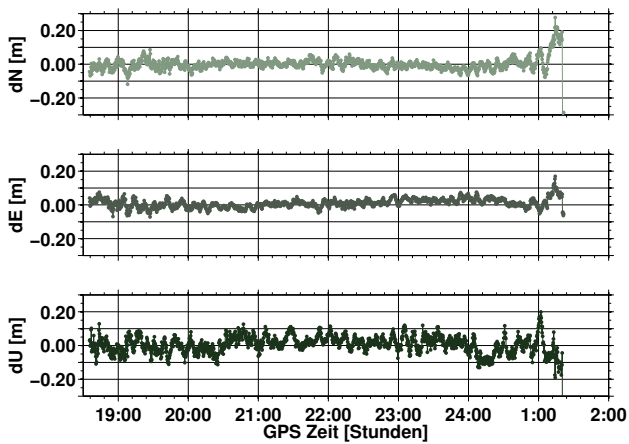
(b) Referenz: PRN32



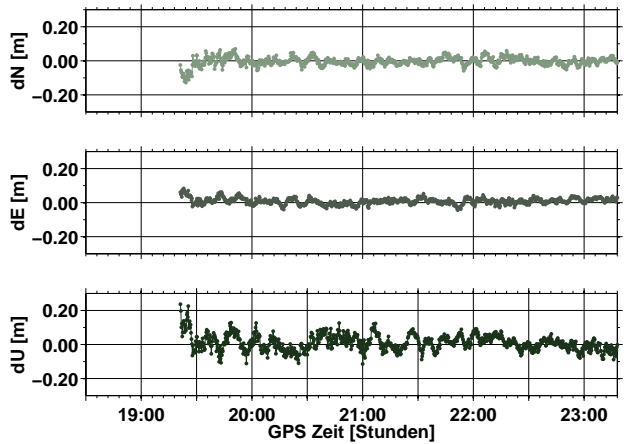
(c) Referenz: PRN01



(d) Referenz: PRN32



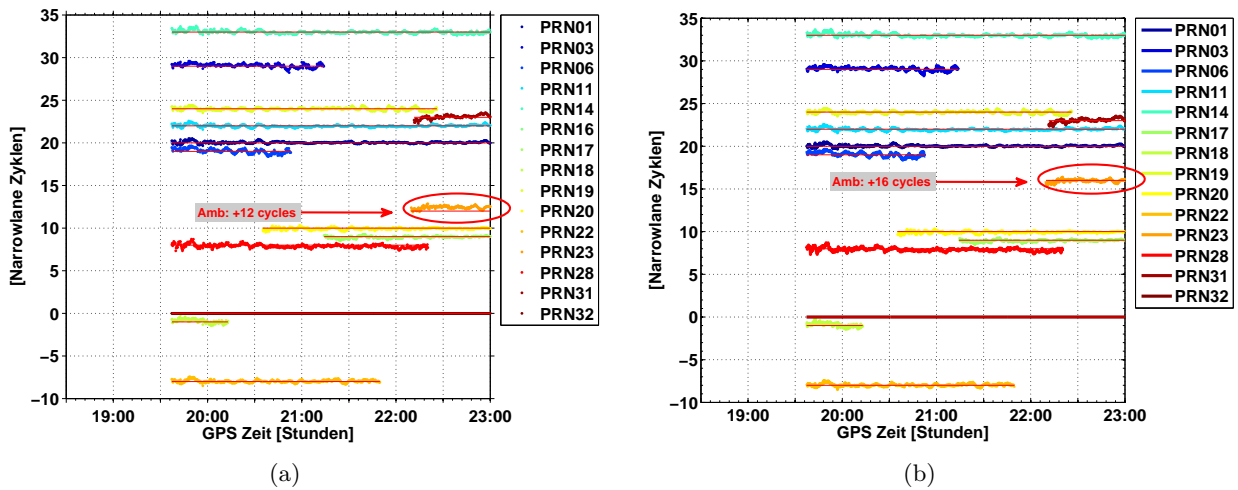
(e) Referenz: PRN01



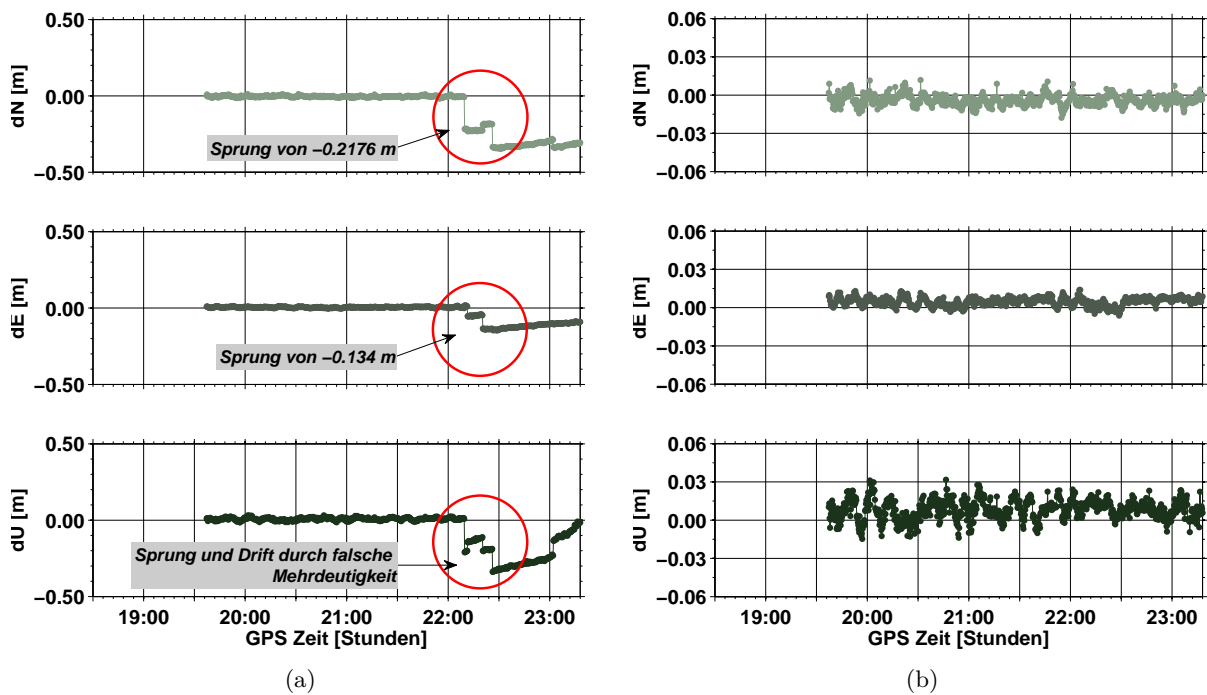
(f) Referenz: PRN32

**Abbildung 6.15:** Beeinträchtigung der Widelane-Mehrdeutigkeitsanalyse und der Widelane-Koordinatenbestimmung durch GDV für zwei verschiedene Referenzsatelliten (a-d) sowie Korrektur der Koordinatenlösung durch Berücksichtigung der GDV-Korrekturen (e-f).

In Abbildung 6.16 sind am Beispiel der Doppeldifferenzlösung bezüglich des PRN32 die bestimmten Narrowlane-Mehrdeutigkeiten aufgezeigt. Deutlich festzustellen ist die um 4 Narrowlane-Zyklen falsche Mehrdeutigkeit des Satelliten PRN23, die in Abbildung 6.16(a) (GDV-Korrekturen berücksichtigt) eine Größe von 12 und in Abbildung 6.16(b) (ohne Berücksichtigung der GDV-Korrekturen) eine Größe von 16 annimmt. Die ursächlich durch GDV falsch gelöste Widelane-Mehrdeutigkeit bildet sich schließlich direkt auf die Lösung der Narrowlane-Mehrdeutigkeiten ab. Der Zeitraum, in dem die falsch gelöste Mehrdeutigkeit auftritt, korrespondiert sehr gut mit dem Beginn der falsch gelösten Widelane-Mehrdeutigkeit aus Abbildung 6.15(d).



**Abbildung 6.16:** Einfluss der GDV-Magnituden auf die Narrowlane Ambiguity Bestimmung am Beispiel der Doppel-differenzlösung mit PRN32 als Referenzsatellit, (a) ohne GDV-Korrektur, (b) mit Berücksichtigung der GDV-Korrektur auf der Codephasenbeobachtung.



**Abbildung 6.17:** GPS  $L_1$  Koordinatenlösung mit (a) und ohne (b) GDV-Korrektur. Der Einfluss der antennen-spezifischen GDV auf die Widelane-Mehrdeutigkeiten beeinflusst direkt die Bestimmung der Narrowlane-Mehrdeutigkeiten (a). Durch Anbringung der GDV-Korrekturen ist die Bestimmung der Narrowlane-Mehrdeutigkeiten fehlerfrei und zeigt zu erwartende  $L_1$  Koordinatenzeitreihen (b).

Die endgültigen  $L_1$  Doppeldifferenz-Trägerphasen Koordinatenzeitreihen bestätigen abschließend die zuvor diskutierten Studien. Abbildung 6.17 zeigt die Wirkung einer falsch gelösten Widelane-Mehrdeutigkeit für die  $L_1$  Doppeldifferenz-Trägerphasen-Lösung. In allen drei topozentrischen Koordinatenkomponenten (dN, dE, dU) sind Signaturen zu identifizieren, die im Zusammenhang mit falsch aufgelösten Mehrdeutigkeiten auftauchen. Diese Signaturen zeichnen sich durch plötzliche Sprünge um ganzzahlige Wellenlängen und durch Driften aus. Die Zeitpunkte, an denen die Sprünge zu beobachten sind, korrespondieren mit den Zeitpunkten, ab denen die Widelane-Mehrdeutigkeit nicht korrekt gelöst wurde. Werden die antennenspezifischen GDV hingegen korrekt angebracht, so sind die Sprünge und Driften in den Koordinatenzeitreihen eliminiert, wie Abbildung 6.17(b) deutlich zeigt.

Es lässt sich an dieser Stelle abschließend festhalten, dass GDV von bereits 0.6 m das Potential besitzen, die Widelane-Mehrdeutigkeitsbestimmung negativ zu beeinträchtigen.

## 6.6 Studien zu Trägerphasenvariationen - PCC

Die GPS/GNSS-Antenne ist als ein Teil eines Sensorsystems bei der Messung von GNSS-Signalen beteiligt und kann diese entsprechend beeinträchtigen. Im Gegensatz zu den vorangegangenen Studien werden neben den Antennen in diesem Abschnitt auch die bei der Datenaufnahme beteiligten terrestrischen GNSS-Empfänger und deren Verhalten innerhalb der absoluten Antennenkalibrierung nach dem Hannoverschen Verfahren betrachtet.

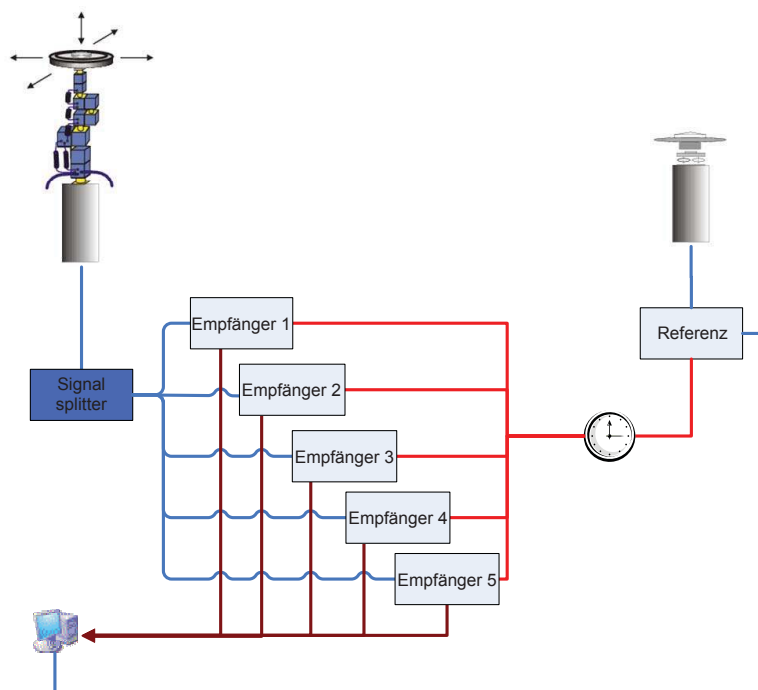
Diese Untersuchungen sind vor dem Hintergrund der Vergleichbarkeit von PCV verschiedener Kalibriereinrichtungen von Interesse. Dabei liegt der Fokus auf den instrumentenspezifischen Variationen, die auf den geschätzten Trägerphasenvariationen übertragen werden. Im Abschnitt 6.6.1 werden in einer Reihenanalyse zunächst unterschiedliche Empfänger mit unterschiedlichen Antennen in einer Zero-Baseline Anordnung studiert. Daran schließt sich eine intensive Betrachtung der Variation der Trackingparameter für geodätische GNSS-Empfänger im Abschnitt 6.6.2 an.

### 6.6.1 Analyse empfängerspezifischer Eigenschaften auf die absolute Antennenkalibrierung

Aktuell werden individuelle und absolute PCC ohne besondere Berücksichtigung der verwendeten GNSS-Empfänger kalibriert. Dabei wird vorausgesetzt, dass die Wahl des Empfängers keinen Einfluss auf die zu bestimmenden PCV hat. Diese Hypothese kann aber durch die folgenden Studien angezweifelt werden.

#### Messanordnung

Die Messanordnung basiert auf dem in Abschnitt 2.6 vorgestelltem Verfahren. Über eine Nullbasislinie (vgl. Abschnitt 3.1.3) mit entsprechendem Signalsplitter (GPS Networks) sind mehrere Empfänger mit der zu kalibrierenden Antenne verbunden. Die Empfänger wiederum werden durch



**Abbildung 6.18:** Messanordnung der Nullbasislinie mit Common Clock zur Verifizierung unterschiedlicher Empfänger auf die Bestimmung von GNSS-Antennenparametern.

**Tabelle 6.6:** GNSS-Ausrüstung, die im Zuge der Versuchsreihe verwendet wurde.

Antenne			Empfänger		
Typ	IGS Name		Typ	IGS Name	Abk.
Trimble Zephyr I	TRM41249.00	NONE	Javad DELTA G3T	JAVAD TRE_G3T DELTA	Rx-A
Leica AR25 R2	LEIAR25	LEIT	Leica GRX1200+GNSS	LEICA GRX1200+GNSS	Rx-B
Leica AR25 R3	LEIAR25.R3	LEIT	Javad LEGACY	JPS LEGACY	Rx-C
Topcon CRG3	TPSCR.G3	TPSH	Topcon NET G3A	TPS NET-G3A	Rx-D
			Trimble NETR8	TRIMBLE NETR8	Rx-E
			Septentrio AsteRx2DR	ASTERX2DR	Rx-F



(a) LEICA AR25



(b) NOV750



(c) TOPCON CRG3



(d) TRIMBLE ZEPHYR

**Abbildung 6.19:** Im Rahmen der Versuchsreihe verwendete GNSS-Antennen. Abbildung (b) zeigt eine Novatel NOV750, die jedoch baugleich zur Leica AR25.R3 ist.

ein gemeinsames externes Frequenznormal im Sinne einer [common clock] Anordnung versorgt, siehe auch Abbildung 6.18. Die während dieses Experiments verwendete Ausrüstung ist in der Tabelle 6.6 zusammengestellt. Die notwendigen Daten wurden durch den in Kapitel 4.5 vorgestellten operativen Ansatz in Echtzeit bestimmt. Die Kalibrierergebnisse stehen für alle Empfänger simultan zur Verfügung und können direkt miteinander verglichen werden.

### Evaluierung und Validierung

Die Bestimmung der  $\Delta PCV$  ist entsprechend dem durch (Menge, 2003, S. 63f) vorgestellten Verfahren durchgeführt worden (individuellen PCV wurden zunächst auf einen gemeinsamen PCO transformiert und danach voneinander abgezogen) und beziehen sich auf den Empfänger Rx-A aus Tabelle 6.6.

Eine Gegenüberstellung der Ergebnisse ist den Abbildungen 6.20 für das System GPS und 6.21 für das System GLONASS zu entnehmen. Die farblich kodierten Graphen mit durchgezogenen Linien sind die Mittelwerte der azimuthalen Variationen, abgebildet gegenüber der Elevation. Die entsprechend zugehörigen gestrichelten Linien geben die minimalen und maximalen Abweichungen auf dem Azimutbereich an.

Es fällt zunächst die sehr gute Übereinstimmung der individuellen Kalibrierergebnisse für die Frequenz GPS L1 als auch GLONASS L1 auf. Die Variationen der  $\Delta PCV$  liegen mit Größenordnungen von 0.25 mm bis 0.5 mm im Rahmen bzw. nahe an der verlässlichen und zu erwartenden Genauigkeit der Kalibriereinrichtung selbst. Nur vereinzelt ist für den einen oder anderen Empfänger eine größere Abweichung ( $\geq 1.0$  mm) im azimuthalen Bereich unterhalb von  $e \leq 5^\circ$  festzustellen.

Beim Übergang zu GPS und GLONASS L<sub>2</sub> zeigt sich aber, dass sich ebenfalls empfinderspezifische Abweichungen feststellen lassen, die vereinzelt auch signifikante Größenordnungen annehmen, ohne dass Abweichungen dieser Größenordnung für die simultan aufgezeichnete Frequenz L<sub>1</sub> zu identifizieren sind. Auffällig in diesem Zusammenhang ist das Verhalten des Empfängers Rx-E in Abbildung 6.20(b), der deutlich unterschiedliche  $\Delta PCV$  in niedrigen Elevationen ( $e \leq 15^\circ$ ) verursacht. Ebenfalls zeigt Empfänger Rx-D in diesem Elevationsbereich geringere Abweichungen, aber noch innerhalb des eigentlichen Messrauschens. Zusätzlich lässt sich feststellen, dass die azimuthalen Abweichungen auf

der Frequenz  $L_2$  im Elevationsbereich  $0^\circ \leq e \leq 25^\circ$  bereits Abweichungen im Bereich von  $> 0.5$  mm annehmen und knapp über der Präzision der Kalibriereinrichtung mit  $\sigma_{robo} = 0.25$  mm liegen.

Diese sind gegenüber den vergleichbaren Elevationsbereichen auf  $L_1$  deutlich ausgeprägter und empfangerspezifisch zuzuordnen. Ein interessantes und aussagekräftiges Verhalten konnte für die in Abbildung 6.20(k) gezeigte Kombination identifiziert werden. Während auf der Frequenz  $L_1$  für alle Empfänger ein zu erwartendes Verhalten bestimmt werden konnte, ist für die Frequenz  $L_2$  die Zuordnung der korrekten  $\Delta PCV$  äußerst herausfordernd, da jeder der analysierten Empfänger Abweichungen zu den simultan erhaltenen  $\Delta PCV$  von 0.5 mm bis hin zu  $> 1.5$  mm bereits für den Elevationsbereich von  $0^\circ \leq e \leq 65^\circ$  zeigt.

Für die unabhängig vom System GPS erhaltenen PCV-Parameter des Systems GLONASS sind entsprechend vergleichbare Aussagen aus der Abbildung 6.21 abzulesen. Zwischen den Frequenzen  $L_1$  und  $L_2$  sind signifikante Unterschiede bezüglich der analysierten Antenne und auch bezüglich der analysierten Empfänger festzustellen. Hervorzuheben ist das Verhalten in Abbildung 6.21(k). Entgegen dem Verhalten der GPS  $\Delta PCV$  scheinen sich die Unterschiede der  $\Delta PCV$  beim System GLONASS nur in die Hochkomponente des PCOs zu übertragen. Dies ist durch die konstante Sinus-Elevationsabhängigkeit der  $\Delta PCV$  zu identifizieren, da die zugehörigen azimuthalen Variationen sehr gering ausfallen, wie sich eindeutig aus der Abbildung 6.21(k) ablesen lässt.

Die Abweichungen für die ionosphärenfreie Linearkombination  $L_0$  ergibt sich aus der Skalierung der Effekte auf beiden Frequenzen entsprechend Seeber (2003) bzw. Gleichung (3.28) und ist dominiert durch die Abweichungen auf  $L_2$ . Die ionosphärenfreie Linearkombination ist eine der wichtigsten Beobachtungen auf langen Basislinien. Insgesamt lässt sich ablesen, dass für den Elevationsbereich  $15^\circ \leq e \leq 90^\circ$  Variationen von ca.  $\pm 2.5$  mm zu erwarten sind.

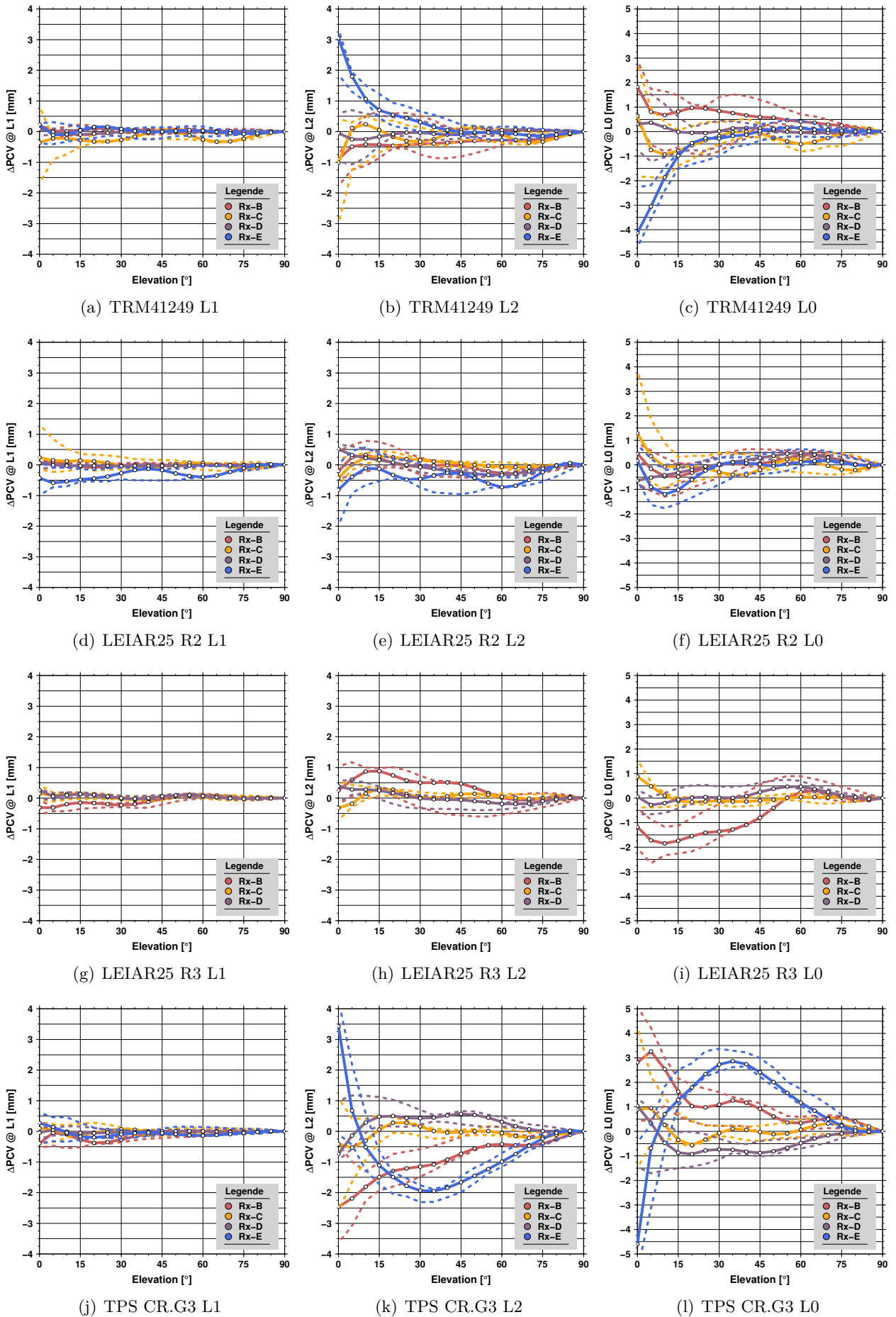
An dieser Stelle lassen sich folgende Punkte festhalten:

1. Die bei der GNSS-Antennenkalibrierung verwendeten Empfänger haben einen Einfluss auf die PCV Schätzung.
2. Signifikante Abweichungen der PCV sind hauptsächlich für die  $L_2$  Frequenz GPS/GLONASS zu erwarten, was vorrangig durch die herstellerepezifischen Trackingverfahren der  $L_2$ -Frequenz erklärt werden kann.
3. Für das System GLONASS wird lediglich ein Höhenoffset sichtbar. Entgegen dem verschlüsselten P-Code bei GPS ist der P Code auf GLONASS frei zugänglich und direkt in Trackingalgorithmen implementierbar, Dodel und Häupler (2010).

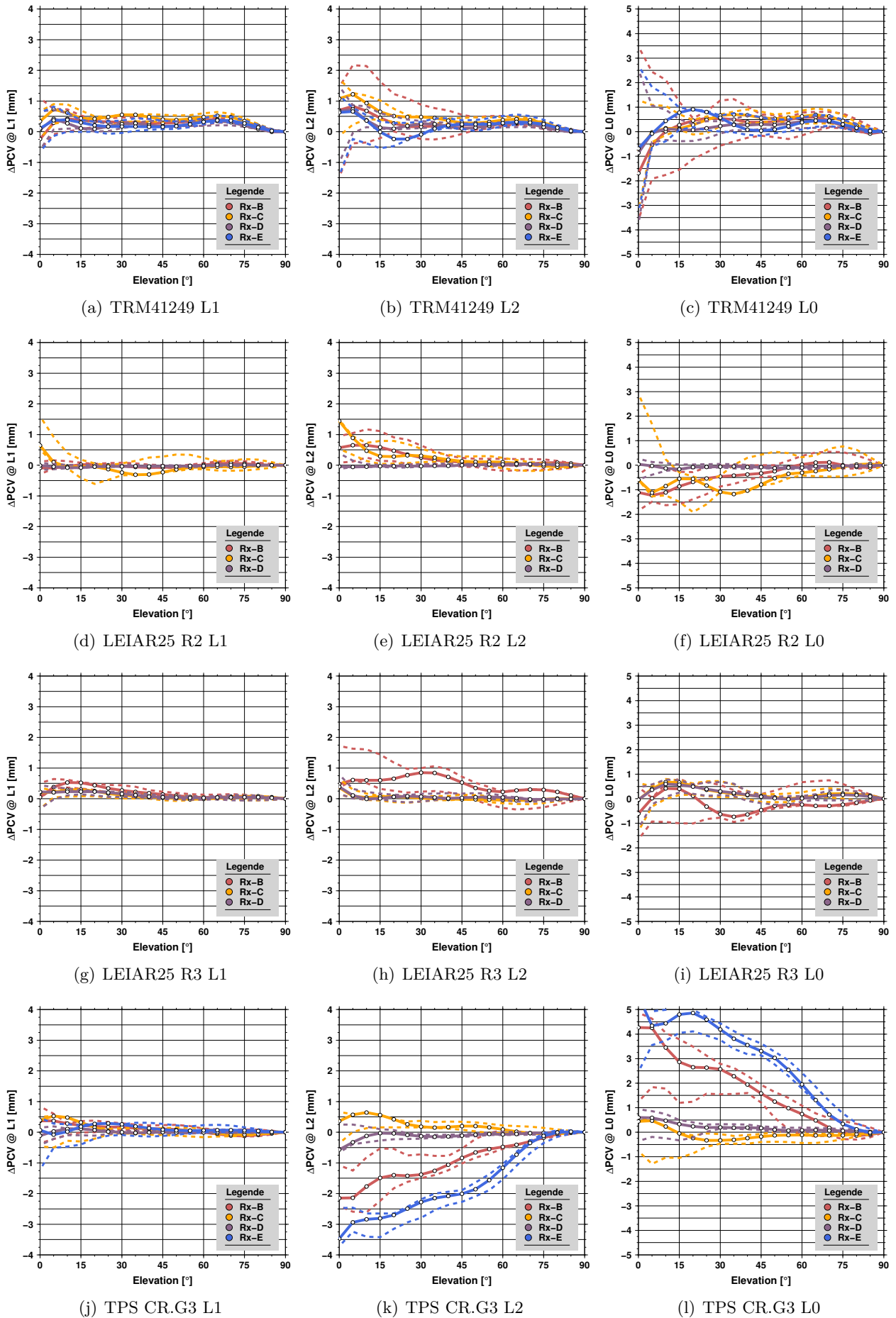
### 6.6.2 Analyse von PLL Parametern auf die absolute PCC Kalibrierung

Die Untersuchungen aus dem vorangegangenen Abschnitt lassen darauf schließen, dass der bei der Kalibrierung beteiligte Empfänger die PCV beeinflussen kann. Aus diesem Grund werden in diesem Abschnitt die Tracking-Parameter (Bandbreiten der PLL) etwas detaillierter analysiert. Da eine ausführliche Diskussion über die bei der Kalibrierung zu verwendenden Empfänger in der Literatur nur ungenügend diskutiert ist, leitet sich die entsprechende Anfangshypothese ab: die Tracking-Parameter üben keinen Einfluss auf die PCV Schätzung aus. Schließlich verwendet jedes Institut seine eigenen GNSS-Empfänger und eine Aussage über die verwendeten Tracking-Loop Einstellungen sind bisher in der relevanten Literatur bis auf Wübbena et al. (2010a) nur kurz besprochen. Es stellt sich jedoch die Frage, ob diese Parameter deshalb uninteressant für die GNSS-Antennenkalibrierung sind. Dies ist vor allem dann interessant, wenn zur Kalibrierung GNSS-Empfänger verwendet werden, die eine Einstellung variabler Tracking-Parameter nicht zulässt und deren Größenordnung auch nicht direkt ausgelesen werden können, wie dies z.B. für den Leica GRX1200+GNSS der Fall ist.

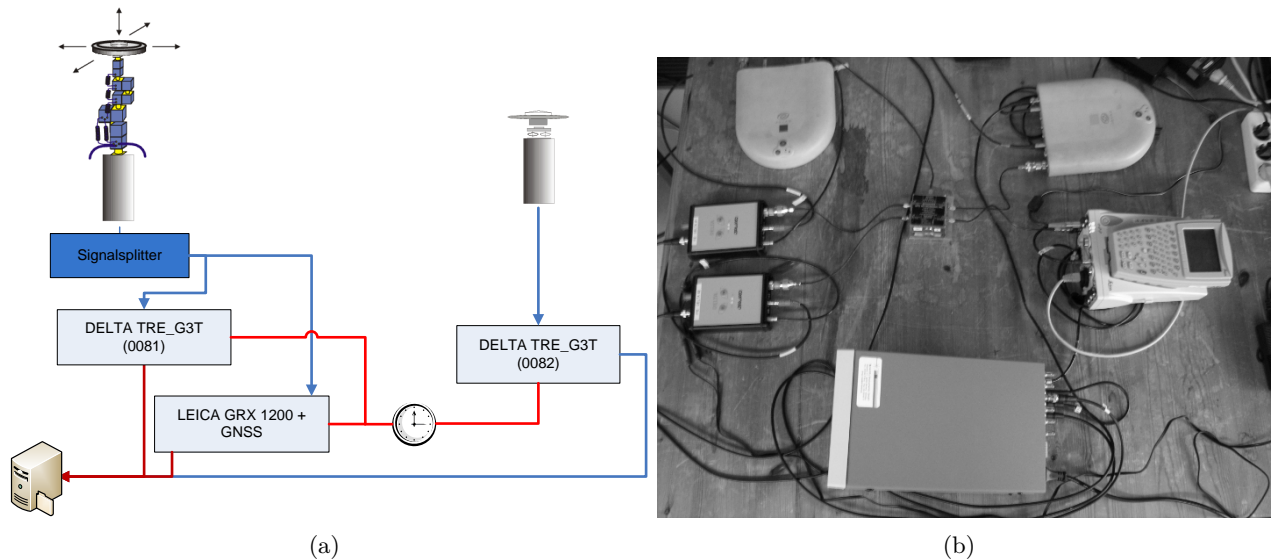




**Abbildung 6.20:** Einfluss verschiedener Referenzstationsempfänger auf die GPS PCV Schätzung. Die getrickelten Linien zeigen das Maximum und Minimum der Variationen im Azimut.



**Abbildung 6.21:** Einfluss verschiedener Referenzstationsempfänger auf die GLONASS PCV Schätzung. Die gestrichelten Linien zeigen das Maximum und Minimum der Variationen im Azimut.



**Abbildung 6.22:** Versuchsanordnung der Analyse verschiedener Tracking Loop Einstellungen bei der Kalibrierung nach dem Hannoverschen Konzept.

### Versuchsanordnung und verwendete Instrumentierung

Zur Untersuchung des Zusammenhanges wurden zwei unterschiedliche Empfänger (vgl. Tabelle 6.6) in aufeinanderfolgenden Versuchsreihen verwendet. Die Bandbreiten der PLL können am Javad Delta TRE\_G3T individuell eingestellt werden. In Abbildung 6.22 ist der Aufbau des Experimentes zusammen mit einer schematischen Zeichnung abgebildet. Die zu kalibrierende Antenne auf dem Roboter ist über eine Nullbasislinie an die zwei GNSS-Empfänger angeschlossen. Die Empfänger der Nullbasislinie und die Referenzstation sind zur Reduktion des individuellen Empfängeruhrfehlers zusätzlich an ein gemeinsames externes Frequenznormal (Stanford Rubidium FS725 Benchtop) angeschlossen. Für diese Studien wurde eine Leica AR25 (Revision 2, S/N 09060014) verwendet, vgl. Abbildung 6.19(a).

Die Tabelle 6.7 enthält eine vollständige Übersicht über den Verlaufsplan der Experimente, den zugehörigen Daten sowie deren Qualität. Die Versuchsreihe wurde entsprechend der sich siderisch wiederholenden GPS-Konstellation optimiert, d.h. pro Kalibrierung ist von einer nahezu identischen GPS-Konstellation auszugehen. Die Qualität der Wiederholbarkeit der GPS-Konstellation wurde bereits während der Entwicklung des Hannoverschen Verfahrens intensiv analysiert, vgl. Menge (2003, S. 85f) hierzu.

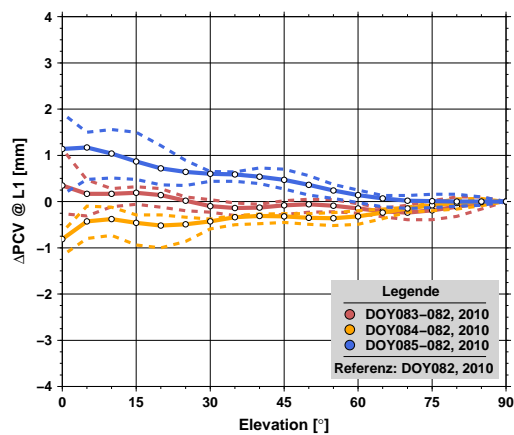
### Wiederholbarkeit individueller Kalibrierungen und fixer PLL

Zunächst werden die Wiederholbarkeiten der Antennenkalibrierung aufeinanderfolgender Tage für den Referenzstationsempfänger Leica GRX1200+GNSS analysiert, für den nur feste Werte der Tracking-Loop Parameter verwendet werden.

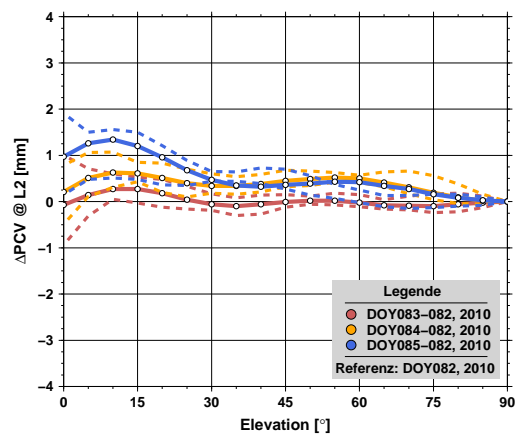
Die  $\Delta$ PCV aus der Abbildung 6.23 zeigen eine sehr konsistente Wiederholbarkeit der individuellen Antennenkalibrierungen. Die  $\Delta$ PCV wurden auf den Tag DOY082, 2010 referenziert. Entgegen den Studien aus dem vorangegangenen Kapitel können sowohl für die Frequenz  $L_1$  als auch für  $L_2$  vergleichbare Wiederholbarkeiten unterhalb von 0.25 mm bestimmt werden. Diese Wiederholbarkeiten befinden sich innerhalb der Präzision der Roboter-Kalibriereinheit (Leistner, 2000; Meiser, 2009). Für die Tagesdifferenz DOY085-082, 2010 ist eine Abweichung auf der Frequenz GPS  $L_1/L_2$  zu betrachten, die sich jedoch nur in die Höhenkomponente mit einer Magnitude von +1 mm niederschlägt. Dies ist durch die reine Elevationsabhängigkeit der  $\Delta$ PCV beschrieben. Die azimuthalen Variationen bleiben mit Werten unterhalb von 0.25 mm sehr gering. Für GLONASS  $L_1$  ist ein entsprechendes Verhalten auszumachen. Entgegen dem Verhalten beim System GPS zeigen die  $\Delta$ PCV für GLONASS bei ca.

**Tabelle 6.7:** Übersicht über die Versuchsreihe mit unterschiedlichen Tracking Loop Parametern.

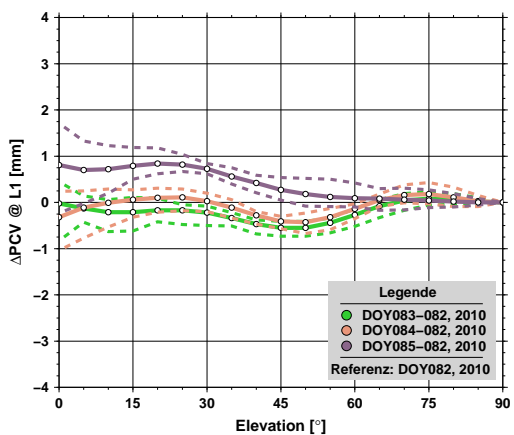
Datum	DOY	System	Bandbreite [Hz]	Receiver	Epochen	$\bar{\sigma}$
23.03.2010	82	GPS GLONASS	5	Javad Delta TRE_G3T	24026	0.311
					14329	0.295
		GPS GLONASS	-	LEICA GRX 1200+GNSS	23921	0.399
					14157	0.416
24.03.2010	83	GPS GLONASS	10	Javad Delta TRE_G3T	26605	0.332
					18233	0.306
		GPS GLONASS	-	LEICA GRX 1200+GNSS	27025	0.412
					18025	0.443
25.03.2010	84	GPS GLONASS	15	Javad Delta TRE_G3T	27089	0.314
					20021	0.353
		GPS GLONASS	-	LEICA GRX 1200+GNSS	26881	0.395
					19769	0.401
26.03.2010	85	GPS GLONASS	20	Javad Delta TRE_G3T	24625	0.338
					15285	0.316
		GPS GLONASS	-	LEICA GRX 1200+GNSS	24381	0.405
					15193	0.423



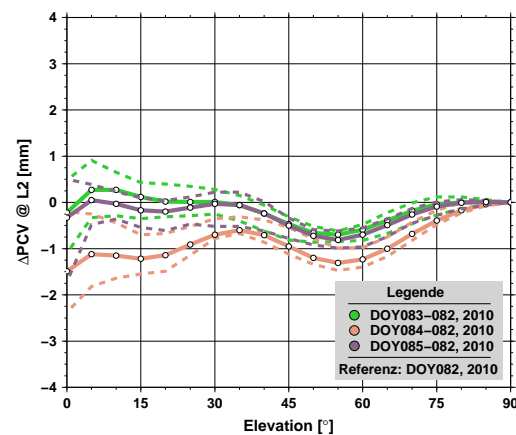
(a) GPS L1



(b) GPS L2

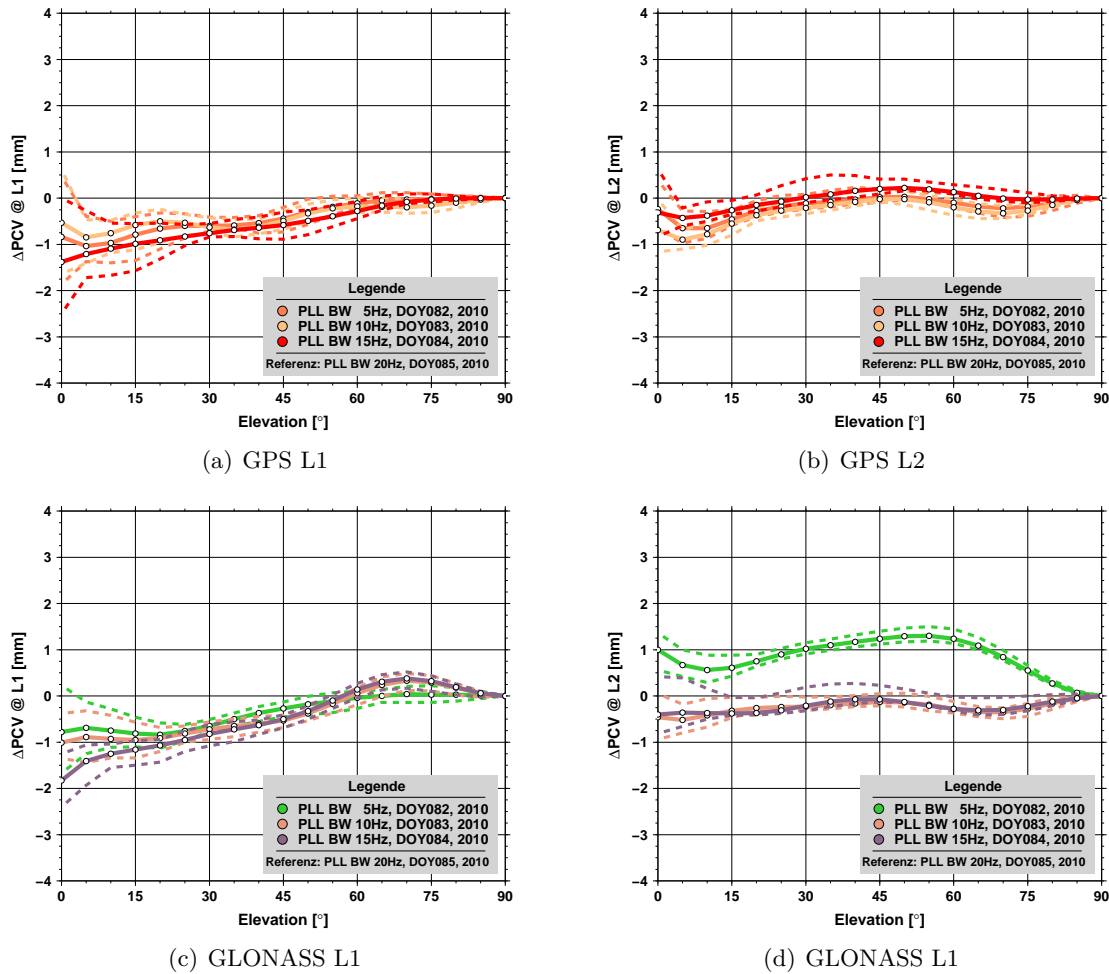


(c) GLONASS L1



(d) GLONASS L2

**Abbildung 6.23:** Wiederholbarkeiten der PCV Schätzung für GPS und GLONASS PCV aus dem operationellen Hannoverschen Verfahren unter Verwendung eines Referenzstationempfängers LEICA GRX1200+GNSS.



**Abbildung 6.24:** Ergebnisse der PCV Schätzung mit verschiedenen Tracking Loop Bandbreiten (PLL BW) aufeinanderfolgender Tage für eine identische Antenne (Leica AR25 (Rev. 2) LEIT).

45° Elevation eine maximale Abweichung von ca. 0.5 mm, die sich wiederholbar auf allen Tagesdifferenzen identifizieren lässt. Dennoch ist diese Variation als gering einzustufen, da sich die auftretende Größenordnung nur sehr schwer vom Systemrauschen abhebt. Für GLONASS L<sub>2</sub> ist für die Tagesdifferenz DOY084-082, 2010 eine Abweichung in der geschätzten Höhenkomponente von ca. -1.5 mm festzustellen. Die weiteren Tagesdifferenzen zeigen ein sehr konsistentes und deutlich innerhalb des Systemrauschens befindliches ΔPCV-Pattern mit einer Wiederholbarkeit von <0.25 mm.

### Wiederholbarkeit individueller Kalibrierungen und variierender PLL-Bandbreiten

Es konnte gezeigt werden, dass die Bestimmung der ΔPCV mit ein paar wenigen Ausnahmen mit dem Referenzstationsempfänger möglich sind. Dennoch ist keine Information der verwendeten Tracking-Parameter zu erhalten. Ob die oben diskutierten Variationen in den Tagesdifferenzen der ΔPCV durch ungünstige Signalverfolgungen hervorgerufen werden, kann an dieser Stelle nur vermutet, aber nicht bestätigt werden. Aus diesem Grund werden zum Vergleich die Tagesdifferenzen für verschiedene Bandbreiten der PLL bestimmt und in Abbildung 6.24 analysiert, die bei der simultanen Kalibrierung mit einem Javad Delta TRE\_G3T erhaltenen wurden.

Die Tagesdifferenzen der ΔPCV, bezogen auf die gewöhnlich verwendete Bandbreite der PLL von 20 Hz sind gegenüber den Differenzen aus Abbildung 6.24 deutlich konsistenter und zwar über alle Tage hinweg. Eine Besonderheit ist der Offset von -1 mm, der auf GPS/GLONASS L<sub>1</sub> und GPS L<sub>2</sub> detektiert werden kann. Die Abweichungen der Tagesdifferenzen verschiedener ΔPCV befinden sich für alle Systeme und Frequenzen unterhalb des Signifikanzbereiches von 0.25 mm. Dies gilt insbesondere für die Abweichungen im azimuthalen Bereich. Auffällig ist, dass die Phasenvariationen mit

einer Bandbreite von nur 5 Hz lediglich bei GLONASS L<sub>2</sub> zu deutlich unterschiedlichen Variationen führen. Zu erwarten gewesen wäre, dass eine zu schmal gewählte Bandbreite der PLL zu signifikant unterschiedlichen PCV führen müsste, da die Dynamiken der Antenne (Geschwindigkeiten der Roboterinheit, mit der die Antennenprüflinge verdreht und verkippt werden) gegenüber der Bandbreite des GNSS-Empfängers zu gering sind und kein optimales Tracking der GNSS-Signale erfolgen kann. Diese Beobachtung kann durch das Experiment bis auf GLONASS L<sub>2</sub> nicht bestätigt werden.

Dennoch lässt sich bereits an dieser Stelle festhalten, dass verschiedene Empfänger ein konsistentes Verhalten in der Wiederholbarkeit der antennenspezifischen Kalibrierparameter vorweisen. Das bedeutet aber auch, dass die Parameter streng genommen nicht unabhängig von dem an der Kalibrierung beteiligten GNSS-Empfänger sind. Zwar ist der Einfluss der PLL Bandbreite gering, dennoch sind Differenzen bereits im geschätztem Pattern signifikant und nachweislich wiederholbar.

### Wiederholbarkeit individueller Kalibrierungen unterschiedlicher GNSS-Empfänger und PLL-Bandbreiten

Werden die Beobachtungen der vorangegangenen Abschnitte zusammengefasst, lässt sich der direkte Einfluss der PLL-Bandbreiten gegenüber einem GNSS-Empfänger vergleichen, der während der gesamten Versuchsanordnung mit den gleichen Einstellungen betrieben wurde. Diese  $\Delta$ PCV sind abschließend in der Abbildung 6.25 zusammengestellt.

Werden die Tagesdifferenzen der  $\Delta$ PCV für verschiedene PLL-Bandbreiten betrachtet, so kann festgestellt werden, dass für kleine Bandbreiten von 10-15 Hz geringe Variationen auf beiden Frequen-

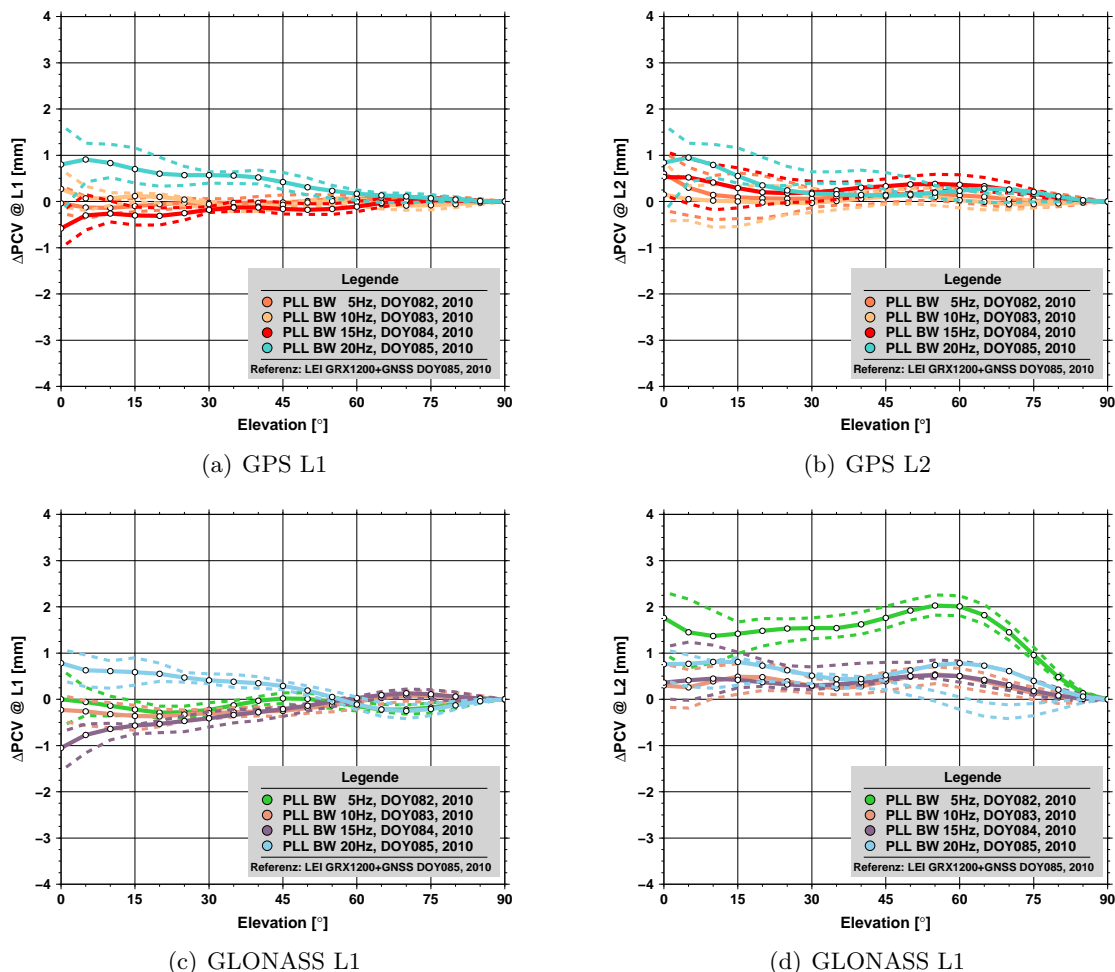


Abbildung 6.25: Wiederholbarkeit der absoluten Antennenkalibrierung im Vergleich zu einem zweiten Empfänger, dessen Tracking-Loop Einstellungen über den gesamten Verlauf konstant geblieben sind.

zen ( $L_1/L_1$ ) und beiden GNSS-Systemen (GPS/GLONASS) in der Größenordnung von  $< \pm 0.25$  mm auftreten, sich also die berechneten PCV-Pattern sehr gering voneinander unterscheiden. Allen vier Graphiken ist aber zusätzlich zu entnehmen, dass eine Tagesdifferenz sich mit  $+1$  mm deutlich oberhalb des Signifikanzbereiches befindet (PLL-Bandbreite von 20 Hz, DOY085, 2010). Diese Differenz tritt für die Bandbreite von 20 Hz auf. Die zugehörigen Differenzen der azimuthalen Variationen sind sehr gering, so dass geschlussfolgert werden kann, dass nur ein zusätzlicher Offset in der Höhenkomponente eingeführt wird, der sich deutlich auf den Elevationsbereich auswirkt, ohne azimuthale Variationen hervorzurufen oder diese zu verstärken.

Es konnte gezeigt werden, dass diese Variationen allein durch den an der Kalibrierung beteiligten GNSS-Empfänger auftreten. Diese Variationen sind zwar gering aber dennoch signifikant nachweisbar. Für international agierende Kalibriereinrichtungen ist die Wahl des GNSS-Empfängers und die Einstellungen, wie z.B. der PLL-Bandweiten, ein integraler Bestandteil. Die Modellierung dieser Unsicherheiten ist in einem erweiterten Ansatz zur Antennenkalibrierung zukünftig anzustreben.

Diese Beobachtung konnte ebenfalls durch kinematische Experimente in bewegenden Plattformen verifiziert werden. Leider fehlen bis dato konkrete Angaben zu den implementierten Parametern. Die Verwendung einer solchen Art von GNSS-Empfängern ist für die transparente Publikation von Kalibrierergebnisse für zukünftige Anwendungen und Vergleichsanalysen kritisch zu diskutieren. Letztlich sollten im Rahmen von internationalen Ringversuchen alle variierenden Parameter bekannt und transparent ausgetauscht werden.

Gerade die diskutierte Größenordnung auf den  $\Delta$ PCV allein durch Veränderung der PLL-Bandbreiten ist im Rahmen der internationalen Vergleichbarkeit von Bedeutung, möchte man, wie im IGS Netz vorgegeben, die Vergleichbarkeit auf GPS L1 von kleiner als 1 mm anstreben. Notwendig dazu ist eine transparente Zertifizierung bzw. ein messtechnischer Aufbau, der zu jeder gegebenen Zeit wiederhergestellt werden kann, geht man von Kalibrierdaten aus, die einem international und industriellen einheitlichen Standard entsprechen sollten.





— Es gibt einen menschlichen Zustand, eine Emotion, die keinen richtigen Namen hat. Einen Zustand, der irgendwo zwischen endlich wieder tief durchatmen und keine Luft kriegen liegt. Zwischen Sehnsucht und unbändiger Wut. Das Gefühl ein Ziel in Reichweite zu haben, um kurz vorher von tausend Händen davon ferngehalten zu werden.

@stephanini\_tweet, [pic.twitter.com/w2Y5pWET0z](https://pic.twitter.com/w2Y5pWET0z)

# 7

## Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde die Kalibrierung von GNSS-Antennen und deren Empfangsverhalten für die Codephasenbeobachtung analysiert. Ein zentraler Zusammenhang in dieser Arbeit bildet dabei die Verbindung zwischen einem detaillierten Studium der Zusammenhänge des elektrotechnischen Antennendesigns und den aus praktischen Messungen bestimmbaren Empfangsverhalten der GDV. Hierzu sind Studien zur Antennentechnik notwendig, um das elektrotechnische Verhalten der Antennen zu verstehen und die Qualitäts-Parameter korrekt einschätzen zu können. Schließlich konnte im Rahmen der Untersuchungen nachgewiesen werden, dass die GDV antennen-spezifische bzw. sensorspezifische Größen sind, welche die Codephasenbeobachtungen negativ beeinträchtigen können.

Für die Studien wurde zunächst ein theoretischer Ansatz vorgestellt, mit dem es möglich ist, das Empfangsverhalten der GDV von GNSS-Antennen im Post-Prozessing im Rahmen eines feldbasierten Ansatzes nach dem Hannoverschen Verfahren der absoluten Antennenkalibrierung zu berechnen. Die GDV werden mit Hilfe von sphärisch-harmonischen Funktionen  $SH(m,n)$  bzw. Kugelfunktionen nach Grad  $n$  und Ordnung  $m$  modelliert. Die Bestimmung der gesuchten Kugelfunktionskoeffizienten erfolgt nach der Methode der kleinsten Quadrate. Notwendige Erweiterungen für einen Multi-GNSS-Ansatz wurden analysiert und entsprechend in das vorgestellte Modell integriert. Hierzu wurden numerische Analysen notwendig, um die unbekannt Parameter hinsichtlich ihrer Schätzbarkeit und Unabhängigkeit untereinander bewerten zu können. Es zeigt sich, dass die Schätzung im Post-Prozessing äußerst sensitiv ist, vorrangig aufgrund der Tatsache, dass zwar eine Vollkugel geschätzt wird, aber nur Daten für eine Halbkugel vorliegen. Der Ansatz ist optimierbar, beispielsweise durch Eliminierung der horizont-symmetrischen  $SH(m,n)$  im angesetzten Modell.

Für die praktische Bestimmung der GDV im Feldverfahren wurde der theoretisch vorgestellte und mit Simulationen getestete Post-Prozessor implementiert. Die GDV-Parameter werden mit diesem Post-Prozessor berechnet, der zusätzlich Werkzeuge zur Analyse der Qualität der geschätzten GDVs erlaubt. Der Post-Prozessor ist in einer am IfE vorhandenen GNSS-Software Toolbox integriert. Die implementierten Arbeitsschritte wurden diskutiert und spezielle Details wurden in UML gesondert vorgestellt.

In den anschließenden Analysen der berechneten GDV für unterschiedliche Frequenzen und Signale zeigte sich deutlich, dass GDVs für verschiedene Antennen mit dem Hannoverschen Verfahren der Feldkalibrierung bestimmen lassen. Studien bezüglich der Wiederholung zeigten deutlich, dass sich das GDV-Pattern unabhängig vom Fernfeld-Mehrwegeeinfluss analysieren und wiederholbar bestimmen lässt. Die Analyse des Nahfeld-Mehrwegeeinflusses wurde in dieser Arbeit nicht näher betrachtet. Ferner ist zu berücksichtigen, dass die Einstellungen bei GNSS-Empfängern zur Signalverfolgung einen wesentlichen Einfluss haben kann. Im Rahmen der Studien wurden geodätische GNSS-Empfänger verwendet, deren Parameter zur Signalverfolgung (DLL-Einstellungen) sich modifizieren lassen. Für die Studien dieser Arbeit wurden identische Einstellungen verwendet. Die Trackingeigenschaften werden für die GDV-Kalibrierung sehr wahrscheinlich eine eher untergeordnete Rolle einnehmen, wie bereits erste Untersuchungen von [Wübbena et al. \(2008\)](#) zeigen konnten, wo unterschiedliche GNSS-Empfänger diverser Empfängerhersteller analysiert wurden. Trotzdem sind die

berechneten GDV-Ergebnisse direkt abhängig von diesen Einstellungen und sollten in zukünftigen Studien transparent und explizit analysiert werden. Schließlich konnten für die Trägerphase im Rahmen dieser Arbeit bereits signifikante Abweichungen des berechneten PCV-Patterns durch Variation der PLL-Einstellungen identifiziert werden.

Durch umfangreiche Untersuchungen der berechneten GDV-Größenordnungen und deren Wirkung auf die abgeleiteten GNSS-Parameter konnten folgende Schlussfolgerungen in dieser Arbeit gezogen werden:

- ▶ GDV konnten bei allen untersuchten Antennen identifiziert werden. Dabei ist die Ausprägung des GDV-Patterns vom Qualitätsfaktor der Antenne abhängig. So treten maximale Abweichungen von 1.7 m mit einem sehr asymmetrischen Pattern für eine typische low-cost Navigationsantenne auf, welches sich durch Wiederholungskalibrierungen und statischen Messungen auf dem Labornetz des IfE eindeutig bestätigte. Für geodätische GNSS RTK- und Referenzstationsantennen können weitaus geringere Abweichungen des Empfangszentrums der Codephasenbeobachtung von 0.3-0.4 m und einem sehr symmetrischen Pattern erwartet werden.
- ▶ Für die Zeit- und Frequenzübertragung konnte nachgewiesen werden, dass die für GNSS-Referenzstationsantennen auftretenden Größenordnungen die Qualität der Codephasen basierten Zeitübertragung nicht negativ beeinträchtigen. Die durch GDV eingeführten Unsicherheiten befinden sich innerhalb der GNSS-Prozessierung deutlich unterhalb des Rauschens der Codephase. Vergleichbar ist die Situation bei der trägerphasenbasierten Zeit- und Frequenzübertragung. Da die Codephase mit einem hohen Prozessrauschen von 0.6 m in der PPP-Prozessierung modelliert wird, fallen die durch GDV zu erwartenden Unsicherheiten innerhalb des Prozessrauschens und beeinträchtigen die Stabilität der Zeitübertragung nicht. Das stochastische Verhalten der GDV innerhalb der GNSS-Prozessierung konnte eindeutig als ein weißes Rauschen charakterisiert werden.
- ▶ Auf Ebene der statischen Positionierung konnten Verbesserungen von bis zu 1.7 m durch die Berücksichtigung der GDV Korrekturen im Rahmen einer SPP Prozessierung erreicht werden. Die Verbesserungen wurden vornehmlich für eine low-cost Antenne erreicht, die durch ihren Qualitätsparameter und deutlich asymmetrischen GDV-Abweichungen aufgefallen ist. Da diese Art von Antennen für kostengünstige Monitoring-Netze oder auch mobile Anwendungen verwendet werden, ließen sich durch Berücksichtigung der kalibrierten GDV die abgeleiteten Produkte gerade im statischen Fall erheblich verbessern. Für mobile Anwendungen müssen zusätzliche Daten dem System zugeführt werden, die Aussagen über die relative Lagenänderung der Antenne zulassen. Dies ist notwendig, da das auftretende GDV-Pattern nicht rotations-symmetrisch ist. Diese Herausforderung dürfte wohl den aktuell limitierenden Faktor darstellen.
- ▶ Für die Navigation im zivilen Flugverkehr konnten Beeinträchtigungen durch die GDV identifiziert werden. Die Berücksichtigung führt zu einem Höhen-Offset von ca. 0.25 m, der sich nahe am Rauschen der Beobachtung selbst befindet. Eine wesentliche Beeinträchtigung der Codephasenlösung konnte für die analysierte Flugzeugtrajektorie nicht identifiziert werden. Dennoch versprechen neue Signalarchitekturen ein weitaus geringeres Rauschen, wodurch die Präzision, gerade im Flugverkehr, erheblich optimiert wird; im gleichen Zuge aber die Wirkung der vorhandenen GDV-Werte verstärkt werden kann, sodass diese einen limitierenden Faktor in der Positionierung darstellen können.
- ▶ Letztlich konnte in dieser Arbeit gezeigt werden, dass auch die Kombination von Träger- und Codephasenbeobachtung negativ beeinträchtigt werden können. Im Rahmen der Mehrdeutigkeitlösung wurde die MW-LK hinsichtlich der GDV analysiert und gezeigt, dass bereits Ab-

weichungen des Empfangsverhaltens der Codephasenbeobachtung von 0.6 m zu falsch gelösten Mehrdeutigkeiten führen kann und damit die trägerphasenbasierte  $L_1$  Koordinatenlösung maßgeblich durch falsch gelöste Mehrdeutigkeiten beeinträchtigt wird.

Parallel zu den Untersuchungen der Codephasenbeobachtung wurden mit dem operationellem Ansatz der GNSS-Antennenkalibrierung auch die Trägerphasenbeobachtungen hinsichtlich ihrer Unabhängigkeit von verwendeten Trackingparametern analysiert. In einer zweistufigen Analyse wurden zunächst unterschiedliche Antennen im Zero-Baseline Modus kalibriert und die pro individuellen Empfänger geschätzten PCC gegeneinander verglichen. In einem zweiten Schritt wurden danach für eine identische Antenne ebenfalls im Zero-Baseline Modus die Trackingparameter variiert. Es konnte bestätigt werden, dass die Einstellungen der PLL einen nachweislichen Einfluss auf die PCC-Kalibrierung haben. So können Abweichungen der PCV Pattern von bis zu 1 mm auf GPS/GLONASS  $L_1$  identifiziert werden. Diese Abweichungen können für die gleichzeitig bestimmten PCV der GPS/GLONASS  $L_2$  teilweise sogar bis zu 2 mm annehmen. Gerade vor dem Hintergrund (1) der Vergleichbarkeit der PCV verschiedener Kalibriereinrichtungen und (2) der Interoperabilität verschiedener GNSS im Rahmen des IGS Multi-GNSS-Experiment (MGEX) (Montenbruck et al., 2013) sollten diese Parameter transparent innerhalb der IGS AWG diskutiert und publiziert werden. Dies ist umso wichtiger, als dass terrestrische Empfänger im Feldverfahren aktuell die größte Quelle für Unsicherheiten im Zusammenhang mit der feldbasierten GNSS-Antennenkalibrierung darstellen. Das eintreffende Signal wird zur Auswertung gegenüber verschiedenen Korrelationen innerhalb mehrerer Regelschleifen geschätzt. Variationen der geschätzten Pattern sind daher hauptsächlich in den verwendeten geodätischen GNSS-Empfängern und deren individuellen Einstellungen zu vermuten. Dem gegenüber steht der direkte Vergleich des Ein- und Ausgangssignals beim Konzept der Antennenkalibrierung in der echolosen Kammer mit einem NA bzw. NVA.

Verbunden mit der Vergleichbarkeit und Interoperabilität der Antennenkalibrierung im Gesamtkonzept eines Multi-GNSS-Ansatzes muss auch die Datenhaltung der Antennenparameter angepasst werden. Wie sich aus den GDV Analysen gezeigt hat, treten für geodätische Antennen - wenn auch geringe - so doch zumindest nicht vernachlässigbare GDV Abweichungen auf. Die Fortführung zum Austausch der Antennenparameter mit im IGS weit verbreiteten und herstellerunabhängigen ANTEX Standard muss entsprechend erweitert werden, um auch die GDV berücksichtigen zu können. Vorschläge hierzu wurden unterbreitet und zur Diskussion gestellt. Die neutrale Datenhaltung von Antennenparametern (unabhängig von Träger- oder Codephase) verlangt dabei nach einer intensiven, aber dennoch nachhaltigen Veränderung, die im Rahmen dieser Arbeit als Vorschlag zur Diskussion steht.

## Ausblick

GDV sollten zukünftig im Rahmen des GNSS-Gesamtfehlerhaushaltes berücksichtigt werden, um die Leistungsfähigkeit der GNSS-Codephasen Prozessierung maßgeblich zu optimieren bzw. den negativen Einfluss der GDV auf die Codephasenbeobachtungen zu reduzieren.

Für die durchgeführten Untersuchungen stand zwar eine breite Auswahl diverser Antennen aus dem Fundus des IfE zur Verfügung, aber dennoch konnte damit nur ein kleiner Ausschnitt der aktuell auf dem Markt verfügbaren GNSS-Ausrüstungen abgebildet werden. Zusätzliche Untersuchungen werden notwendig sein, die sich vor allem mit der Frage beschäftigen müssen, wie wiederholbar und konsistent die Bestimmung von Typmitteln der GDV-Kalibrierungen sind. Die ableitbaren Größenordnungen der GDV stehen im direkten Zusammenhang mit dem Qualitätsfaktor  $Q_{ant}$  der GNSS-Antenne. Da jede Antenne eine Abwägung verschiedener Performance-Parameter ist, lassen sich nie alle optimalen Eigenschaften in einer Antenne vereinen.

Ein mit hoher Wahrscheinlichkeit vorliegender Nahfeld-Effekt der GDV-Kalibrierung wird zu erwarten sein. Im Rahmen dieser Arbeit wurde diesem keine besondere Beachtung geschenkt. Da sich aber bereits auf der Trägerphase Veränderungen des PCV-Patterns durch das Nahfeld nachweisen lassen, wie u.a. Wanninger et al. (2006) zeigte, sind entsprechende Effekte auch auf der Codephase zu vermuten. Zukünftige Untersuchungen sollten zusätzlich die elektrotechnischen Eigenschaften

der Antenne stärker als bisher berücksichtigen, da schließlich individuelle Antennen auch individuelle Eigenschaften vorweisen. Dass die Herstellung von GNSS-Antennen ein sehr komplexer Vorgang ist, wobei es grundsätzlich unmöglich sein wird eine perfekte Antenne zu bauen, sondern vielmehr immer mit Nachteilen und Beeinträchtigungen zu rechnen ist, wurde in dieser Arbeit und in weitreichenden Publikationen diskutiert. Größenordnungen der zu erwartenden Effekte lassen sich bereits durch die von [Dong et al. \(2006\)](#) publizierten Ergebnisse abschätzen. So werden auf der Codephasenbeobachtung Variationen erwartet, die um einen Faktor 10 größer sein werden, als auf der Trägerphase. Ebenfalls lässt sich abschätzen, dass Nahfeldeinflüsse vorrangig die GDV der mittleren und niedrigen Elevationen deformieren werden. Zusätzliche Studien, die diese Annahmen mit Ergebnissen hinterlegen sind notwendig, da sich bereits bei der Trägerphasenbeobachtung gezeigt hat, dass der Nahfeldeffekt auf die Messungen einen systematischen Effekt bewirkt und zusätzlich berücksichtigt werden muss. Ferner ist der Nahfeldeffekt nicht losgelöst vom Antennengewinn der GNSS-Antenne zu betrachten, denn durch die Änderung der näheren Umgebung der Antenne durch Materialien unterschiedlicher Dielektrizitätskonstanten  $\epsilon_r$  wird vermutet, dass der Antennengewinn ebenfalls eine Änderung erfahren wird. Inwieweit die Zusammenhänge der Elektrotechnik auf die schätzbaren geodätischen Parameter wirken wurde bisher in noch keiner Literatur abgeschätzt und bewertet.

Der von [Schönemann et al. \(2011\)](#) vorgestellte Ansatz könnte durch die Berücksichtigung von GDV-Korrekturen auf den individuellen Signalen optimiert werden. In ihrem Beitrag diskutierten die Autoren, dass die Ergebnisse der individuellen Biases noch offene Fragen hinsichtlich der Stabilität liefern. Im Rahmen dieser Arbeit konnte gezeigt werden, dass GDV sowohl ein sensorspezifischer Anteil als auch ein signalspezifischer Anteil ist, das sich systematisch auf die abgeleiteten Parameter abbildet. Es ist zu erwarten, dass die Schätzung der Biases wesentlich stabiler erfolgen sollte, wenn die antennenspezifischen GDV-Pattern berücksichtigt werden.

Zukünftige Signale werden ein erheblich geringeres Beobachtungsrauschen vorweisen als aktuelle Signale, ([Hein und Aviala-Rodriguez, 2006](#); [Eisfeller et al., 2007](#); [Aviala-Rodriguez et al., 2007](#); [Shetty et al., 2010](#); [Schönemann et al., 2011](#)). Im gleichen Zuge rückt damit aber die beeinträchtigende Wirkung der antennen-spezifischen Fehleranteile wie GDV in den Fokus der zu bewältigenden Herausforderungen. Die Größenordnungen der GDV sind vor allem anhand konstruktiver Maßnahmen reduziert (Anordnung der Speisungstechnik, Verwendung von Substraten mit einer niedrigen Dielektrizitätskonstanten, etc.), lassen sich also nie vollends eliminieren. Das zukünftige Ziel sollte daher sein, diese Abweichungen korrekt zu bestimmen und die jeweiligen Korrekturen bei den Anwendungen entsprechend zu berücksichtigen.

Die GNSS-Antenne sollte im geodätischen Bereich viel mehr als bislang als Sensor im Fokus der Genauigkeitsbetrachtungen diskutiert werden. Nicht unabhängig davon ist die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems zu betrachten, also ebenfalls die individuelle Güte des verwendeten GNSS-Empfängers. Die Berücksichtigung der individuellen Empfängereigenschaften sollte zumindest im Rahmen der GNSS-Antennenkalibrierung näher in den Fokus von Studien rücken.

# Literaturverzeichnis

- Abdelaziz, A. (2012). *Compact GPS Antenna*. Lambert Academic Publishing LAP GmbH & Co. KG. ISBN: 978-3-659-10279-0.
- Abraham, R., Marsden, J. E., und Ratiu, T. (1988). *Manifolds, Tensor Analysis, and Applications*, Volume 75 of *Applied Mathematical Sciences*. Springer-Verlag Publishing Company, Inc., 2nd edition. Originally published by Addison-Wesley Publishing Company, 1983.
- Aerts, W. (2011). Comparison of UniBonn and Geo++<sup>®</sup> Calibration for LEIAR25.R3 antenna 09300021. Technischer Bericht, Royal Observatory of Belgium.
- Aerts, W., Baire, Q., Bilich, A., Bruyninx, C., und Legrand, J. (2013). On the Error Sources in Absolute Individual Antenna Calibrations. In: *Geophysical Research Abstracts Vol. 15, EGU2013-6113, EGU General Assembly 2013, Vienna, Austria*.
- Aerts, W. und Moore, M. (2013). Comparison of UniBonn and IGS08 Antenna Type Means. White paper, International GNSS Service - Antenna Working Group IGS-AWG. EMail: IGS-AWG-393, url: [ftp://ftp.dgfi.badw.de/pub/igs/AntennaComparisons-Merged\\_final.pdf](ftp://ftp.dgfi.badw.de/pub/igs/AntennaComparisons-Merged_final.pdf).
- Aleksandrov, A. D., Kolmogorov, A., und M.A.Lavrent'ev (Hrsg.) (1999). *Mathematics - Its Content, Methods, and Meaning*, Volume 3. The M.I.T. Press Massachusetts Institute of Technology Cambridge, Massachusetts.
- Allan, D. W. (1966). Statistics of Atomic Frequency Standards. *Proceedings of the IEEE*, 54(2):221–230. DOI: 10.1109/PROC.1966.4634.
- Allan, D. W. (1987). Time and Frequency (Time-Domain) Characterization, Estimation and Prediction of Precision Clocks and Oscillators. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, UFFC-34(6):647–654. DOI: 10.1109/T-UFFC.1987.26997.
- Allan, D. W. und Thomas, C. (1994). Technical Directives for Standardization of GPS Time Receiver Software to be implemented for improving the accuracy of GPS common-view time transfer. *Metrologia*, 31(69):69–79. DOI: 10.1088/0026-1394/31/1/014.
- Allan, D. W. und Weiss, M. A. (1980). Accurate Time and Frequency Transfer during Common-View of a GPS Satellite. In: *Proceedings of the 34th Annual Frequency Control Symposium, USAERADCOM, May 28-30, Philadelphia, PA, USA*, Seiten 334–346. DOI: 10.1109/FREQ.1980.200424.
- ARINC (2012). Digitale Systeme und Ausrüstung für moderne Flugzeuge, neue Datenprotokolle. In: Belcher (CIO und CEO), J. M. (Hrsg.), *Series 700*, Standards in Avionics. ARINC Avionics. [www.arinc.com](http://www.arinc.com) [Stand: 01.10.2013].
- Aviala-Rodriguez, J.-A., Hein, G. W., Wallner, S., Issler, J.-L., Ries, L., Lestarquit, L., de Latour, A., Godet, J., Bastide, F., Pratt, T., und Owen, J. (2007). The MBOC Modulation - A Final Touch for the Galileo Frequency and Signal Plan. *Inside GNSS*, 2(6):43–58.
- Baire, Q., Pottiaux, E., Bruyninx, C., Defraigne, P., Aerts, W., Legrand, J., Bergeot, N., und Chevalier, J. (2012). Impact of Different Individual GNSS Receiver Antenna Calibration Models on Geodetic Positioning. In: *Geophysical Research Abstracts Vol. 14, EGU2012-4963-1, EGU General Assembly 2012, Vienna, Austria*. Poster, verfügbar unter: <http://meetingorganizer.copernicus.org/EGU2012/EGU2012-4963-1.pdf>.
- Balanis, C. A. (2005). *Antenna Theory - Analysis and Design*. John Wiley & Sons, New York.
- Banville, S. und Tang, H. (2010). Accurate time and frequency transfer during common view of a GPS satellite. In: *Proceedings of the 23rd International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2010), September 21 - 24., Portland, OR, USA*, Seiten 2545–2552. Institute of Navigation (ION).
- Bao, X. L., Ruvio, G., und Ammann, M. J. (2007). Low-profile dual-frequency GPS patch antenna enhanced with dual-band EBG structure. *Microwave and Optical Technology Letters*, 49(11):2630–2634. DOI: 10.1002/mop.22815.
- Baracco, J.-M., Salghetti-Drioli, L., und de Maagt, P. (2008). AMC Low Profile Wideband Reference Antenna for GPS and GALILEO Systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(8):2540–2547. DOI: 10.1109/TAP.2008.927547.
- Becker, M., Zeimetz, P., und Schönemann, E. (2010). Anechoic Chamber calibrations of phase center variations for new and existing GNSS signals and potential impacts in IGS processing. In: *IGS Workshop 2010 and Vertical Rates Symposium, June 28 - July 2, Newcastle upon Tyne, United Kingdom of Great Britain*. Online verfügbar unter url: <http://www.igs.org/event/newcastle2010/assets/pdf/0205%20Becker%20-%20Antenna%20chamber%20calibrations%20and%20antenna%20phase%20center%20variations%20for%20new%20and%20existing%20GNSS%20signals%20%28Newcastle%202010%29.pdf> [Stand 26.06.2013].
- Bedford, L., Brown, N., und Walford, J. (2009). Leica AR25. *Leica Geosystems AG, Herbrugg, Switzerland*, Seitenanzahl 10. white paper.
- Bernier, L. G. (1987). Theoretical Analysis of the Modified Allan Variance. In: *41st Annual Frequency Control Symposium, Philadelphia, PA, USA*, Seiten 116–121. DOI: 10.1109/FREQ.1987.201012.
- Beyerle, G. (2009). Carrier phase wind-up in GPS reflectometry. *GPS Solut*, 13(3):191–198. DOI 10.1007/s10291-008-0112-1.
- Bilich, A. und Mader, G. (2012). GNSS Absolute Antenna Calibration at the National Geodetic Survey. In: *IGS Workshop 2012, University of Warmia and Mazury, July 23-27, Olsztyn, Poland*. Poster, Online verfügbar unter url: [http://www.ngs.noaa.gov/web/science\\_edu/presentations\\_archive/files/igs2012absoluteantcal.pdf](http://www.ngs.noaa.gov/web/science_edu/presentations_archive/files/igs2012absoluteantcal.pdf) [Stand 26.06.2013].
- Bilich, A., Schmitz, M., Görres, B., Zeimetz, P., Mader, G., und Wübbena, G. (2012). Three-Method Absolute Antenna Calibration Comparison. In: *IGS Workshop 2012, University of Warmia and Mazury, July 23-27, Olsztyn, Poland*.
- Bock, H., Jäggi, A., Meyer, U., Dach, R., und Beutler, G. (2011). Impact of GPS antenna phase center variations on precise orbits of the GOCE satellite. *ASR*, 47(11):1885–1893. DOI: 10.1016/j.asr.2011.01.017.
- Böder, V. (2002). *Zur hochpräzisen GPS-Positions- und Lagebestimmung unter besonderer Berücksichtigung mariner Anwendungen*. Diss., Wissenschaftliche Arbeiten der Fachrichtung Geodäsie und Geoinformatik der Leibniz Universität Hannover, Nr. 245.
- Böder, V., Menge, F., Seeber, G., Wübbena, G., und 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. In: *Proceedings of the 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2001)*, September 11 - 14, Salt Lake City, UT, USA, Seiten 2166 – 2176. Institute of Navigation (ION).
- Breuer, B., Campbell, J., Görres, B., Hawig, J., und Wohlleben, R. (1995). Kalibrierungen von GPS Antennen für hochgenaue geodätische Anwendungen. *Zeitschrift für Satellitengestützte Positionierung, Navigation und Kommunikation*, 4(2):49–59.
- Brockmann, E. (1997). *Combination of Solutions for Geodetic and Geodynamic Applications of the Global Positioning System GPS*, Volume 55. Swiss Geodetic Commission.
- Bronstein, I., Semendjajew, K., Musiol, G., und Mühlig, H. (2005). *Taschenbuch der Mathematik*. Hari Deutsch Publishing Company.
- Buscher, H. T. und Munson, R. E. (1976). Dual frequency microstrip antenna structure. *Patent: US3971032 A, Patentnummer: US 05/607,418, Patenhalter. Ball Brothers Research Corporation.* auch veröffentlicht unter: DE2638539A1, DE2638539C2.
- Byun, S. H. und Bar-Sever, Y. E. (2009). A new type of troposphere path delay product of the international GNSS service. *J Geod*, 83:367–379. DOI: [10.1007/s00190-008-0288-8](https://doi.org/10.1007/s00190-008-0288-8).
- Caizzone, S., Basta, N., und Dreher, A. (2012). Compact GNSS antenna with circular polarization and low axial ratio. In: *5th international Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*. DOI: [10.1109/ANTEM.2012.6262284](https://doi.org/10.1109/ANTEM.2012.6262284).
- Campbell, J. und Görres, B. (2001). 3. GPS-Antennen-Workshop 2001, Mai 11., Geodätisches Institut der Rheinischen Friedrich-Wilhelms-Universität Bonn, Bonn, Deutschland. Online verfügbar unter url: <http://www.gib.uni-bonn.de/forschung/gnss/antennen-workshops/2001AWS> [Stand 25.08.2013].
- Campbell, J. und Görres, B. (2003). 5. GPS-Antennen-Workshop 2003, November 03., Congress Center Frankfurt Am Main, Frankfurt am Main, Deutschland. Online verfügbar unter url: <http://www.gib.uni-bonn.de/forschung/gnss/antennen-workshops/2003AWS> [Stand 25.08.2013].
- Campbell, J., Görres, B., Siemes, M., Wirsch, J., und Becker, M. (2004). Zur Genauigkeit der GPS Antennenkalibrierung auf der Grundlage von Labormessungen und deren Vergleich mit anderen Verfahren. *AVN*, 1:3–11.
- Campbell, J. und Witte, B. (1999). Workshop zur Festlegung des Phasenzentrums von GPS Antennen, 1. GNSS-Antennen-Workshop 1999, April 28., Geodätisches Institut der Rheinischen Friedrich-Wilhelms-Universität Bonn, Bonn, Deutschland. Online verfügbar unter url: <http://www.gib.uni-bonn.de/forschung/gnss/antennen-workshops/1999AWS> [Stand 25.08.2013].
- Cao, W., Hauschild, A., Steigenberger, P., Langley, R. B., Urquhart, L., Santos, M., und Montenbruck, O. (2010). Performance Evaluation of Integrated GPS/GIOVE Precise Point Positioning. In: *Proceedings of the International Technical Meeting of The Institute of Navigation (ION-ITM)*, January 25 - 27, San Diego, CA, USA, Seiten 540 – 552. Institute of Navigation (ION).
- Chen, T., HU, Z., und Li, T. (2013). Experimental Studies of precise Calibration of GPS Antenna Phase Center Variation. *Seismology and Geology*, 35(2):380–387. DOI: [10.3969/j.issn.0253-4967.2013.02.016](https://doi.org/10.3969/j.issn.0253-4967.2013.02.016).
- Cranor, T. H. B., Hall, E. A., und Schmitt, G. J. (1988). Microstrip patch antenna with omni-directional radiation pattern. *Patent: US4922259 A, Patentnummer: US 07/152,245, Patenhalter. McDonnell Douglas Corporation,* (US 4922259 A).
- Dach, R., Beutler, G., Hugentobler, U., Schaer, S., Schildknecht, T., Springer, T., Dudle, G., und Probst, L. (2003). Time transfer using GPS carrier phase: error propagation and results. *J Geod*, 77(1-2):1–14. DOI: [10.1007/s00190-002-0296-z](https://doi.org/10.1007/s00190-002-0296-z).
- Dach, R., Schmid, R., Schmitz, M., Thaller, D., Schaer, S., Lutz, S., Steigenberger, P., Wübbena, G., und Beutler, G. (2010). Improved antenna phase center models for GLONASS. *GPS Solut*, 15(1):49–65. DOI: [10.1007/s10291-010-0169-5](https://doi.org/10.1007/s10291-010-0169-5).
- Defraigne, P. (2011). GNSS Time and Frequency Transfer: state of the art and possible evolution. In: *Workshop on Development of Advanced TTT Techniques, Bureau Internationale des Poids et Mesures (BIPM), June 28, Paris, France*.
- Defraigne, P. und Petit, G. (2003). Time transfer to TAI using geodetic receivers. *Metrologia*, 40(4):184–188. DOI: [10.1088/0026-1394/40/4/307](https://doi.org/10.1088/0026-1394/40/4/307).
- Deschamps, G. A. und Sichak, W. (1953). Microstrip Microwave Antennas. In: *Proceedings of the 3rd USAF Symposium on Antenna Research and Development Program*. October, 18–22, Presentation.
- Dilssner, F. (2007). *Zum Einfluss des Antennenfeldes auf die hochpräzise GNSS Positionsbestimmung*. Diss., Wissenschaftliche Arbeiten der Fachrichtung Geodäsie und Geoinformatik der Leibniz Universität Hannover, Nr. 271.
- Dilssner, F., Seeber, G., Wübbena, G., und Schmitz, M. (2008). Impact of Near-Field Effects on the GNSS Position Solution. *ION GNSS 2008*, Seiten 612–624.
- Dodel, H. und Häupler, D. (2010). *Satellitenavigation*. Springer Verlag, Berlin.
- Dong, W., Jackson, D. R., Williams, J. T., und Basilio, L. I. (2006). Phase and Group Delays for Circularly-Polarized Microstrip Antennas. In: *Proceedings of Antennas and Propagation Society International Symposium, July 9 - 14, Albuquerque, NM, USA*, Seiten 1537–1540. IEEE. DOI: [10.1109/APS.2006.1710847](https://doi.org/10.1109/APS.2006.1710847).
- Dow, J. M., Neilan, R., und Rizos, C. (2009). The International GNSS Service in a changing Landscape of Global Navigation Satellite Systems. *J Geod*, 83(3-4):191–198. DOI: [10.1007/s00190-008-0300-3](https://doi.org/10.1007/s00190-008-0300-3).
- Dunn, M. J. (2012). *Global Positioning Systems Directorate Systems Engineering & Integration Interface Specification IS-GPS-200*. Global Positioning Systems Directorate Systems Engineering & Integration Interface Specification, navstar gps space segment/navigation user interfaces edition. Online verfügbar unter url: <http://www.gps.gov/technical/icwg/>.
- Eisfeller, B., Irsigler, M., Aviala-Rodriguez, J.-A., Schüler, E., und Schüler, T. (2007). Das europäische Satellitennavigationssystem GALILEO - Entwicklungsstand. *AVN*, (2):42–55.
- Engheta, N. und Ziolkowski, R. W. (Hrsg.) (2006). *Metamaterials: physics and engineering explorations*. Wiley-IEEE Press, Piscataway, NJ.
- Fillipov, V., Tatarnikov, D., Ashjaee, J., Astakhov, A., und Sutiagin, I. (1998). The First Dual Depth Frequency Choke Ring Antenna. In: *Proceedings of the 11th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1998)*, September 15 - 18, Nashville, TN, USA, Seiten 1035 – 1040. Institute of Navigation (ION).
- Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I., und Ittipiboon, A. (2001). *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House antennas and propagation library, Boston.
- Gautron, P., Krivanek, J., Pattanaik, S., und Bouatouch, K. (2004). A Novel Hemispherical Basis for Accurate and Efficient Rendering. In: Keller, A. und Jensen, H. W. (Hrsg.), *EGSR'04 Proceedings of the Fifteenth Eurographics confe-*

- rence on Rendering Techniques, Aire-la-Ville, Switzerland, Seiten 321–330. DOI: [10.2312/EGWR/EGSR04/321-330](https://doi.org/10.2312/EGWR/EGSR04/321-330).
- Geiger, A. (1988). Modelling of Phase Centre Variation and its Influence on GPS-Positioning. In: Groten, E. und Strauss, R. (Hrsg.), *GPS-Techniques Applied to Geodesy and Surveying, Lecture Notes in Earth Sciences*, Volume 19 of *Proceedings of the International GPS-Workshop Darmstadt, April 10 to 13, 1988*, Seiten 210–222. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York. DOI: [10.1007/BFb0011339](https://doi.org/10.1007/BFb0011339).
- Geo++ (2013). GNSMART Online-Hilfe. *Handbuch zum GNSMART-Programmpaket, Gesellschaft für satellitengestützte geodätische und navigatorische Technologien mbH*.
- Görres, B., Campbell, J., Becker, M., und Siems, M. (2006). Absolute calibration of GPS antennas: Laboratory results and comparison with field and robot techniques. *GPS Solut*, 10(2):136–145. DOI: [10.1007/s10291-005-0015-3](https://doi.org/10.1007/s10291-005-0015-3).
- Görres, B. und Kuhlmann, H. (2006). 6. GPS-Antennen-Workshop 2006, September 21., Geodätisches Institut der Rheinischen Friedrich-Wilhelms-Universität Bonn, Bonn, Deutschland. Online verfügbar unter url: <http://www.gib.uni-bonn.de/forschung/gnss/antennen-workshops/2006AWS> [Stand 25.08.2013].
- GPS World (2014). GPS World Antenna Survey. *GPS World*, 25(2):37–57. online verfügbar unter url: <http://editiondigital.net/publication/?i=193710> [17.05.2014].
- Gurtner, W. und Estey, L. (2013). *RINEX - The Receiver Independent Exchange Format Version 3.02*. Astronomical Institute, University of Bern and UNAVCO, Boulder. Online verfügbar unter url: <ftp://igs.cb.jpl.nasa.gov/igs/data/format/rinex302.pdf> [Stand: 20.03.2014].
- Gurtner, W. und Ray, J. (2010). *RINEX Extensions to Handle Clock Information*. US Naval Observatory and Astronomical Institute, University of Berne. Online verfügbar unter url: [ftp://igs.cb.jpl.nasa.gov/igs/data/format/rinex\\_clock302.txt](ftp://igs.cb.jpl.nasa.gov/igs/data/format/rinex_clock302.txt) [Stand: 20.03.2014].
- Gustrau, F. (2013). *Hochfrequenztechnik - Grundlage der mobilen Kommunikationstechnik*, Volume 2. Hanser Fachbuchverlag.
- Haines, B., Bar-Sever, Y., Bertiger, W., Desai, S., Harvey, N., und Weiss, J. (2010). Improved Models of the GPS Satellite Antenna Phase- and Group-Delay Variations Using Data from Low-Earth Orbiters. In: *American Geophysical Union, Fall Meeting, December 12-17, San Francisco, CA, USA*, Nummer #G54A-05 in Geophysical Research Abstracts.
- Haines, B., Bertiger, W., Desai, S., Harvey, N., Sibois, A., und Weiss, J. (2012). Characterizing the GPS Satellite Antenna Phase- and Group-Delay Variations Using Data from Low-Earth Orbiters. In: *IGS Workshop 2012, University of Warmia and Mazury, July 23-27, Olsztyn, Poland*. Online verfügbar unter url: <http://www.igs.org/assets/pdf/Poland%202012%20-%20P08%20Haines%20PO31.pdf> [Stand 26.06.2013].
- Haines, G. (1988). Computer programs for spherical cap harmonic analysis of potential and general fields. *Computers and Geosciences*, 14(4):413 – 447. DOI: [10.1016/0098-3004\(88\)90027-1](https://doi.org/10.1016/0098-3004(88)90027-1).
- Hansen, P. C. (1984). SVD - Theory and Applications. Technischer Bericht, Institute for Numerical Analysis, TU Denmark, DK 2800 Lyngby, 1984.
- Hatch, R. (1982). The Synergism of GPS Code and Carrier Measurements. In: Peat, R. P. (Hrsg.), *Proceedings of the Third International Geodetic Symposium on Satellite Doppler Positioning, February, 8-12, Las Cruces, NM, USA*, Volume 2, Seiten 1213–1231. Defense Mapping Agency and National Ocean Survey.
- Hayati, S., Tso, K., und Roston, G. (1988). Robot Geometry Calibration. In: *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, April 24-29, Philadelphia, PA, USA*, Volume 2, Seiten 947–951. Online verfügbar unter DOI: [10.1109/ROBOT.1988.12181](https://doi.org/10.1109/ROBOT.1988.12181).
- Hein, G. W. und Aviala-Rodriguez, J.-A. (2006). Combining Galileo PRS and GPS M-Code. *Inside GNSS*, 1(1):48–56.
- Heine, E. (1861). *Handbuch der Kugelfunctionen*, Volume 2. Georg Reimer - Druck und Verlag, Berlin - Nachdruck 1961.
- Hertz, H. (1888). Ueber die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektrodynamischen Wirkungen. In: *Annalen der Physik und Chemie*, Volume 270, Seiten 551–569. Joh. Ambr. Barth, Leipzig. DOI: [10.1002/andp.18882700708](https://doi.org/10.1002/andp.18882700708).
- Hill, A., Moore, M., und Dawson, J. (2013). GNSS Antenna Calibration at Geoscience Australia. In: *American Geophysical Union, Fall Meeting, December 09-13, San Francisco, CA, USA*, Nummer #G53B-0909 in Geophysical Research Abstracts.
- Hobson, E. (1931). *The Theory of Spherical and Ellipsoidal Harmonics*. University Press, Cambridge.
- Hofmann-Wellenhof, B., Lichtenegger, H., und Wasle, E. (2008). *GNSS - Global Navigation Satellite Systems, GPS, GLONASS Galileo and more*. Springer Wien - New York.
- Hofmann-Wellenhof, B. und Moritz, H. (2006). *Physical Geodesy*. Springer Berlin.
- Huang, Y. und Boyle, K. (2008). *Antennas - From Theory to Practice*. John Wiley & Sons, Ltd., Chichester.
- IEEE-Standards (2008). IEEE Standard Test Procedures for Antennas. *ANSI/IEEE Std 149-1979*, Seitenanzahl 135. DOI: [10.1109/IEEESTD.1979.120310](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.1979.120310).
- Jäggi, A. (2012). Extension of the GPS satellite antenna patterns beyond 14°. In: *EGU General Assembly 2012, April 22-27, Vienna, Austria*, Volume 14 of *Geophysical Research Abstracts*, #EGU2012-11427. Vortrag, Online verfügbar unter url: [http://www.weblab.dlr.de/rbrt/pdf/AGU\\_10a.pdf](http://www.weblab.dlr.de/rbrt/pdf/AGU_10a.pdf) [Stand: 20.08.2013].
- Kaloi, C. M. (1978). Multiple frequency microstrip antenna assembly. *Patent: US4074270 A, Patentnummer: US 05/712,994, Patenhalter. The United States Of America a represented by the Secretary of the Navy*.
- Kaplan, E. D. (Hrsg.) (1996). *Understanding GPS - Principles and Applications*. Artech House Inc.
- Kark, K. W. (2014). *Antennen und Strahlungsfelder*, Volume 5. Springer Vieweg, Fachmedien Wiesbaden. DOI: [10.1007/978-3-658-03616-4](https://doi.org/10.1007/978-3-658-03616-4).
- Kersten, T. und Schön, S. (2009). Zum Einfluss von Nahfelddefekten des Unterbaus FG ANA100B. In: *Geodätische Woche 2009, Universität Karlsruhe*. Vortrag.
- Kersten, T. und Schön, S. (2010). Towards Modeling Phase Center Variations for Multi-Frequency and Multi-GNSS. In: *5th ESA Workshop on Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing*, Seiten 1–8. DOI: [10.1109/NAVITEC.2010.5708040](https://doi.org/10.1109/NAVITEC.2010.5708040).
- Kersten, T. und Schön, S. (2011). On the Determination of Antenna Phase Center Corrections in a Multi-GNSS Multi-Frequency Approach. In: *EGU General Assembly 2011, April 3-8, Vienna, Austria*, Volume 13 of *Geophysical Research Abstracts*, #EGU2011-3678. Poster, Online verfügbar unter url: [http://acc.igs.org/antennas/multi-gnss-pcv\\_egu11poster.pdf](http://acc.igs.org/antennas/multi-gnss-pcv_egu11poster.pdf) [Stand 27.07.2012].
- Kersten, T. und Schön, S. (2012a). ACA\_IFE - Ein Matlab Post-Prozessor zur Bestimmung von Antennenspezifischen GPS Code-Phasen Variationen (GDV). In: *Entwicklerforum*

- Geodäsie und Geoinformationstechnik, Technische Universität Berlin, September 27-28., Berlin, Deutschland, Seiten 1-9. Shaker, Aachen.*
- Kersten, T. und Schön, S. (2012b). Antenna specific IfE-Robot based Code Phase Delays and its Impact on Positioning and Navigation. In: *Proceedings of the 6th ESA Workshop on Satellite Navigation Technologies & European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing, ESA ESTEC, Noordwijk, The Netherlands*, Seitenanzahl 8. Online verfügbar unter DOI: [10.1109/NAVITEC.2012.6423088](https://doi.org/10.1109/NAVITEC.2012.6423088).
- Kersten, T. und Schön, S. (2012c). Von der Komponentenkalibrierung zur Systemanalyse: Konsistente Korrekturverfahren von Instrumentenfehlern für Multi-GNSS - Schlussbericht zum BMBF/DLR Vorhaben 50NA0903. *Institut für Erdmessung*, Seitenanzahl 105.
- Kersten, T. und Schön, S. (2013). Analysis of IfE-Robot based Group Delay Variations for the Positioning and Navigation of Mobile Platforms. In: *Proceedings of the European Navigation Conference 2013, April 22.-25., Vienna, Austria*, Seitenanzahl 10.
- Kersten, T., Schön, S., und Weinbach, U. (2012). On the Impact of Group Delay Variations on GNSS Time and Frequency Transfer. In: *Proceedings of the 26th European Frequency and Time Forum (EFTF), 24.-26. April 2012, Gothenborg, Sweden*, Seiten 514 - 521. DOI: [10.1109/EFTF.2012.6502435](https://doi.org/10.1109/EFTF.2012.6502435).
- Kim, D., Serrano, L., und Langley, R. (2006). Phase Wind-Up Analysis. *GPS World*, 17(9):58-64.
- Kim, U.-S. (2005). Analysis of Carrier Phase and Group Delay Biases Introduced by CRPA Hardware. In: *Proceedings of the International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION-GNSS), 13.-16. September 2005, Long Beach, CA, USA*, Seiten 635-642. Institute of Navigation (ION).
- Koch, K.-R. (2004). *Parameterschätzung und Hypothesentests in linearen Modellen*. Ehemals Ferd. Dümmlers Verlag, Bonn.
- Kortke, A. (2006). *Analyse und Kalibration von linearen Microstrip-Patch-Antennenarrays*. Diss., Technische Universität Berlin, Fakultät IV - Elektrotechnik und Informatik.
- Kouba, J. (2009). A Guide to using International GNSS Service (IGS) Products. *IGS Publications*. Online verfügbar unter url: <http://acc.igs.org/UsingIGSPProductsVer21.pdf> [Stand 25.06.2013].
- Krantz, E., Riley, S., und Large, P. (2001a). GPS Antenna Design and Performance Advancements - The Trimble Zephyr. *White Paper, Trimble Navigation Limited*, Seitenanzahl 9. Online verfügbar unter url: [http://www.trimble.com/survey\\_wp\\_gpssys.asp?Nav=Collection-27599](http://www.trimble.com/survey_wp_gpssys.asp?Nav=Collection-27599) [Stand 02.07.2013].
- Krantz, E., Riley, S., und Large, P. (2001b). The Design and Performance of the Zephyr Geodetic Antenna. In: *Proceedings of the 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2001) September 11 - 14, Salt Lake City, UT, USA*, Seiten 1942 - 1951. Institute of Navigation (ION).
- Kraus, J. D. (1998). *Antennas*. 2. Auflage McGraw-Hill, New York.
- Kube, F., Schön, S., und Feuerle, T. (2012). GNSS-based Curved Landing Approaches with a Virtual Receiver. In: *Proceedings of the Position Location and Navigation Symposium (ION-PLANS), 2012 IEEE/ION, April 23-26, SC, USA*, Seiten 188 - 196. Institute of Navigation (ION).
- Kundukulam, S. O. (2002). *Development and Analysis of Compact Microstrip Antennas*. Diss., Cochin University of Science and Technology.
- Kunysz, W. (1998). Effect of Antenna Performance on the GPS Signal Accuracy. In: *11th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION) GPS98, 15-18 September, 1998, Nashville, TN, USA*, Seiten 575 - 580. Institute of Navigation (ION).
- Kunysz, W. (2000). High Performance GPS Pinwheel Antenna. In: *Proceedings of the 2000 International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 2000), September 19-22, Salt lake City, Utha USA*. ION.
- Kunysz, W. (2003). A Three Dimensional Choke Ring Ground Plane Antenna. In: *Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003), September 9 - 12, Portland, OR, USA*, Seiten 1883 - 1888. Institute of Navigation (ION).
- Langley, R. B. (1996). Propagation of the GPS signals. In: Teunissen, P. J. G. und Kleusberg, A. (Hrsg.), *GPS for Geodesy*, Volume 60 of *Lecture Notes in Earth Sciences*, Seiten 103-140. Springer, Heidelberg. DOI: [10.1007/BFb0117680](https://doi.org/10.1007/BFb0117680).
- Leistner, H. (2000). Roboterkalibrierung - Funktionales Modell. Technischer Bericht, Institut für Erdmessung (IfE), Leibniz Universität Hannover.
- Levine, J. (2008). A Review of Time and Frequency Transfer Methods. *Metrologia*, 45:162-174.
- Lewandowski, W., Thomas, C., und Allan, D. W. (1991). CGSIC Subcommittee on Time and CCDS Group of Experts on GPS Standardization. In: *Proceedings of the 4th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1991), September 11-13, Albuquerque, NM*, Seiten 207-214.
- Mader, G. (1999). GPS antenna calibration at the National Geodetic Survey. *GPS Solut*, 3(1):50-58. DOI: [10.1007/PL00012780](https://doi.org/10.1007/PL00012780).
- Mader, G., Bilich, A., und Geoghegan, C. (2012). Absolute GNSS Antenna Calibration at the National Geodetic Survey. In: *European Geophysical Union General Assembly 2012*, Volume 14 of *Geophysical Research Abstracts #EGU2012-3080*. Poster, Online verfügbar unter url: <http://meetingorganizer.copernicus.org/EGU2012/EGU2012-3080.pdf> [Stand 26.07.2013].
- Mader, G. L. und MacKay, J. R. (1996). Calibration of GPS Antennas. In: Neilan, R., Scoy, P. V., und Zumberge, J. (Hrsg.), *Proc. IGS Analysis Center Workshop, Silver Spring, MD*. JPL Publication 96-26, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California.
- Maurer, M., Hekmat, T., und Niklasch, N. (1995). Integrated GPS/GLONASS Antenna for High Performance Applications. In: *Proceedings of the 8th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1995), September 12 - 15, Palm Springs, CA*, Seiten 845 - 851.
- Maxwell, J. C. (1865). A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field. In: *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, Volume 155, Seiten 459-512. Royal Society Publishing. DOI: [10.1098/rstl.1865.0008](https://doi.org/10.1098/rstl.1865.0008).
- Meiser, V. (2009). Kalibrierung des GNSS-Antennenkalibrierroboters des Institut für Erdmessung mittels Lasertracking. Technischer Bericht, Geodätisches Institut Hannover (GIH), Leibniz Universität Hannover.
- Melbourne, W. G. (1985). The Case for Ranging in GPS-Based Geodetic Systems. In: Goad, C. C. (Hrsg.), *Proceedings of the First International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System, April 15-19, Rockville*,



- MD, USA, Volume 1, Seiten 373–386. International Union of Geodesy and Geophysics, International Association of Geodesy, U.S. Department of Defense and U.S. Department of Commerce.
- Menge, F. (2003). *Zur Kalibrierung der Phasenzentrumsvariationen von GPS Antennen für die hochpräzise Positionsbestimmung*. Diss., Wissenschaftliche Arbeiten der Fachrichtung Geodäsie und Geoinformatik der Leibniz Universität Hannover, Nr. 247.
- Menge, F., Seeber, G., Völksen, C., Wübbena, G., und Schmitz, M. (1998). Results of the absolute field calibration of GPS antenna PCV. In: *Proceedings of the 11th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1998), September 15 - 18, Nashville, TN, USA*, Seiten 31 – 38. Institute of Navigation (ION).
- Meurant, G. (1992). A Review on the Inverse of Symmetric Tri-diagonal and Block Tri-diagonal Matrices. *SIAM J. Matrix Anal. Applications*, 13:707–728.
- Montenbruck, O., Garcia-Fernandez, M., Yoon, Y., Schön, S., und Jäggi, A. (2009). Antenna phase center calibration for precise positioning of LEO satellites. *GPS Solut*, 13(1):23–34. DOI: [10.1007/s10291-008-0094-z](https://doi.org/10.1007/s10291-008-0094-z).
- Montenbruck, O., Steigenberger, P., Khachikyan, R., Weber, G., Langley, R., Mervat, L., und Hugentobler, U. (2013). IGS-MGEX: Preparing the Ground for Multi-Constellation GNSS Science. In: *4th International Colloquium on Scientific and Fundamental Aspects of the Galileo System, Dezember 4-6, Prague*, Seitenanzahl 8. Online verfügbar unter url: [http://elib.dlr.de/87751/1/EsaCollGalileo\\_13\\_MGEX.pdf](http://elib.dlr.de/87751/1/EsaCollGalileo_13_MGEX.pdf) [Stand 24.03.2014].
- Munson, R. E. (1972). Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, AP-22:74–77.
- Murphy, T., Geren, P., und Pankaskie, T. (2007). GPS Antenna Group Delay Variation Induced Errors in a GNSS Based Precision Approach and Landing Systems. In: *Proceedings of the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2007), September 25 - 28, Fort Worth, TX, USA*, Seiten 2974 – 2989. Institute of Navigation (ION).
- Neilan, R., van Scoy, P. A., und Zumberge, J. F. (Hrsg.) (1996). *1996 Analysis Center Workshop*, IGA Annual Report, Silver Spring, Maryland USA. Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, CA, USA.
- Niemeyer, W. (2001). *Ausgleichsrechnung - Eine Einführung für Studierende*. Walter de Gruyter Verlag Berlin.
- Novatel Inc. (2009). Productsheet GNSS-750 - Revolutionary GNSS Wideband Antenna Enhances Accuracy and Performance. *Novatel inc. Ltd., Canada*, Seitenanzahl 2.
- Paffenholz, J.-A. (2012). *Direct geo-referencing of 3D point clouds with 3D positioning sensors*. Diss., Deutsche Geodätische Kommission bei der Bayerischen Akademie der Wissenschaften, Reihe C, Nr. 689.
- Paffenholz, J.-A., Bielenberg, O., Neuner, H., Schön, S., und Kutterer, H. (2007). Neukalibrierung des IfE-Roboters mittels Lasertracking. In: *Geodätische Woche 2007, 26.09., Leipzig, Deutschland*. Poster.
- Pastana, G., Kutvonen, A., Kurz, A., und Casaca, A. (2010). Location-based Services to Improve Aircraft Ground Handling and Safety Procedures. *European Journal of Navigation*, 8(3):16–21.
- Peng, H.-M., Liao, C.-S., und Hwang, J.-K. (2005). Performance Testing of Time Comparison Using GPS-smoothed P3 Code and IGS Ephemeris. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 54(2):825–828.
- Petrovski, I. G. und Tsujii, T. (2012). *Digital Satellite Navigation and Geophysics*. Cambridge University Press, Cambridge.
- Popugaev, A. und Wansch, R. (2009). A novel miniaturization technique in microstrip feed network design. In: *Proceedings of European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), March 23.-27. 2009, Berlin, Germany*, Seiten 2309–2313.
- Popugaev, A., Wansch, R., und Urquijo, S. (2007). A novel high performance antenna for GNSS applications. *IET Seminar Digests*, 2007(11961):730–730. DOI: [10.1049/ic.2007.1638](https://doi.org/10.1049/ic.2007.1638).
- Press, W. H., Teukolsky, S., und Flannery, B. P. (2002). *Numerical Recipes in C++*, Volume 2. Cambridge University Press, Cambridge.
- Rao, B. R., Kunysz, W., Fante, R. L., und McDonsals, K. (2013). *GPS/GNSS Antennas*. Artech House Publishers, Norwood, USA.
- Ray, J. und Senior, K. (2003). IGS/BIPM pilot project: GPS carrier phase for time/frequency transfer and timescale formation. *Metrologica*, 40:270–288.
- Ray, J. und Senior, K. (2005). Geodetic Techniques for time and frequency comparisons using GPS phase and code measurements. *Metrologia*, 42(4):215–232. DOI: [10.1088/0026-1394/42/005](https://doi.org/10.1088/0026-1394/42/005).
- Ricardi, L. J. und Rosenthal, M. L. (1969). Plate antenna with polarization adjustment. *Patent: US3478362 A, Patenthalter: Massachusetts Inst Technology*.
- Rost, C. (2011). *Phasenmehrwegereduzierung basierend auf Signalqualitätsmessungen geodätischer GNSS-Empfänger*. Diss., Deutsche Geodätische Kommission bei der Bayerischen Akademie der Wissenschaften, Reihe C, Nr. 665.
- Rothacher, M. (1999). Bestimmung von Variationen der Antennenphasenzentren mit GPS Beobachtungen: Vergleiche und Kombination. In: *Workshop zur Festlegung des Phasenzentrums von GPS Antennen, Bonn, Deutschland*.
- Rothacher, M. und Mader, G. (2002). Receiver and Satellite Antenna Phase Center Offsets and Variations. In: Tetrault, P., Neilan, R., und Govey, G. (Hrsg.), *IGS Workshop Ottawa - Toward Realtime Network, Data and Analysis Workshop*, IGS Workshop Proceedings, Kapitel 8: Receiver and Satellite Antenna Calibrations, Seiten 141–152. Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, CA, USA.
- Rothacher, M., Schaer, S., Mervat, L., und Beutler, G. (1995). Determination of Antenna Phase Center Variations using GPS Data. In: *IGS Workshop - Special Topics and new Directions, 15 - 18 May, 1995, Potsdam, BB, Germany*, Seitenanzahl 16.
- Rothacher, M. und Schmid, R. (2010). ANTEX: The Antenna Exchange Format, Version 1.4. <ftp://igs.cb.jpl.nasa.gov/igs.cb/station/general/antex14.txt>. Online verfügbar [Stand 26.06.2013].
- RTCA (2006). Minimum Operational Performance Standards for Global Navigation Satellite System (GNSS) Airborne Active Antenna Equipment for the L1 Frequency Band. *RTCA/DO-301*. Inc. Washington DC, Issued: 12/13/2006.
- Santis, A. D., Torta, J., und Lowes, F. (1999). Spherical Cap Harmonics Revisited and their Relationship to Ordinary Spherical Harmonics. *Phys. Chem. Earth (A)*, 24(11-12):935–941. DOI: [10.1016/S1464-1895\(99\)00138-6](https://doi.org/10.1016/S1464-1895(99)00138-6).
- Schaer, S. und Dach, R. (2010). Biases in GNSS Analysis. In: *IGS Workshop and Vertical Rates Symposium, June 28 - July 1, Newcastle Upon Tyne, United Kingdom of Great Britain*. Online verfügbar unter url: [http://acc.igs.org/biases/signal-biases\\_igsws10.pdf](http://acc.igs.org/biases/signal-biases_igsws10.pdf) [Stand 26.06.2013].

- Schaer, S., Gurtner, W., und Feltens, J. (1998). *IONEX: The IONosphere Map EXchange Format Version 1*. Astronomical Institute University of Berne and ESA/ESOC, Darmstadt. Online verfügbar unter url: <ftp://igschb.jpl.nasa.gov/igschb/data/format/ionex1.pdf> [Stand: 20.03.2014].
- Scherneck, H.-G. (1991). A parameterized Solid Earth Tide Model and Ocean Tide Loading Effects for global geodetic baseline measurements. *Geophys. J. Int.*, 106(3):677–694. DOI: 10.1111/j.1365-246X.1991.tb06339.x.
- Schester (2013). Sub-millimetre accuracy for global positioning. *Spatial Source*. Online verfügbar unter url: <http://www.ga.gov.au/about-us/news-media/media/accuracy-for-global-positioning.html> [Stand 26.06.2013].
- Schmid, R. (2013). IGS Antenna Working Group. In: Dach, R. und Yean, Y. (Hrsg.), *IGS Technical Report 2012*, Seiten 141–147. IGS Central Bureau.
- Schmid, R., Rothacher, M., Thaller, D., und Steigenberger, P. (2005). Absolute phase center corrections of satellite and receiver antennas. *GPS Solut*, 9(4):283–293. DOI: 10.1007/s10291-005-0134-x.
- Schmid, R., Steigenberger, P., Gendt, G., Ge, M., und Rothacher, M. (2007). Generation of a consistent absolute phase center correction model for GPS receiver and satellite antennas. *J Geod*, 81(12):781–798. DOI: 10.1007/s00190-007-0148-y.
- Schmitz, M. (2013). persönliche Korrespondenz, November.
- Schmitz, M., Wübbena, G., und Boettcher, G. (2002). Tests of phase center variations of various GPS antennas and some results. *GPS Solut*, 6:18–27. DOI: 10.1007/s10291-002-0008-4.
- Schmitz, M., Wübbena, G., Boettcher, G., und Schumann, C. (2006). Absolute GNSS Antenna Calibration with a Robot: Repeatability of Phase Variations, Calibration of GLONASS and Determination of Carrier-to-Noise Pattern. *Geo++ Publications*, Seitenanzahl 12.
- Schön, S. und Kersten, T. (2013). On adequate Comparison of Antenna Phase Center Variations. In: *American Geophysical Union, Annual Fall Meeting 2013, December 09.-13., San Francisco, CA, USA*, Geophysical Abstracts #G13B-0950.
- Schönemann, E. (2014). *Analysis of GNSS raw observations in PPP solutions*. Diss., Technische Universität Darmstadt - Schriftenreihe der Fachrichtung Geodäsie. online verfügbar unter url: <http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/3843>.
- Schönemann, E., Becker, M., und Springer, T. (2011). A New Approach for GNSS Analysis in a Multi-GNSS and Multi-Signal Environment. *Journal of Geodetic Science, de Gruyter*, 1(3):204–214. DOI: 10.2478/v10156-010-0023-2.
- Schüler, E. (2008). *Schnelle präzise Position mit GPS und GALILEO unter Nutzung aktiver Referenznetzwerke*. Diss., Universität der Bundeswehr, München.
- Schupler, B. und Clark, T. A. (1991). How different antennas affect The GPS observables. *GPS World*, 2(10):32–36.
- Schupler, B. R. und Clark, T. A. (2001). Characterizing the Behavior of Geodetic GPS Antennas. *GPS World*, Seiten 48–55.
- Scire-Scappuzzo, F. und Makarov, S. N. (2009). A Low-Multipath Wideband GPS Antenna With Cutoff or Non-Cutoff Corrugated Ground Plane. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57(1):33–46. DOI: 10.1109/TAP.2008.2009655.
- Seeber, G. (2003). *Satellite Geodesy*. Walter de Gruyter, Berlin. DOI: 10.1515/9783110200089.
- Seeber, G. und Böder, V. (2002). Entwicklung und Erprobung eines Verfahrens zur hochpräzisen Kalibrierung von GPS Antennenaufstellungen - Schlussbericht zum BMBF/DLR Vorhaben 50NA9809/8. *Institut für Erdmessung*.
- Seeber, G., Egge, D., Schuchard, A., Siebold, J., und Wübbena, G. (1985). Experiences with the TI 4100 NAVSTAR Navigator at the University of Hannover. In: Goad, C. C. (Hrsg.), *Proceedings of the First International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System, April 15-19, Rockville, MD, USA*, Volume 1, Seiten 215–225. International Union of Geodesy and Geophysics, International Association of Geodesy, U.S. Department of Defense and U.S. Department of Commerce.
- Seeber, G. und Menge, F. (2002). 4. GPS-Antennen-Workshop im Rahmen des 4. SAPOS-Symposiums 2002, Mai 21., Institut für Erdmessung, Leibniz Universität Hannover, Hannover, Deutschland. Online verfügbar unter url: <http://www.gib.uni-bonn.de/forschung/gnss/antennen-workshops/2002AWS> [Stand 25.08.2013].
- Seeber, G., Menge, F., und Böder, V. (2000). 2. GPS-Antennen-Workshop 2000, Mai 10., Institut für Erdmessung, Leibniz Universität Hannover, Hannover, Deutschland. Online verfügbar unter url: <http://www.gib.uni-bonn.de/forschung/gnss/antennen-workshops/2000AWS> [Stand 25.08.2013].
- Seeber, G., Menge, F., Völksen, C., Wübbena, G., und Schmitz, M. (1997). Precise GPS Positioning Improvements by reducing antenna and site dependent Effects. In: Brunner, F. K. (Hrsg.), *Advances in positioning and Reference Frames - IAG Scientific Assembly, September 3-9, Rio de Janeiro, Brasilia*, Volume 118 of *International Association of Geodesy Symposia*, Seiten 237–244. DOI: 10.1007/978-3-662-03714-0\_38.
- Shetty, P., Kakkar, A., Weinbach, U., und Schön, S. (2010). Experimental Analysis of Multipath Linear Combination of GPS and Galileo Signals. In: *Geodätische Woche 2010, 05.-07.10., Köln, Deutschland*. Poster.
- Sidorov, D. und Teferle, F. (2012). Antenna phase center calibration effects on sub-daily and daily position estimates. In: *IGS Workshop 2012, University of Warmia and Mazury, July 23-27, Olsztyn, Poland*.
- Sims, M. L. (1985). Phase Center Variation in the Geodetic TI 4100 GPS Receiver System's Conical Spiral Antenna. In: Goad, C. C. (Hrsg.), *Proceedings of the First International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System, April 15-19, Rockville, MD, USA*, Volume 1, Seiten 227–244.
- Smyrniaios, M., Schön, S., und Nicolàs, M. L. (2013). Multipath Propagation, Characterization and Model in GNSS. In: Jin, S. (Hrsg.), *Geodetic Sciences - Observations, Modeling and Applications*, Earth and Planetary Sciences, Kapitel 2, Seiten 99–125. InTech, Rijeka, Croatia, License: CC BY 3.0 - open access. DOI: 10.5772/54567.
- Soumya, S. T., Soumya, V., und Soman, K. (2009). Singular Value Decomposition - A Classroom Approach. *International Journal of Recent Trends in Engineering*, 1(2):179–182.
- Staats, G. (2005). *Mehrstrahlantennen für Basisstationen*. Diss., Technische Universität Dresden.
- Stanton, P. H. (1985). Omnidirectional, circularly polarized, cylindrical microstrip antenna. *Patent: US4527163 A, Patentnummer: US 06/482,464, Patenthalter. California Institute Of Technology, (US4527163 A)*.
- Steigenberger, P., Hugentobler, U., Montenbruck, O., und Hauschild, A. (2011). Precise orbit determination of GIOVE-B based on the CONGO network. *J Geod*, 85(6):357–365. DOI: 10.1007/s00190-011-0443-5.

- Steigenberger, P., Hugentobler, U., Schmid, R., Hessels, U., Klügel, T., und Seitz, M. (2013). GPS-Specific Local Effects at the Geodetic Observatory Wettzell. In: *Reference Frames for Applications in Geosciences*, Volume 138 of *International Association of Geodesy Symposia*, Seiten 125–130. Springer Berlin Heidelberg. DOI: [10.1007/978-3-642-32998-2\\_20](https://doi.org/10.1007/978-3-642-32998-2_20).
- Steigenberger, P., Rothacher, M., Dietrich, R., Fritsche, M., Ruelke, A., und Vey, S. (2006). Reprocessing of a global GPS network. *JGR*, 111:1–13. DOI: [10.1029/2005JB003747](https://doi.org/10.1029/2005JB003747).
- Steigenberger, P., Rothacher, M., Schmid, R., Rülke, A., Fritsche, M., Dietrich, R., und Tesmer, V. (2009). Effects of different antenna phase center models on GPS-derived reference frames. In: Drewes, H. (Hrsg.), *Geodetic Reference Frames - IAG Symposium Munich, Germany, 9-14 October 2006*, Volume 134 of *International Association of Geodesy Symposia*, Seiten 83–88. Springer Berlin Heidelberg. DOI: [10.1007/978-3-642-00860-3\\_13](https://doi.org/10.1007/978-3-642-00860-3_13).
- Strang, G. (2003). *Linear Algebra*. Springer Berlin / Heidelberg.
- Stutzman, W. T. (1993). *Polarization in Electromagnetic Systems*. Artech House Inc. Norwood, MA, USA.
- Suard, N., Gurtner, W., und Estey, L. (2004). *Proposal for a new RINEX-type Exchange File for GEO SBAS Broadcast Data*. CNES and Astronomical Institute, University of Berne and UNAVCO, Boulder. Online verfügbar unter url: [ftp://igscb.jpl.nasa.gov/igscb/data/format/geo\\_sbas.txt](ftp://igscb.jpl.nasa.gov/igscb/data/format/geo_sbas.txt) [Stand: 20.03.2014].
- Suok, K. U. (2005). Analysis of Carrier Phase and Group Delay Biases Introduced by CRPA Hardware. In: *Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2005), September 13 - 16., Long Beach, CA, USA*, Seiten 635–642. Institute of Navigation (ION).
- Tatarnikov, D. V. (2012). Topcon Full Wave Reference Station Antenna with Convex Impedance Ground Plane. *Topcon White Paper*, Seitenanzahl 18.
- Tatarnikov, D. V. (2013). Large Impedance Ground Plane Antenna. *Topcon White Paper*, Seitenanzahl 5.
- Tatarnikov, D. V. und Astakhov, A. V. (2013). Large Impedance Ground Plane Antennas for mm-accuracy of GNSS Positioning in Real Time. In: *Progress In Electromagnetics Research Symposium, August 12-15. Stockhol, Schweden*, Seiten 1825–1829.
- Tatarnikov, D. V., Astakhov, A. V., und Shamatulsky, P. (2011a). Compact Dual Frequency RTK Antennas. In: *Proceedings of the 24th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2011), September 20 - 23, Portland, OR, USA*, Seiten 1179 – 1182. Institute of Navigation (ION).
- Tatarnikov, D. V., Astakhov, A. V., und Stepanenko, A. (2011b). Convex GNSS Reference Station Antenna. In: *Proceeding of International Conference on Multimedia Technology (ICMT), 26-28 July, Hangzhou, China*, Seiten 6288–6291. DOI: [10.1109/ICMT.2011.6002805](https://doi.org/10.1109/ICMT.2011.6002805).
- Tatarnikov, D. V., Astakhov, A. V., und Stepanenko, A. (2011c). Broadband convex impedance ground planes for multi system GNSS reference station antennas. *GPS Solut*, 15(2):101–108. DOI: [10.1007/s10291-010-0172-x](https://doi.org/10.1007/s10291-010-0172-x).
- Tatarnikov, D. V., Stepanenko, A., Astakhov, A. V., und Filippov, V. (2010). Compact circular-polarized antenna with expanded frequency bandwidth. *Patenthalter: Russian Federation, Patentnummer: 2380799*.
- Tetewsky, A. K. und Mullen, F. E. (1997). Carrier phase wrap-up induced by rotating GPS antennas. *GPS World*, 8(2):51–57.
- Thomsen, C. und Gumlich, H.-E. (1995). *Ein Jahr für die Physik - Newton, Feynman und andere*, Volume 1. Wissenschaft und Technik Verlag Gross Berlin. ISBN: 3-928943-94-4.
- Torge, W. und Müller, J. (2012). *Geodesy*, Volume 3. 4. Auflage, Walter de Gruyter Berlin/Boston.
- Tranquilla, J. B. und Colpitts, B. G. (1989). GPS Antenna Design Characteristics for High-Precision Applications. *Journal of Surveying Engineering (ASCE)*, 115(1):2–14. Online verfügbar unter url: <http://hdl.handle.net/1882/24113> [Stand 26.06.2013].
- Tranquilla, J. M. (1986). Multipath and Imaging Problems in GPS Receiver Antennas. In: *Proceedings of the Fourth International Geodetic Symposium on Satellite Positioning, April 28 - May 2, Aulin TX, USA*, Volume 1, Seiten 557–571. Defense Mapping Agency and the National Geodetic Survey, Defense Mapping Agency.
- Tranquilla, J. M., Carr, J. P., und Hussain, M. A. (1994). Analysis of a Choke Ring Ground Plane for Multipath Control in Global Positioning System (GPS) Applications. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 42(7):905–911. DOI: [10.1109/8.299591](https://doi.org/10.1109/8.299591).
- Tranquilla, J. M. und Colpitts, B. G. (1986). The Microstrip Antenna with Finite Ground Plane for Use with Satellite Positioning Systems. In: *Proceedings Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, Winnipeg, Manitoba, Canada*.
- ublox AG (2009). GPS Antennas. In: *RF Design Considerations for u-blox GPS Receivers*, Application Note, Seitenanzahl 40. ublox AG. Dokumentennummer: GPS-X-08014-A1.
- van Graas, F., Bartone, C., und Arthur, T. (2004). GPS Antenna Phase and Group Delay Corrections. In: *Institute of Navigation (ION), National Technical Meeting (NTM) 2004, January 26 - 28, San Diego, CA, USA*, Seiten 399–408. Institute of Navigation (ION).
- Wanninger, L. (2009). 7. GPS-Antennen-Workshop 2009, März 19.-20., Geodätisches Institut Universität Dresden, Deutschland. Online verfügbar unter url: <http://www.gib.uni-bonn.de/forschung/gnss/antennen-workshops/2009AWS> [Stand 25.08.2013].
- Wanninger, L. (2011). Carrier-phase inter-frequency biases of GLONASS receivers. *J Geod*, 86(2):139–148. DOI: [10.1007/s00190-011-0502-y](https://doi.org/10.1007/s00190-011-0502-y).
- Wanninger, L. und Fettke, M. (2008). GNSS-Antennenwechsel auf den SAPOS-Referenzstationen in Rheinland-Pfalz. *ZfV*, 133.:375–380.
- Wanninger, L., Rost, C., Hartlieb, G., und Köhr, M. (2006). Zur Problematik des Antennenwechsels auf GNSS Referenzstationen. *ZfV*, 4:171–175.
- Weinbach, U. (2013). *Feasibility and impact of receiver clock modeling in precise GPS data analysis*. Diss., Deutsche Geodätische Kommission bei der Bayerischen Akademie der Wissenschaften, Reihe C, Nr. 692., ISBN: 978-3-7696-5104-1.
- Weinbach, U. und Schön, S. (2011). GNSS receiver clock modeling when using high Precision oscillators and its impact on PPP. *ASR*, 47(2):229–238. DOI: [10.1016/j.asr.2010.06.031](https://doi.org/10.1016/j.asr.2010.06.031).
- Weiss, M. A., Petit, G., und Jiang, Z. (2005). A Comparison of GPS Common-View Time Transfer to All-in-View. In: *Proceedings of the 2005 IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition, August, 29-31., Vancouver, BC, Canada*, Seiten 324–328. DOI: [10.1109/FREQ.2005.1573953](https://doi.org/10.1109/FREQ.2005.1573953).
- Wenzel, H.-G. (1985). *Hochauflösende Kugelfunktionsmodelle für das Gravitationspotential der Erde*. Diss., Wissenschaftliche Arbeiten der Fachrichtung Geodäsie und Geoinformatik der Leibniz Universität Hannover, Nr. 137.

- Weston, N. und Hilla, S. (2008). Impact of the antenna model change on IGS products. In: *IGS Analysis Workshop, June 2-6, Miami Beach, Florida, USA*. Online verfügbar unter url: <http://igsb.jpl.nasa.gov/overview/pubs/IGSWorkshop2008/prog.html> [Stand 12.08.2013].
- Wirola, L., Kontola, I., und Syrjärinne, J. (2008). The Effect of the Antenna Phase Response on the Ambiguity Resolution. In: *Proceedings of the Position, Location and Navigation Symposium 2008, ION/IEEE, May 5-8, Monterey, CA, USA*, Seiten 606–615. DOI: [10.1109/PLANS.2008.4570104](https://doi.org/10.1109/PLANS.2008.4570104).
- Wohlleben, R., Mattes, H., und Lochner, O. (1988). The "dynamics" of the MPIFR anechoic chamber between 300 and 2 mm wavelength. In: *Proceedings of the 11th ESTEC Antenna Workshop on Antenna Measurements, Onsala, Sweden*, Seiten 225–235.
- Wu, J., Wu, S., Hajj, G., Bertiger, W., und Lichten, S. (1993). Effects of antenna orientation on GPS carrier phase. *Manuscripta geodaeica*, 18:91–98.
- Wübbena, G. (1985). Software Developments for Geodetic Positioning with GPS using TI 4100 Code and Carrier Measurements. In: Goad, C. C. (Hrsg.), *Proceedings of the First International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System, April 15-19, Rockville, MD, USA*, Volume 1, Seiten 403–412. International Union of Geodesy and Geophysics, International Association of Geodesy, U.S. Department of Defense and U.S. Department of Commerce.
- Wübbena, G., Menge, F., Schmitz, M., Seeber, G., und Völksen, C. (1996). A new approach for field calibration of absolute antenna phase center variations. In: *Proceedings of the 9th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1996), September 17 - 20, Kansas City, MO*, Seiten 1205 – 1214.
- Wübbena, G. und Schmitz, M. (2013). Das Datenaustauschformat ANT für Antennenkalibrierwerte der Firma Geo++<sup>®</sup>. digitale Quelle. [http://www.ife.uni-hannover.de/pcv\\_ant-format.html](http://www.ife.uni-hannover.de/pcv_ant-format.html).
- Wübbena, G., Schmitz, M., Böder, V., und Menge, F. (1999). Bestimmung und Nutzung absoluter Antennenphasen-zentrumsvariationen (PCV). In: *Workshop zur Festlegung des Phasenzentrums von GPS-Antennen, April 28., Bonn, Deutschland*.
- Wübbena, G., Schmitz, M., Boettcher, G., Rosenthal, G., und Schwarz, L. (2012a). Station Calibration of the Berlin GNSS Reference Stations - Campaign to Analyse Multi-Stage Site Calibration. In: *Seventh Meeting of the International Committee on GNSS (ICG-7), November 05.-09., Beijing, China*.
- Wübbena, G., Schmitz, M., Boettcher, G., und Schumann, C. (2006). Absolute GNSS Antenna Calibration with a Robot: Repeatability of Phase Variations, Calibration of GLONASS and Determination of Carrier-to-Noise Pattern. In: *Proceedings of the 10th EUPOS ICS, November 23-24, Budapest, Hungary*, Seitenanzahl 12.
- Wübbena, G., Schmitz, M., und Matzke, N. (2010a). Analyse gnss l2 tracking für einen topcon empfänger. *Geo++ White Paper*.
- Wübbena, G., Schmitz, M., und Matzke, N. (2010b). On GNSS In-Situ Station Calibration of Near-Field Multipath. In: *International Symposium on GNSS, Space-based and Ground-based Augmentation Systems and Applications*, Seiten 1–4.
- Wübbena, G., Schmitz, M., Menge, F., Böder, V., und Seeber, G. (2000). Automated Absolute Field Calibration of GPS Antennas in Real-Time. In: *Proceedings of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 2000), September 19 - 22., Salt Lake City, UT, USA*, Seiten 2512–2522. Institute of Navigation (ION).
- Wübbena, G., Schmitz, M., und Propp, M. (2008). Antenna Group Delay Calibration with the Geo++ Robot - extensions to code observable. In: *IGS Analysis Workshop, June 2-6, Miami Beach, FL, USA*.
- Wübbena, G., Schmitz, M., und Prüllage, A. (2012b). On GNSS Station Calibration of Near-field Multipath in RTK-Networks. In: *International Symposium on GNSS, Space-based and Ground-based Augmentation Systems and Applications, Oktober 10-11, Berlin, Deutschland*, Seitenanzahl 6.
- Wübbena, G. und Willgalis, S. (2001). State Space Approach for Precise Real Time Positioning in GPS Reference Networks. In: *Proceeding of International Symposium on Kinematic Systems in Geodesy, Geomatics and Navigation, KIS-01, June 5.-8., Canada*, Seitenanzahl 8.
- Xu, G. (2003). *GPS - Theory, Algorithms and Applications*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg NewYork.
- Zeimetz, P. (2010). *Zur Entwicklung und Bewertung der absoluten GNSS-Antennenkalibrierung im HF-Labor*. Diss., Institut für Geodäsie und Geoinformation, Universität Bonn. Online verfügbar unter url: <http://hss.ulb.uni-bonn.de/2010/2212/2212.pdf> [Stand 26.06.2013].
- Zeimetz, P. und Kuhlmann, H. (2008). On the Accuracy of Absolute GNSS Antenna Calibration and the Conception of a New Anechoic Chamber. In: *Proceedings of the FIG Working Week 2008 - Integrating Generations, June 14-19, Stockholm, Sweden*, Seitenanzahl 16.
- Zumberge, J. F., Heflin, M. B., Jefferson, D. C., Watkins, M. M., und Webb, F. H. (1997). Precise Point Positioning for the efficient and robust analysis of GPS data from large networks. *Journal of Geophysical Research*, 102(B3):5005–5017. DOI: [10.1029/96JB03860](https://doi.org/10.1029/96JB03860).

# Abkürzungsverzeichnis

<b>Notation</b>	<b>Bezeichnung</b>
Allan Std.	Allan Standardabweichung
ANTEX	Antenna Exchange Format
ARP	Antennenreferenzpunkt [antenna reference point]
AV	all-in-view
Beidou	COMPASS/Beidou Navigation Satellite System
CN/0	Signalstärkewerte [carrier-to-noise]
CODE	Center of Orbit Determination
CRPA	Empfangsantenne mit kontrolliertem Pattern [controlled reception pattern antenna]
CV	Computer Vision
DCB	Differential Calibration Delays
DLL	Codephasenregelschleife [delay lock loop]
$\Delta$ PCV	Differenzen von PCV Variationen
ECEF	Earth Centered Earth Fixed
EM-Welle	elektro-magnetische Welle
EPN	Netzwerk europäischer Permanentstationen [EuREF Permanent Network]
FAKRA	Fachkreis Automobil
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFM	flicker-Frequenzrauschen [flicker frequency modulation]
FPM	flicker-Phasenrauschen [flicker phase modulation]
Galileo	European Global Positioning System
GDV	Codephasenvariationen [group delay variations]
GGTTS	Group on GPS Time Transfer Standards
GIH	Geodätisches Institut Hannover
GLONASS	Globalnaja nawigazionnaja sputnikowaja sistema
GNSS	globale Navigationssatellitensysteme [global navigation satellite systems]
GPS	Global Positioning System
HF	Hochfrequenz
ICD	Schnittstellenkontrolldokument [Interface Control Document]
IfE	Institut für Erdmessung
IFF	Institut für Flugführung
IGS	International GNSS Service
IGS AWG	IGS Antenna Working Group
JPL	Jet Propulsion Laboratory (NASA)
LHCP	linkshändig zirkulär polarisierte EM-Wellen [right hand circular polarized]
LOS	Sichtlinie [line-of-sight]
MGEX	Multi GNSS Experiment
mod. Allan Std.	modifizierte Allan Standardabweichung
MOPS	Minimalanforderungen zum operativen Einsatz [minimal operational performance specifications]
MSA	Mikrostreifen Antennen [micro strip antenna]
MW-LK	Melbourne-Wübbena Linearkombination

<b>Notation</b>	<b>Bezeichnung</b>
NA	Netzwerk-Analysator
NIST	National Institute of Standards and Technology
NVA	Netzwerk-Vektor-Analysator
OMC	Differenz zwischen gemessener und berechneter Größe [observed minus computed]
OSO	Onsala Space Observatory
PCC	Phasenzentrumskorrekturen [phase center corrections]
PCO	Phasenzentrumsoffsets [phase center offsets]
PCV	Trägerphasenvariationen [phase center variations]
PLL	Trägerphasenregelschleife [phase lock loop]
[ppb]	parts per billion
PPP	Precise Point Positioning
PTB	Physikalisch Technische Bundesanstalt
PWU	Phasenabwicklung [carrier phase wrap-up]
RHCP	rechtshändig zirkulär polarisierte EM-Wellen [right hand circular polarized]
RINEX	empfängerunabhängige Datenformat [receiver independent exchange format]
RMS	mittlerer quadratischer Fehler [root mean square]
RTK	kinematisches GNSS [real time kinematic]
SAPOS	Satellitenpositionierungsdienst der Länder der Bundesrepublik Deutschland
SBAS	Satellite Based Augmentation System
SD	Einfachdifferenzen [single differences]
SenStadtUm Berlin	Senatsverwaltung für Stadtentwicklung und Umwelt Berlin
SH	Kugelfunktionen [spherical harmonics]
SLR	Satellite Laser Ranging
SPP	Codephasen basierte Einzelpunktbestimmung [single point positioning]
SVD	Singulärwertzerlegung [singular value decomposition]
TEM	transversalelektromagnetische Wellen [tranverse electromagnetic waves]
TMS	Theodolit-Messsystem [theodolite measurement system]
TWSTFT	Two Way Satellite Time and Frequency Transfer
UAV	unbemannte Luftfahrzeuge [unmanned aerial vehicle]
UML	vereinheitlichte Auszeichnungssprache [unified markup language]
USD	unkalibrierte Signalverzögerungen [uncalibrated signal delays]
VLBI	Very Long Baseline Interferometry
VSWR	[voltage standing wave ratio]
WFM	weißes Frequenzrauschen [white frequency modulation]
WPM	weißes Phasenrauschen [white phase modulation]
ZB	Nullbasislinie [zero baseline]
ZTD	vollständige Laufzeitverzögerung durch die Troposphäre [zenith total delay]
ZWD	feuchter Anteil der Troposphäre [zenith wet delay]

# Symbolverzeichnis

Notation	Bezeichnung
$I$	Stromstärke
$L$	Länge eines Mikrostreifenelementes
$N_A^j$	Mehrdeutigkeit zwischen Bodenstation und Satellit
$P$	Leistung eines Antennenelementes
$P_A^j$	Codephasenbeobachtung
$R$	Wirkwiderstand
$R_{ray}$	Strahlungswiderstand des Antennenelementes
$U$	Stromspannung
$W$	Weite (Breite) des Mikrostreifenelementes
$Z$	Impedanz
$\Delta L$	Längenkorrektur des Mikrostreifenelementes
$\Phi_A^j$	Trägerphasenbeobachtung
$A$	Fläche
$B$	magnetische Flussdichte
$D$	elektrische Flussdichte
$E$	elektrisches Feld
$H$	magnetisches Feld
$X^j$	Ortsvektor des Satelliten $j$
$X_A$	Ortsvektor des Empfangszentrums des Empfängers $A$
$j$	Stromdichte
$n$	Flächennormale
$\delta C_{A,s}^j$	Beschreibung der wirkenden Uhrfehler [clock error]
$\delta D_{A,s}^j$	Beschreibung der entfernungsabhängigen Fehler [distance dependent error]
$\delta S_{A,s}^j$	Beschreibung der stationsabhängigen Fehler [station dependent error]
$\delta_{MP,\phi}$	Mehrwegeanteil der Trägerphasenbeobachtung
$\delta_{MP,c}$	Mehrwegeanteil der Codephasenbeobachtung
$\delta_{gdv}$	Korrekturen der Phasenzentrumsoffsets und Variationen
$\delta_{iono}$	ionosphärische Laufzeitverzögerung
$\delta_{pcc}$	Korrekturen der Phasenzentrumsoffsets und Variationen
$\delta_{pwu}$	Korrektur der Phasenabwicklung
$\delta_{rel}$	relativistische Korrektur
$\delta_{tropo}$	troposphärische Laufzeitverzögerung
$\delta o^j$	Korrektur der Orbitfehler des Satelliten $j$
$\delta t^j$	Uhrfehler am Satellit in [cycles]
$\delta t_A$	Empfängeruhrfehler in [cycles]
$\epsilon_0$	Dielektrizitätskonstante (elektr. Feldkonstante)
$\epsilon_r$	Dielektrizitätszahl (im Vakuum: $\epsilon_r=1$ )
$\epsilon_{A,\phi}^j$	Beobachtungsrauschen
$\epsilon_{A,c}^j$	Beobachtungsrauschen
$\epsilon_{ff}$	effektive Dielektrizitätskonstante
$\lambda$	Wellenlänge in [m]
$\lambda_0$	Wellenlänge der Resonanzfrequenz
$\mu_0$	Permeabilitätskonstante (magn. Feldkonstante)
$\omega X$	Blindwiderstand
$\rho_A^j$	geometrische Entfernung vom Bodenpunkt $A$ zum Satelliten $j$
$c$	Lichtgeschwindigkeit $c = 299792458 m \cdot s^{-1}$
$d_\phi^j$	Signalverzögerung am Satellitenequipment
$d_c^j$	Signalverzögerung am Satellitenequipment
$d_{A,c}$	Signalverzögerung in der Empfangsequipment
$d_{A,\phi}$	Signalverzögerung in der Empfangsequipment
$f_0$	Resonanzfrequenz beim Antennendesign

<b>Notation</b>	<b>Bezeichnung</b>
$f_c$	Grenzfrequenz zur Unterdrückung von Oberflächenwellen
$f_u$	maximale Resonanzfrequenz
$h$	Höhe des Mikrostreifenelementes
$h_c$	maximale Höhe des Mikrostreifensubstrates bzgl. zu $f_c$
$m$	maximale Ordnung der Kugelfunktionsentwicklung
$n$	maximaler Grad der Kugelfunktionsentwicklung
$s$	Kennzeichnung für Signal



— *Die Kraft des Baumes*  
*liegt in seinen Wurzeln.*  
— *Die des Menschen*  
*in einem glücklichen Herzen.*

Verfasser unbekannt

# Danksagung

Ein großer Dank geht an meinen Doktorvater und Mentor Prof. Steffen Schön, der mir mit seinen steten Diskussionen und Anregungen zur Seite stand, Freiräume ermöglichte und Interessen für neue Gedanken eröffnete, die zur Entwicklung und Ausprägung dieser Arbeit wesentlichen Anteil hatten. Gleichfalls gilt mein Dank den Gutachtern Prof. Becker und Prof. Neumann für die freundliche Übernahme der Korreferate und die interessanten sowie hilfreichen Gespräche und Anregungen.

Für die sehr angenehme und familiäre Arbeitsatmosphäre, die ich am Institut für Erdmessung (IfE) und darüber hinaus in Hannover erfahren habe, möchte ich mich sowohl bei meinem Prüfungsvorsitzenden und gleichzeitigen Leiter des IfE, Prof. Müller, aber auch bei all meinen Kollegen und Freunden am Institut sowie bei den Kollegen der anderen Institute und den Mitgliedern der PR-Kommission offen und ehrlich bedanken. Der sehr intensive Austausch zwischen den geodätischen Instituten in Hannover zeichnet diesen Standort besonders aus. Es wäre an dieser Stelle zu viel, jeden Beteiligten namentlich zu erwähnen, dennoch gilt mein persönlicher Dank Jens-André Paffenholz für die gute und stets erfolgreiche Zusammenarbeit sowie Tanja Grönefeld und Harald Vennegeerts.

Doch die Arbeit kann längst nicht alles sein. Ein tiefer Dank geht daher an meine Familie und meine Freunde, die mir im Leben unsagbar wichtig sind - die mich durch ihren seelischen Rückhalt immer wieder mit einem grundfesten, sozialen Netzwerk umgaben, das mich immer auffängt, motiviert und ablenken kann. Zuhause ist da, wo Freunde sind. Dank Euch habe ich ein wirklich schönes und großes Zuhause!

Meiner Familie danke ich zusätzlich im Besonderen. Danke für Eure Unterstützung, stete Aufmerksamkeit und Liebe, die weit über jede räumliche Entfernung erhaben ist.



# Lebenslauf

---

## Persönliche Angaben

Name: Tobias Kersten  
Geschlecht: männlich  
Geburtsdatum: 05. Februar 1982  
Geburtsort: Frankfurt/ Oder, Deutschland  
Familienstand: ledig, keine Kinder  
Staatsangehörigkeit: Deutsch

---

## Ausbildung · Studium · Beruf

- seit 05/2009      Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Erdmessung, Arbeitsgruppe Positionierung und Navigation (Prof. Dr.-Ing. Schön) an der *Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover*
- 09/2002–04/2009    Student im Studiengang Vermessungswesen an der *Technischen Universität Berlin*, Institut für Geodäsie und Geoinformationstechnik  
ABSCHLUSS: Diplom-Ingenieur Vermessungswesen
- 09/2001–07/2002    Zivildienst beim Diakonischen Werk Berlin-Brandenburg, Hoffnungstaler Anstalten Lobetal: Wohnstätte Reichenwalde (Pflegekraft im Bereich betreutes Wohnen, Bodelschwingh Haus)
- 08/1994–06/2001    Schüler am Städtischen Gymnasium *Werner Seelenbinder*, Fürstenwalde/Spree  
ABSCHLUSS: Abitur
- 08/1990–07/1994    Schüler der Grundschule *Theodor-Fontane*, Fürstenwalde/Spree
- 09/1988–07/1990    Schüler der Polytechnischen Oberschule (POS) *Werner Seelenbinder*, Fürstenwalde/Spree
- 

## Studienbegleitende Praktika · Tätigkeiten

- 09/2006-04/2009    Tutor mit Lehrtätigkeit, Institut für Geodäsie und Geoinformationstechnik, TU Berlin
- 08/2006-09/2006    Netzoptimierung und grabungsbegleitende Vermessungsarbeiten, Tell Feche-riye, Syrien  
In Kooperation des Instituts für Geodäsie und Geoinformationstechnik (Prof. Dr. hc. Gründig, TU Berlin) und des Instituts für Vorderasiatische Archäologie (Prof. Dr. Bonatz, FU Berlin) Teilnahme an einer sechswöchigen Grabungskampagne (Seminararbeit ebenda).
- 1998 - 2003      Ferientätigkeiten und Praktika bei ÖbVI Sydow & Scheu, Fürstenwalde/Spree zur Erlangung von Praxiserfahrung

