DGK Deutsche Geodätische Kommission bei der Bayerischen Akademie der Wissenschaften

Reihe C

Dissertationen

Heft Nr. 665

Christian Rost

Phasenmehrwegereduzierung basierend auf Signalqualitätsmessungen geodätischer GNSS-Empfänger

München 2011

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

DEK Deutsche Geodätische Kommission bei der Bayerischen Akademie der Wissenschaften

Reihe C

Dissertationen

Heft Nr. 665

Phasenmehrwegereduzierung basierend auf Signalqualitätsmessungen geodätischer GNSS-Empfänger

An der Fakultät für Forst-, Geo- und Hydrowissenschaften der Technischen Universität Dresden vorgelegte Dissertation zur Erlangung des akademischen Grades Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

von

Dipl.-Ing. Christian Rost

München 2011

Verlag der Bayerischen Akademie der Wissenschaften in Kommission beim Verlag C. H. Beck Adresse der Deutschen Geodätischen Kommission:

(Å **DGK**

Deutsche Geodätische Kommission Alfons-Goppel-Straße 11 • D – 80539 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

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Lambert Wanninger, Technische Universität Dresden

2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Bernd Eissfeller, Universität der Bundeswehr München

Tag der Verteidigung: 11.07.2011

Die Dissertation wurde mit Mitteln des Europäischen Sozialfonds (ESF) und des Freistaates Sachsen gefördert.

© 2011 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 »Theorien sind nicht verifizierbar; aber sie können sich bewähren.«

Karl Popper (1934)

Kurzfassung

Das Genauigkeitsniveau der hochpräzisen satellitengestützten Positionierung mit einem *Global Navigation Satellite System* (GNSS) wird durch eine Vielzahl von Messabweichungen limitiert. Der Großteil der entfernungsabhängig wirkenden Messabweichungen kann durch Modellierung oder geeignete Beobachtungskombination verringert oder eliminiert werden. Dies ist jedoch bei stationsabhängig wirkenden Abweichungen nur bedingt möglich. Speziell der Einfluss reflektierter oder gebeugter elektromagnetischer Signale – der Mehrwegesignale – lässt sich weder durch individuelle Messkonzepte noch durch gerätetechnische Entwicklungen vollständig eliminieren. Bleibt die stationsabhängig wirkende Mehrwegeabweichung unberücksichtigt, führt dies zu Pseudostrecken-Abweichungen von wenigen Millimetern bis zu einigen Zentimetern.

Die bisher vielfach nur zur qualitativen Beurteilung von GNSS-Messungen verwendeten Signalqualitätswerte (Störabstand zwischen Signal und Rauschen) geodätischer GNSS-Empfänger werden wie die »traditionellen« GNSS-Beobachtungsgrößen – Code und Trägerphase – von Mehrwegesignalen beeinflusst. Eine Phasenverschiebung zwischen der Abweichung der Trägerphase und der Signalqualität verhindert einen direkten Rückschluss auf den Trägerphasenmehrwegeeinfluss.

In dieser Dissertation wird ein Ansatz zur in-situ-Quantifizierung der Trägerphasenmehrwegeabweichung anhand der Signalqualitätswerte geodätischer GNSS-Empfänger beschrieben. Untersuchungen im Rahmen der Arbeit zeigten, dass, adäquate Signalqualitätswerte vorausgesetzt, die direkte Bestimmung des GNSS-Trägerphasenmehrwegeeinflusses realisierbar ist.

Der Erfolg des entwickelten systemunabhängigen Ansatzes zur Reduzierung des Trägerphasenmehrwegeeinflusses bei der hochpräzisen GNSS-Positionierung wurde durch das Auswerten mehrerer Datensätze bestätigt. Diese wurden zum einen mit einer speziellen Messanordnung generiert und stammten zum anderen von GNSS-Referenzstationen des SAPOS-Netzes Sachsen-Anhalts.

Summary

Carrier phase based positioning with GNSS (Global Navigation Satellite System) is influenced by various measurement errors. The majority of the distance dependent errors can be reduced or eliminated by modelling or suitable observation combinations. For station dependent errors, these options are not suitable. Especially the influence from reflected or diffracted signals cannot be eliminated by special measurement concepts. Range errors from several millimetres to a few centimetres are the result if multipath errors are not taken into consideration.

Signal quality (ratio between signal and noise) has conventionally only been used as a quality indicator of geodetic GNSS receivers. Like the standard measurements code and carrier phase, signal quality is affected by multipath. A phase shift between carrier phase multipath error and signal quality did not allow a direct conclusion to be drawn about carrier phase multipath influence.

This thesis describes an approach for an in situ estimation of carrier phase multipath errors based on signal quality measurements from geodetic GNSS receivers. It has been shown that a direct estimation of the GNSS carrier phase multipath errors is feasible, if adequate signal quality measurements exist.

The analysis of different data sets shows that there is potential of the system independent approach to reduce the influence of carrier phase multipath on high-precision GNSS positioning.

Inhaltsverzeichnis

	Abbildungsverzeichnis – 11	
	Tabellenverzeichnis – 15	
	Notation – 17	
	Abkürzungsverzeichnis – 23	
1	Einleitung – 27	
2	Grundlagen zur präzisen Positionsbestimmung mit GNSS – 31	
2.1	Beobachtungsmodell – 31	
2.2	GNSS-Messabweichungen – 34	
2.2.1	Entfernungsabhängig wirkende Abweichungen – 34	
2.2.2	Stationsabhängig wirkende Abweichungen – 38	
2.3	Signalstärke und Signalqualität der GNSS-Signale – 39	
2.3.1	Signalstärke – 39	
2.3.2	Signalqualität – 45	
3	Mehrwegeausbreitung – 51	
3 3.1	Mehrwegeausbreitung – 51 Grundprinzip – 51	
3 3.1 3.2	Mehrwegeausbreitung – 51 Grundprinzip – 51 Physikalische Erscheinungen bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen – 52	
3 3.1 3.2 3.2.1	Mehrwegeausbreitung – 51 Grundprinzip – 51 Physikalische Erscheinungen bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen – 52 Reflexion – 52	
3 3.1 3.2 3.2.1 3.2.2	Mehrwegeausbreitung – 51 Grundprinzip – 51 Physikalische Erscheinungen bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen – 52 Reflexion – 52 Beugung – 61	
3 3.1 3.2 3.2.1 3.2.2 3.2.2 3.2.3	Mehrwegeausbreitung – 51 Grundprinzip – 51 Physikalische Erscheinungen bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen – 52 Reflexion – 52 Beugung – 61 Elektromagnetische Störungen – 63	
3 3.1 3.2 3.2.1 3.2.2 3.2.2 3.2.3 3.3	Mehrwegeausbreitung – 51 Grundprinzip – 51 Physikalische Erscheinungen bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen – 52 Reflexion – 52 Beugung – 61 Elektromagnetische Störungen – 63	
3 3.1 3.2 3.2.1 3.2.2 3.2.3 3.3 3.3.1	Mehrwegeausbreitung – 51 Grundprinzip – 51 Physikalische Erscheinungen bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen – 52 Reflexion – 52 Beugung – 61 Elektromagnetische Störungen – 63 Geometrischer Zusammenhang zw. Satelliten-, Antennen- und Reflektorposition – 65 Horizontale Reflektorebene – 67	
3 3.1 3.2 3.2.1 3.2.2 3.2.3 3.3 3.3 3.3.1 3.3.2	Mehrwegeausbreitung – 51Grundprinzip – 51Physikalische Erscheinungen bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen – 52Reflexion – 52Beugung – 61Elektromagnetische Störungen – 63Geometrischer Zusammenhang zw. Satelliten-, Antennen- und Reflektorposition – 65Horizontale Reflektorebene – 67Vertikale Reflektorebene – 68	
3 3.1 3.2 3.2.1 3.2.2 3.2.3 3.3 3.3.1 3.3.2 3.3.3	Mehrwegeausbreitung – 51 Grundprinzip – 51 Physikalische Erscheinungen bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen – 52 Reflexion – 52 Beugung – 61 Elektromagnetische Störungen – 63 Geometrischer Zusammenhang zw. Satelliten-, Antennen- und Reflektorposition – 65 Horizontale Reflektorebene – 67 Vertikale Reflektorebene – 68 Nah- und Fernfeld der Empfangsantenne – 69	
3 3.1 3.2 3.2.1 3.2.2 3.2.3 3.3 3.3.1 3.3.2 3.3.3 3.4	Mehrwegeausbreitung – 51Grundprinzip – 51Physikalische Erscheinungen bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen – 52Reflexion – 52Beugung – 61Elektromagnetische Störungen – 63Geometrischer Zusammenhang zw. Satelliten-, Antennen- und Reflektorposition – 65Horizontale Reflektorebene – 67Vertikale Reflektorebene – 68Nah- und Fernfeld der Empfangsantenne – 69Auswirkung auf die GNSS-Beobachtungen – 70	
3 3.1 3.2 3.2.1 3.2.2 3.2.3 3.3 3.3 3.3.1 3.3.2 3.3.3 3.4 3.4.1	Mehrwegeausbreitung – 51 Grundprinzip – 51 Physikalische Erscheinungen bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen – 52 Reflexion – 52 Beugung – 61 Elektromagnetische Störungen – 63 Geometrischer Zusammenhang zw. Satelliten-, Antennen- und Reflektorposition – 65 Horizontale Reflektorebene – 67 Vertikale Reflektorebene – 68 Nah- und Fernfeld der Empfangsantenne – 69 Auswirkung auf die GNSS-Beobachtungen – 70 Codebeobachtung – 72	
3 3.1 3.2 3.2.1 3.2.2 3.2.3 3.3 3.3 3.3.1 3.3.2 3.3.3 3.4 3.4.1 3.4.2	Mehrwegeausbreitung – 51 Grundprinzip – 51 Physikalische Erscheinungen bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen – 52 Reflexion – 52 Beugung – 61 Elektromagnetische Störungen – 63 Geometrischer Zusammenhang zw. Satelliten-, Antennen- und Reflektorposition – 65 Horizontale Reflektorebene – 67 Vertikale Reflektorebene – 68 Nah- und Fernfeld der Empfangsantenne – 69 Auswirkung auf die GNSS-Beobachtungen – 70 Codebeobachtung – 72 Trägerphasenbeobachtung – 74	

4	Möglichkeiten zur Reduzierung des Mehrwegeeinflusses – 85
4.1	Stationsauswahl – 85
4.2	Antennentechnologie – 87
4.3	Signalstruktur – 89
4.4	Empfängertechnologie – 90
4.5	Weiterverarbeitung der Beobachtungsgrößen – 91
4.6	Multiantennensysteme – 93
4.7	Stationskalibrierung – 95
4.7.1	Detektieren in Stationsnetzen – 96
4.7.2	Nutzung einer temporären Referenzstation – 96
4.7.3	Detektieren mit Einzelstation – 98
4.7.4	Verwendung von Signalqualitätswerten – 99
5	Quantifizierung von Trägerphasenmehrwegeabweichungen – 103
5.1	Modell zur Quantifizierung der Trägerphasenmehrwegeabweichung – 103
5.2	Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung – 105
5.3	Anforderungen an die Signalqualitätswerte – 107
5.3.1	Auflösung – 107
5.3.2	Störungsfreiheit – 110
5.3.3	Frequenzabhängigkeit – 110
6	Experimentelle Überprüfung des Ansatzes – 115
6.1	Salar de Uyuni – 115
6.1.1	Bestimmung der Trägerphasenmehrwegeabweichungen – 117
6.1.2	Auswirkungen im Beobachtungsraum – 118
6.1.3	Auswirkungen im Koordinatenraum – 121
6.1.4	Fazit – 121
6.2	Messe Dresden – 122
6.2.1	Trägerphasenmehrwegeabweichungen – 124
6.2.2	Auswirkungen im Beobachtungsraum – 126
6.2.3	Auswirkungen im Koordinatenraum – 129
6.2.4	Fazit – 130
7	Anwendung im GNSS-Referenzstationsnetz – 133
7.1	SAPOS-Teilnetz Sachsen-Anhalt – 133
7.2	GNSS-Trägerphasenmehrwegeabweichungen – 134
7.3	Auswirkungen im Koordinatenraum – 135
7.4	Evaluation mit WaSoft/Multipath – 139

8

- 7.5 Revision der Ergebnisse im Koordinatenraum 141
- 7.6 Resümee 142
- 8 Zusammenfassung 145

Literaturverzeichnis – 149

Glossar – 165

Abbildungsverzeichnis

2-1	Signalweg Satellit – Empfänger und Signalstärke beeinflussende Faktoren – 40
3-1	Grundprinzip der Entstehung von Mehrwegesignalen – 52
3-2	Unterscheidung bei Reflexion – 53
3-3	Schnitt des Fresnel-Ellipsoids mit der Reflektorebene bei gerichteter Reflexion – 54
3-4	Beträge zirkularer Reflexionskoeffizienten unter Verwendung des
	GPS-Trägerphasensignals L1 für verschiedene Oberflächenmaterialien in Abhängigkeit
	vom Einfallswinkel der Signale – 58
3-5	Geometrischer Zusammenhang bei gerichteter Reflexion an einer statistisch rauen
	Oberfläche – 60
3-6	Beugung elektromagnetischer Wellen – 62
3-7	Betrag der normierten Beugungsdämpfung am Beispiel eines scharfkantigen
	Hindernisses – 64
3-8	Geometrischer Zusammenhang zw. Satelliten-, Antennen- und Reflektorposition - 66
3-9	Reflexion an horizontaler oder vertikaler Reflektorebene – 68
3-10	Nah- und Fernfeld – 70
3-11	Korrelationsfunktion bei Verzögerungsregelschleife – 71
3-12	Hüllkurven für die Pseudostreckenabweichung des C/A- und P(Y)-Codes – 73
3-13	Trägerphasenmehrwegeabweichung in Abhängigkeit von der Phasenverschiebung – 77
3-14	Zusammenhang zwischen dem Verhältnis der Amplitude des Summensignals und der
	Amplitude des direkten Signals – 77
3-15	Zeigerdiagramm der Signalamplituden – 77
3-16	Simulation der zeitlichen Veränderung der Trägerphasenmehrwegeabweichung – 79
3-17	Zeitliche Ableitung der Elevation als Funktion der Elevation – 80
3-18	Vergleich von Code- und Trägerphasenmehrwegeabweichung mit trendbereinigten
	Signalqualitätswerten – 82
3-19	Vektorielle Zusammenhänge in Form von Zeigerdiagrammen der PLL zwischen
	Signalamplituden des direkten, reflektierten und des resultierenden Signals – 82
3-20	Auswirkung der Signalbeugung auf die Signalqualität – 83
4-1	Antennenumgebungen ausgewählter EPN- und IGS-Stationen – 86

4-2	Grundplatte mit zusätzlichen Choke-Ring-Elementen – 88
4-3	Beispiele für Multiantennensysteme – 95
4-4	Beispiele für temporäre Referenzstationen bei der Stationskalibrierung – 98
5-1	Bestimmung von Trägerphasenmehrwegeabweichungen basierend auf Signalqualitätswerten – 106
5-2	Auswirkung der zeitlichen Auflösung der Signalqualität auf die Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung – 108
5-3	Auswirkung der digitalen Auflösung der Signalqualität auf die Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung – 109
5-4	Beispiele für gestörte Signalqualitätswerte aufgrund von Drop-outs – 111
5-5	Beispiele für gestörte Signalqualitätswerte aufgrund von Amplituden-Szintillationen – 111
5-6	Beispiel trendbereinigter Signalqualitätswerte zur Verdeutlichung eines vermeintlichen »Mehrwegesignals« auf der ersten Frequenz – 112
5-7	Vergleich von Codemehrwegeabweichungen und trendbereinigter Signalqualität $(A_{sq} - A_d, \text{ in dBHz})$ beider Frequenzen zur Verdeutlichung der Frequenzabhängigkeit der Signalqualitätswerte – 113
5-8	Häufigkeitsverteilung zur Korrelation von Signalqualität und Codemehrwege- abweichung bestimmter Empfängermodelle – 114
6-1	Salar de Uyuni (Bolivien) – 116
6-2	Einfachdifferenzierte PPP-Phasenresiduen als Funktion der Satellitenelevation – 117
6-3	Berechnete Trägerphasenmehrwegeabweichungen beider GPS-Frequenzen der Stativstation UYT2 als Funktion von Azimut und Elevation – 118
6-4	Vergleich der geschätzten Trägerphasenmehrwegeabweichung beider GPS-Frequenzen des GPS-Satelliten 28 – 118
6-5	Vergleich von Doppeldifferenzresiduen originärer und verbesserter Phasenbeobachtungen des Datensatzes Salar de Uyuni – 120
6-6	Messungsanordnung Parkplatz 1 der Messe Dresden – 123
6-7	Einfachdifferenzierte PPP-Phasenresiduen als Funktion der Satellitenelevation – 123
6-8	Trägerphasenmehrwegeabweichungen beider GPS-Frequenzen der
	Stativistationen 1433 und 5428 als Funktion von Azimut und Elevation – 125
6-9	Geschätzte Trägerphasenmehrwegeabweichung für GPS-L2 der Stativstationen 1433 und 5428 des GPS-Satelliten 8 – 125

- 6-10 Standardabweichungen von GPS-L1, -L2, -L0 und -L0 + Troposphäre
 Doppeldifferenzresiduen originärer und verbesserter Beobachtungsdaten verschiedener
 Basislinien 127
- 6-11 Doppeldifferenzresiduen originärer und verbesserter Phasenbeobachtungen des Datensatzes Messe Dresden – 128
- 6-12 Standardabweichungen von GPS-L1, -L2, -L0 und -L0 + Troposphäre
 Einzelepochenresiduen originärer und verbesserter Beobachtungsdaten verschiedener
 Basislinien 130
- 6-13 Einzelepochenresiduen sowie deren Häufigkeitsverteilung originärer und verbesserter Phasendaten am Beispiel der Basislinie zwischen Stativstationen – 131
- 7-1 Ausgewählte SAPOS-Referenzstationen Sachsen-Anhalts 134
- 7-2 Gestapelte GLONASS-L1-Trägerphasenmehrwegeabweichungen der Station 0067 als Funktion von Azimut und Elevation – 135
- 7-3 Standardabweichungen von L0 + Troposphäre Einzelepochenresiduen verschiedener Basislinien – 138
- 7-4 Differenz der Standardabweichungen der Einzelepochenresiduen (original verbessert) der möglichen Basislinien – 139
- 7-5 WaSoft/Multipath-Trägerphasenmehrwegekarten ausgewählter SAPOS-Stationen 140
- 7-6 Analyse des Einflusses einer weiteren Reflektorebene in der Antennenumgebung der Station 0078 – 142
- 7-7 Differenz der Standardabweichungen der Einzelepochenresiduen (original verbessert) der möglichen Basislinien – Revision – 143

Tabellenverzeichnis

- 2-1 Auswirkungen der zufälligen und systematischen Messabweichungen bei der absoluten und relativen GPS-Positionierung unter Verwendung der Trägerphasenmessungen – 35
- 2-2 Signalleistungsbudget für Block II/IIA Satelliten 44
- 3-1 Typen der Hochfrequenzstörung und ihre Quellen 64
- 6-1 Vergleich der GPS-L1- und -L2-Standardabweichungen für Doppeldifferenzresiduen der originären und der verbesserten Phasendaten 120
- 6-2 Vergleich der GPS-L1- und -L2-Standardabweichungen der Einzelepochenlösungen der originären und der verbesserten Beobachtungsdaten 122

Notation

Formelzeichen

Α	Signalamplitude (V)
$A_{\rm c}$	Amplitude des Summensignals (dBV)
$A_{\rm d}$	Amplitude der Trägerfrequenz, d. h. des direkten Signals (dBV)
$A_{\rm r}$	Amplitude des reflektierten Signals (dBV)
A _{sq}	Amplitude der Signalqualität (dBHz)
a	Empfänger auf Station a
a_j	Polynomkoeffizient
az,	Azimut des Satelliten (°)
azr	Azimut des Reflexionspunktes $P_{\rm r}$ (°)
В	Bandbreite (Hz)
$B_{\rm L}$	Schleifenbandbreite (Hz)
С	Leistung des Trägersignals (W)
C/N	Träger-Rausch-Verhältnis (dB)
C/N_0	Träger-Rauschleistungsdichte-Verhältnis (dBHz)
$C^i_{a,f}$	Codemessung auf Station a zu Satellit i auf der Frequenz f (m)
C(v); S(v)	Fresnel-Integrale
<i>c</i> ₀	Vakuumlichtgeschwindigkeit (m/s)
D	maximale Ausdehnung der Antenne (m)
D_{A}	atmosphärische Dämpfung (dB)
$D_{\mathrm{B}}\left(v\right)$	normierte Beugungsdämpfung (dB)
D_{F}	Freiraumdämpfung (dB)
d	$h_m/R_{ m E}\ll 1$

d	Korrelatorabstand (Chips)
dl	Basislinienabweichung (m)
dH	Höhenkomponente des Koordinatenresiduums (m)
dN, dO	Nord- und Ostkomponente des Koordinatenresiduums (m)
dT_a^i	troposphärische Laufzeitabweichung (Restabweichung) (m)
$\mathrm{d} e l/\mathrm{d} t$	zeitliche Ableitung der Elevation ($^{\circ}/s$)
d_{A}	Abstand der Antenne zur Beugungskante (m)
$d_{ m S}$	Abstand des Senders zur Beugungskante (m)
d_1	Abstand vom Brennpunkt P _S des Fresnel-Ellipsoids (m)
d_2	Abstand vom Brennpunkt P'_{A} des Fresnel-Ellipsoids (m)
es	Positionsvektor des Satelliten
<i>e</i> _r	Positionsvektor des Reflexionspunktes
el	Elevation des Satelliten (°)
el _r	Elevation des Reflexionspunktes P_r (°)
F_1	Fläche der ersten Fresnel-Zone (m ²)
f	Frequenz (Hz)
$f_{\delta \varphi}$	Frequenz der periodischen Änderungen der Trägerphasenmehrwegeabweichung (Hz)
G	Übertragungsfunktion (Hz)
h	Höhe der Antenne (m)
$h_{ m H}$	vertikaler Abstand der Beugungskante (m)
h_{K}	kürzester Abstand zwischen Beugungskante und direktem Signalweg (m)
h_a	instrumentelle Signalverzögerungen im Empfänger (s)
h^i	instrumentelle Signalverzögerungen im Satelliten (s)
$h_{ m m}$	Höhe der Troposphäre (= Höhe der Sauerstoffschicht = 6 km)
$h_{ m v}$	horizontaler Abstand Beugungskante – Antenne (m)
Ι	Wirkungsgrad der Demodulation
$I^i_{a,f}$	ionosphärische Laufzeitabweichung (m)

K^i_{ab}	Abweichungen aufgrund begrenzter Genauigkeit der Absolutkoordinaten für die Station a (m)
k	Faktor zur Abschätzung der Orbitabweichung
k	Boltzmann-Konstante $(1,381 \cdot 10^{-23} \text{Ws/K})$
L	Leistungsdichte (W/Hz)
l	Länge der Basislinie (m)
l _h	Horizontalstrecke zwischen Antenne und Reflexionspunkt (m)
<i>l</i> _r	geometrische Umweglänge infolge Signalreflexion (m)
l_1	Abstand zwischen Reflexionspunkt P_r und der Antenne P_A (m)
l_2	Abstand vom Schnittpunkt der Wellenfront mit direktem Strahl bis $P_{\rm r}$ (m)
MP_f	Codemehrwegeabweichung für entsprechende Frequenz (m)
т	ganzzahlige Nummer des Fresnel-Ellipsoids
Ν	Rauschleistung (W)
$ ilde{N}$	Schätzwert für Rauschleistung (W)
N_0	Rauschleistungsdichte (W/Hz)
$N_{a,f}^i$	Phasenmehrdeutigkeit
n	Brechungsindex
o_a^i	Einfluss auf die Entfernung R_a^i aufgrund von Satellitenorbitabweichungen (m)
PA	Antennenphasenzentrum
P _E	empfangene Strahlungsleistung (W)
$P_{\rm S}; P_{\rm A}'$	Brennpunkte der Fresnel-Ellipsoide
P_{T}	transmittierte Strahlungsleistung (W)
Pb	Beugungspunkt an einem scharfkantigen Hindernis
Pr	beliebiger Punkt auf einem Fresnel-Ellipsoid/Reflexionspunkt
р	Gewichtsfunktion
R_a^i	Raumstrecke – berechnete geometrische Entfernung Satellit i und Empfänger a (m)
$R_{\rm E}$	Erdradius (6378 km)

 R_{FE_m} Radius des *m*-ten Fresnel-Ellipsoids (m)

R _h	linearer Reflexionskoeffizient für horizontale Polarisation
Rz	zirkularer Reflexionskoeffizient für die ursprüngliche Polarisation
<i>R</i> _{nah}	Approximation des Nahfeldbereiches (m)
$R_{\rm v}$	linearer Reflexionskoeffizient für vertikale Polarisation
R _k	zirkularer Reflexionskoeffizient für kreuzpolarisierte Komponente
r	Kugelradius (km)
S	Signalleistung (W)
S	Leistung des demodulierten Signals (Leistung im Basisband) (W)
$ ilde{S}$	Schätzwert für Signalstärke des demodulierten Signals (W)
S/N	Signal-Rausch-Verhältnis (dB)
$ ilde{S}/ ilde{N}$	Schätzwert für Signal-Rausch-Verhältnis (dB)
S/N_0	Signal-Rauschleistungsdichte-Verhältnis (dBHz)
S	empirische Standardabweichung
s _c	Summensignal
<i>s</i> _d	direktes Signal
<i>s</i> _r	reflektiertes Signal
Т	Temperatur (K)
$T_{\delta \varphi}$	Periode der Trägerphasenmehrwegeabweichung (s)
$dT_{\rm C}$	zeitlicher Abstand zwischen frühem und spätem Korrelator (s)
v	Fresnel-Beugungsparameter
$x_{\rm S}$	Vektor des Satelliten im lokalen kartesischen Horizontsystem (m)
$\boldsymbol{x}_a, \boldsymbol{x}^i$	Vektoren globaler kartesischer Koordinaten (m)
<i>x</i> _r	Vektor des Reflektors im lokalen kartesischen Horizontsystem (m)
z	Zenitwinkel (°)

Griechische Formelzeichen

 $\begin{aligned} \alpha & \quad & \text{Verhältnis der Frequenzquadrate } (f_1/f_2)^2 \\ \alpha & \quad & \text{Dämpfungsfaktor - Verhältnis zwischen Amplitude des reflektierten und des direkten} \\ & \quad & \text{Signals } (0 \leq \alpha \leq 1) \end{aligned}$

α_1	Winkel zwischen direktem Signalweg und Beugungskante ($^{\circ}$)
β	Winkel zwischen den Positionsvektoren $\boldsymbol{e}_{\mathrm{S}}$ und $\boldsymbol{e}_{\mathrm{r}}$ (°)
$\Delta h_{\rm R}$	Höhenunterschied zwischen Reflexionspunkten (m)
$\Delta \mathbf{x}_{ab}$	Basislinienvektor zwischen den Stationen a und b (m)
$\Delta \phi$	Phasendifferenz zwischen zwei Reflexionspunkten (rad)
$\Delta \phi_{ m r}$	Phasenverschiebung des reflektierten Signals gegenüber dem direkten Signal auf- grund des längeren Signalwegs (rad)
$\Delta \Phi^i_{ab,f}$	einfache Differenz von Phasendaten (m)
δφ	Phasenverschiebung des Summensignals gegenüber dem direkten Signal \equiv Abweichung der beobachteten Trägerphase (rad)
$\delta arphi_{ m sq}$	Funktion der Schätzwerte der Trägerphasenmehrwegeabweichung (rad)
δt_a	Empfängeruhrabweichung des Empfängers auf Station a (s)
δt^i	Satellitenuhrrestabweichung des Satelliten i (s)
<i>E</i> r	relative Permittivität für Medium 1
$arepsilon_{ m r}^{'}$	Realteil der relativen Permittivität (Medium 1)
$\mathcal{E}_{\mathrm{r}}^{''}$	Imaginärteil der relativen Permittivität (Medium 1)
\mathcal{E}_{r_2}	relative Permittivität für Medium 2
$oldsymbol{arepsilon}^{i}_{a,f}$	sonstige Einflüsse (Mehrwege, Antennenphasenexzentrizitäten, zufällige Messabweichungen) bezogen auf Satellit <i>i</i> , Station <i>a</i> u. Frequenz f (m)
ϵ_0	Permittivität für Vakuum (8,85410 ⁻¹² S/m)
γ	von l_1 und l_2 in P_r eingeschlossener Winkel (°)
λ_f	Wellenlänge in Abhängigkeit der Frequenz $f(m)$
ω	Kreisfrequenz ($\omega = 2\pi f$) (Hz)
$\Phi^i_{a,f}$	Phasenmessung auf Station a zu Satellit i auf der Frequenz f (m)
$arphi_{ m d}$	Phasenlage des direkten Signals
σ	elektrische Leitfähigkeit (Konduktivität) (S/m)
σ_0^2	a priori Varianz der Gewichtseinheit (m ²)
σ_{Φ}^2	Varianz der undifferenzierten Trägerphasenbeobachtung (m ²)

ξ	Einfallswinkel (°)
$\xi_{\rm B}$	Brewster- oder Polarisationswinkel (°)
ξr	Reflexionswinkel (°)
ζ	Nadirwinkel (°)
$ abla \Delta \Phi^{ij}_{ab,f}$	doppelte Differenz von Phasendaten (m)

Abkürzungsverzeichnis

ACF	adaptive comb filter
ALNF	adaptive lattice notch filter
ALS	adaptive least squares
AltBOC	alternative binary offset carrier
AM	Amplitudenmodulation
AMCS	antenna and multipath calibration system
AMU	arbitrary measurement units
ANF	adaptive notch filter
ARP	Antennenreferenzpunkt
AS	anti-spoofing
BOC	binary offset carrier
BPSK	binary phase shift keying
CB	Citizens' Band
CF	center frequency
CODE	Center for Orbit Determination in Europe
CORS	Continuously Operating Reference Station
CSRS	Canadian Spatial Reference System
CW	continuous wave
DLL	delay lock loop
EIRP	effective isotropic radiated power
EPN	EUREF Permanent GNSS Network
ESA	European Space Agency
ESOC	European Space Operations Centre
FFT	Fast Fourier Transformation
FM	Frequenzmodulation

GEONET	GPS earth observation network
GFZ	GeoForschungsZentrum
GIOVE	Galileo In-Orbit Validation Element
GLONASS	Globalnaya Navigatsionnaya Sputnikovaya Sistema
GNSS	Global Navigation Satellite System
GPS	Global Positioning System
ICESat	Ice, Cloud and Land Elevation Satellite
IF	intermediate frequency
IGS	International GNSS Service
JPL	Jet Propulsion Laboratory
LHCP	left hand circular polarisation
LHEP	left hand elliptical polarisation
LVermGeo	Landesamt für Vermessung und Geoinformation
MBOC	multiplexed binary offset carrier
MEDLL	multipath estimating delay lock loop
NAVSTAR	Navigational Satellite Timing and Ranging
NCO	numerical controlled oscillator
NGS	National Geodetic Survey
NOAA	National Oceanic and Atmospheric Administration
NRCan	Natural Resources Canada
PDOP	positional dilution of precision
PLL	phase lock loop
PPP	Precise Point Positioning
PRN	pseudo-random noise
PZO	Phasenzentrumsoffset
PZV	Phasenzentrumsvariation
RF	radio frequency
RHCP	right hand circular polarisation

RHEP	right hand elliptical polarisation
RINEX	receiver independent exchange format
RMS	root mean square
SAPOS	Satellitenpositionierungsdienst der deutschen Landesvermessung
SVN	space vehicle number
SWEPOS	Swedish Positioning System
TEC	total electron content
UWB	Ultra-Weitband
ZHD	zenith hydrostatic delay
ZWD	zenith wet delay

Einleitung

Ein global verfügbares Satellitenpositionierungssystem (*Global Navigation Satellite System* – GNSS) ermöglicht dem Nutzer, unter Verwendung von Trägerphasenbeobachtungen und speziellen Auswertestrategien, eine hochpräzise Positionierung im Zentimeter- bis Sub-Zentimeterniveau. Dieses Genauigkeitsniveau macht GNSS für die Lösung vielfältiger Fragestellungen eines ständig wachsenden Anwendungsspektrums, wie z. B. in der Geodäsie, der Geodynamik, der Hydrographie und der präzisen Navigation in der Luftfahrt, attraktiv. Um den damit verbundenen Ansprüchen an Genauigkeit, Zuverlässigkeit, Integrität usw. gerecht zu werden, müssen sowohl die entfernungs- als auch die stationsabhängig wirkenden Abweichungen bei der GNSS-Messung adäquat erfasst und weitestgehend verringert oder eliminiert werden.

Die stationsabhängig wirkenden Abweichungen werden von Phasenzentrumsvariationen und vom Mehrwegeeffekt dominiert. Phasenzentrumsvariationen werden durch »Kalibrierung« bestimmt. Die Berücksichtigung der Kalibrierwerte im Rahmen der GNSS-Auswertung verringert den Einfluss der Phasenzentrumsvariationen auf die GNSS-Positionierung. Der Mehrwegeeffekt ist zwischen den GNSS-Stationen unkorreliert. Daher kann sein Einfluss auf die hochpräzise Positionierung nicht durch Relativmessungen verringert werden. Bleiben die Mehrwegeabweichungen im Rahmen der GNSS-Auswertung unberücksichtigt, so werden andere Modellparameter (z. B. Troposphäre bei längeren Basislinien) verfälscht. Dies wirkt sich in erster Linie auf die Bestimmung der Höhenkomponente aus.

Mehrwegeeffekte entstehen, wenn gebeugte Signale oder Mischsignale – Überlagerung des direkten Signals eines Senders (GNSS-Satellit) mit einem in der Antennenumgebung reflektierten Signal – die Empfangsantenne erreichen. Dieses Misch- bzw. Summensignal wird anstelle des direkten Signals mit dem im Empfänger generierten Referenzsignal in den Regelschleifen korreliert, was zu einer stationsabhängig wirkenden Messabweichung bei der Pseudostreckenmessung führt. Die Mehrwegeabweichung, insbesondere die Trägerphasenmehrwegeabweichung, gilt bei der hochpräzisen GNSS-Positionierung als der die Genauigkeit limitierende Faktor.

In der Literatur wird eine Vielzahl von Konzepten zur Verringerung bzw. Reduzierung der Mehrwegeausbreitung beschrieben. Diese umfassen eine geeignete Stationsauswahl, verbesserte Antennen- und Empfängertechnologien sowie die Optimierung der Signalstruktur. Erfahrungen zeigen, dass diese Techniken keine vollständige Eliminierung der Mehrwegeabweichungen gewährleisten können. Auch die Kombination mehrerer Techniken trägt nicht zu einer zufriedenstellenden Lösung der Mehrwegeproblematik bei. Pragmatische Ansätze, wie etwa eine längere Beobachtungszeit, scheitern mitunter an wirtschaftlichen Aspekten. Ein durchaus vielversprechendes Konzept, speziell im Hinblick auf GNSS-Referenzstationen, bietet die gezielte Bestimmung der Mehrwegeabweichung mittels Stationskalibrierung. Die Verfahren zur Stationskalibrierung sind jedoch vom Mess- und Auswerteaufwand teilweise sehr komplex, benötigen mitunter lange Beobachtungszeiträume zur Ableitung geeigneter »Korrektionen« oder werden durch weitere Faktoren (z. B. Witterung) beeinflusst. Viele der in der Literatur beschriebenen Ansätze werden den heutigen Anforderungen an Referenzstationen – Unterstützung mehrerer Satellitensysteme – nicht gerecht. Sie konzentrieren sich auf die Mehrwegeabweichungen bei GPS (*Global Positioning System*). Eine Übertragung auf andere Systeme, wie z. B. GLONASS (*Globalnaya Navigatsionnaya Sputnikovaya Sistema*), ist aufgrund der systemspezifischen Eigenschaften nicht ohne weiteres möglich. Eine Vielzahl der Techniken scheitert letztlich an der Praxistauglichkeit.

Zur Gruppe der Stationskalibrierung zählen ebenfalls Konzepte, welche Signalqualitätswerte der GNSS-Empfänger zur Bestimmung der Mehrwegeabweichung nutzen. Signalqualitätswerte werden bis dato häufig nur zur qualitativen Beurteilung von GNSS-Messungen verwendet. Die Signalqualität bzw. der Störabstand beschreibt das Verhältnis zwischen den beiden Leistungsgrößen Signal und Rauschen und wird in ähnlicher Art und Weise von Mehrwegesignalen beeinflusst wie die Phasenbeobachtung. Der Umstand, dass Trägerphasenmehrwegeabweichung und Signalqualität phasenverschoben sind, erschwert die direkte Bestimmung der Größe der Mehrwegeabweichung anhand der Signalqualitätswerte. An dieser Problematik scheitern einige der in der Literatur beschriebenen Ansätze. Bei anderen besteht der Lösungsweg aus mehreren Schritten. Defizite in den einzelnen Lösungsschritten können sich negativ auf die zu bestimmende Trägerphasenmehrwegeabweichung auswirken.

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit dem Einfluss von Mehrwegesignalen auf die Trägerphasenbeobachtungen und dessen stations- und satellitenspezifischen Quantifizierung. Zielsetzung ist die Entwicklung eines Ansatzes, der eine direkte Bestimmung der Trägerphasenmehrwegeabweichung anhand der Signalqualität geodätischer GNSS-Empfänger ermöglicht. Dabei stehen die Praxistauglichkeit, die Möglichkeit der Verarbeitung großer Datenmengen und die System-Autonomie im Vordergrund. Die Wirkung der abgeleiteten GNSS-Trägerphasenmehrwegeverbesserungen wird anhand realer Beobachtungsdaten untersucht.

Kapitel 2 gibt einen Überblick über die auftretenden Messabweichungen bei der präzisen GNSS-Positionierung. Dies dient der Einordnung der Mehrwegeabweichung in das »System« der entfernungs- und stationsabhängig wirkenden Abweichungen. In einem weiteren Abschnitt werden die Einflüsse auf die elektromagnetischen Wellen auf dem Weg vom Satellit zur Empfängerstation ausführlich beschrieben. Des Weiteren erfolgt die Definition des Begriffs Signalqualität unter Angabe der Gründe für die »Schaffung« dieses Oberbegriffs. Das dritte Kapitel umfasst die Beschreibung physikalischer Erscheinungen – Reflexion, Beugung und elektromagnetische Störung – bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen. Der Schwerpunkt liegt auf den durch Reflexion hervorgerufenen Mehrwegesignalen. Weiterhin wird der geometrische Zusammenhang zwischen Satelliten-, Antennen- und Reflektorposition dargestellt. Das Kapitel endet mit einer detaillierten Schilderung der Auswirkungen der Mehrwegesignale auf die einzelnen GNSS-Beobachtungen, wobei der Fokus auf den Trägerphasenbeobachtungen und der Signalqualität liegt.

In Kapitel 4 erfolgt die Beschreibung der wichtigsten bis dato publizierten Konzepte bzw. Möglichkeiten zur Reduzierung des Mehrwegeeinflusses. Der Schwerpunkt liegt auf der Bestimmung des Trägerphasenmehrwegeeinflusses durch Stationskalibrierung.

Im fünften Kapitel werden das mathematische Modell zur Quantifizierung und der Algorithmus zur Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung anhand der Signalqualität geodätischer GNSS-Empfänger erläutert. Um die problemlose Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung zu gewährleisten, muss die Signalqualität der GNSS-Empfänger bestimmte Anforderungen erfüllen. Diese werden definiert und ihre Wirkung auf die im Rahmen dieser Dissertation beschriebenen Methode zur Trägerphasenmehrwegeschätzung untersucht.

In Kapitel 6 wird anhand von Beispieldatensätzen, deren Generierung unter realen Bedingungen mit einer speziellen Messanordnung erfolgte, die Leistungsfähigkeit des entwickelten Ansatzes untersucht. Die in Kapitel 3 beschriebene Theorie der Trägerphasenmehrwegeabweichungen wird durch die gemessenen Beobachtungsdaten bestätigt. Die Wirkung der abgeleiteten Trägerphasenmehrwegeverbesserungen auf die Positionierung wird sowohl im Beobachtungs- als auch im Koordinatenraum analysiert.

Kapitel 7 beschreibt die Analyse der Praxistauglichkeit des entwickelten Ansatzes zur Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung am Beispiel von GNSS-Beobachtungsdaten ausgewählter Referenzstationen des SAPOS-Netzes Sachsen-Anhalt. Die Vielzahl der verschiedenen Stationsumgebungen ermöglicht Aussagen zur Wirkung der direkten Antennenumgebung auf die Trägerphasenmehrwegeschätzung. Zur Beurteilung der Qualität der abgeleiteten Trägerphasenmehrwegeverbesserungen erfolgt die Evaluation der Phasenverbesserungen mit einer auf Phasenbeobachtung basierenden Software zum Mehrwegedetektieren.

Die Dissertation schließt mit Kapitel 8, welches die wichtigsten Erkenntnisse zusammenfasst.

Grundlagen zur präzisen Positionsbestimmung mit GNSS

Global Navigation Satellite System (GNSS) ist der Oberbegriff für global verfügbare Satellitennavigationssysteme und umfasst unter anderem das amerikanische NAVSTAR *Global Positioning System* (GPS), das russische *Globalnaya Navigatsionnaya Sputnikovaya Sistema* (GLONASS) sowie die zukünftigen Systeme Compass (China) und Galileo (*European Space Agency* und EU). Satellitennavigationssysteme wie GPS und GLONASS sind weltweit verfügbare satellitengestützte Radionavigationssysteme (Einwegsystem) zur Positionsbestimmung basierend auf Laufzeit- und Phasenmessungen von Mikrowellen (im GHz-Bereich) zu mindestens vier Satelliten. Mittels Bogenschnitt der (Pseudo)Strecken (Satellit – Empfänger) und unter Berücksichtigung von Uhrabweichungen kann die Position des jeweiligen Nutzers in einem definierten Koordinatensystem berechnet werden. Die Kontrolle und Administration obliegt im Fall von GPS den USA, im Fall von GLONASS Russland. Sie erfolgt über ein Kontrollsegment von am Boden global verteilten Kontrollstationen.

Die präzise Positionsbestimmung (Millimeterbereich) ist nur durch die relative Positionierung unter Verwendung geodätischer Zweifrequenzempfänger, der Auswertung der Trägerphasenmessungen und der Festsetzung der Phasenmehrdeutigkeiten möglich.

Die stationsbedingten Trägerphasenmehrwege sind ein wesentlicher Bestandteil der GNSS-Messabweichungen. Diese Thematik bildet den Kernpunkt der vorliegenden Dissertation. Ziel dieses Kapitels ist die Einordnung des Effektes in die Gruppe der wichtigsten systematischen Messabweichungen bei der präzisen Positionierung mittels GNSS. Zu diesem Zweck werden die wichtigsten genauigkeitsbeeinflussenden Messabweichungen in Übersichtsform dargestellt und Möglichkeiten zur Verringerung und Eliminierung gezeigt. Der Mehrwegeeffekt wird aufgrund der umfangreichen Thematik in einem gesonderten Kapitel behandelt.

Der Begriff Signalqualität wird am Ende dieses Kapitels definiert. Der Übersicht der auftretenden Messabweichungen bei der präzisen GNSS-Positionierung sowie der Definition und Beschreibung erforderlicher Begriffe wird das Beobachtungsmodell vorangestellt.

2.1 Beobachtungsmodell

Grundlage für die anschließenden Betrachtungen bilden die Gleichungen (2-1a) bis (2-1c) für undifferenzierte Beobachtungen (Wanninger 2000). Dazu wird ein geodätischer GNSS-Empfänger auf der Station $a(\mathbf{x}_a)$ betrachtet, der in den einzelnen Messepochen sowohl Code- $(C_{a,f}^i)$ als auch Phasenmessungen ($\Phi_{a,f}^i$) zu einem Satelliten *i* auf verschiedenen Frequenzen *f* liefert. Der tief stehende Index (*a*, *b*) bezeichnet die beteiligten Empfänger bzw. Stationen und der hochgestellte Index *i* den Satelliten.

$$C_{a,f}^{i} = R_{a}^{i} + c_{0} \cdot \left(\delta t_{a} + h_{a,f,C} - \delta t^{i} - h_{f,C}^{i}\right) + I_{a,f}^{i} + dT_{a}^{i} + o_{a}^{i} + \varepsilon_{a,f,C}^{i},$$
(2-1a)

$$\Phi_{a,f}^{i} = R_{a}^{i} + c_{0} \cdot \left(\delta t_{a} + h_{a,f,\Phi} - \delta t^{i} - h_{f,\Phi}^{i}\right) - I_{a,f}^{i} + dT_{a}^{i} + o_{a}^{i} + \lambda_{f} \cdot N_{a,f}^{i} + \varepsilon_{a,f,\Phi}^{i},$$
(2-1b)

$$R_{a}^{i} = \left| \boldsymbol{x}^{i} - \boldsymbol{x}_{a} \right| = \sqrt{\left(X^{i} - X_{a} \right)^{2} + \left(Y^{i} - Y_{a} \right)^{2} + \left(Z^{i} - Z_{a} \right)^{2}},$$
(2-1c)

mit

$C^i_{a,f}$	Codemessung (m),
$\Phi^i_{a,f}$	Phasenmessung (m),
R_a^i	berechneter geometrischer Entfernung Satellit i -Empfänger a (m),
c_0	Vakuumlichtgeschwindigkeit (m/s),
δt_a	Empfängeruhrabweichung (s),
h_a	instrumenteller Signalverzögerungen im Empfänger (s),
δt^i	Satellitenuhrrestabweichung (s),
h^i	instrumenteller Signalverzögerungen im Satelliten (s),
$I^i_{a,f}$	ionosphärischer Laufzeitabweichung (m),
dT_a^i	troposphärischer Laufzeitabweichung (Restabweichung) (m),
o_a^i	Einfluss auf die Entfernung R_a^i aufgrund von Satellitenorbitabweichungen (m),
λ_f	Wellenlänge in Abhängigkeit der Frequenz f (m),
$N_{a,f}^i$	Phasenmehrdeutigkeit,
$oldsymbol{arepsilon}^i_{a,f}$	sonstigen Einflüssen (Mehrwege, Antennenphasenexzentrizitäten,
	zufällige Messabweichungen) (m),
$\boldsymbol{x}_a,\boldsymbol{x}^i$	Vektoren globaler kartesischer Koordinaten (X, Y, Z) (m).

Die präzise Positionierung mit GNSS im Millimeterbereich kann nur durch Relativmessungen unter Berücksichtigung der Trägerphasenmessungen erreicht werden. Dazu werden Differenzen zwischen simultanen Beobachtungen zweier geodätischer Empfänger (Stationen) *a* und *b* sowie einem Satelliten *i* (einfache Differenz – Δ -Operator) oder zu zwei Satelliten *i* und *j* (doppelte Differenz – $\nabla\Delta$ -Operator) gebildet. Ausgehend von den Gleichungen (2-1b) und (2-1c) ergibt sich die einfache Differenz für die Phasenmessung folgendermaßen:

$$\Delta \Phi^{i}_{ab,f} = \Phi^{i}_{b,f} - \Phi^{i}_{a,f},$$

$$= \Delta R^{i}_{ab} + c_{0} \cdot \left(\Delta \delta t_{ab} + \Delta h_{ab,f,\Phi}\right) - \Delta I^{i}_{ab,f} + \Delta dT^{i}_{ab}$$

$$+ \Delta \boldsymbol{o}^{i}_{ab} + \lambda_{f} \cdot \Delta N^{i}_{ab,f} + K^{i}_{ab} + \Delta \boldsymbol{\varepsilon}^{i}_{ab,f,\Delta\Phi},$$
 (2-2a)

$$\Delta R_{ab}^{i} = R_{b}^{i} - R_{a}^{i},$$

$$= |\mathbf{x}^{i} - \mathbf{x}_{b}| - |\mathbf{x}^{i} - \mathbf{x}_{a}|,$$

$$= |\mathbf{x}^{i} - \mathbf{x}_{b}| - |\mathbf{x}^{i} - \mathbf{x}_{b} - \Delta \mathbf{x}_{ab}|,$$
(2-2b)

mit

$$K_{ab}^i$$
Abweichungen aufgrund begrenzter Genauigkeit der Absolutkoordinatenfür die Station a (m)

 $\Delta \mathbf{x}_{ab}$ Basislinienvektor zwischen den Stationen *a* und *b* (m).

Die Satellitenuhrabweichung und die instrumentellen Laufzeitverzögerungen des Satelliten werden durch Bildung der einfachen Differenz (Empfänger) eliminiert. Die Abweichung des Positionsvektors x_a hat Auswirkung auf die absolute Lagerung der Basislinie und somit auf den Positionsvektor x_b und wird in Form von K_{ab}^i bei der Auswertung berücksichtigt. Bei kurzen Basislinien verringert sich Gleichung (2-2a) um die ionosphärische und troposphärische Refraktion sowie die Orbitabweichung, da deren Unterschiede auf beiden Stationen minimal sind.

Durch die Bildung doppelter Differenzen (Differenz zweier einfacher Differenzen) werden ebenfalls die Empfängeruhrabweichungen und die instrumentellen Laufzeitverzögerungen der Empfänger eliminiert:

$$\nabla \Delta \Phi_{ab,f}^{ij} = \Delta \Phi_{ab,f}^{j} - \Delta \Phi_{ab,f}^{i},$$

= $\nabla \Delta R_{ab}^{ij} - \nabla \Delta I_{ab,f}^{ij} + \nabla \Delta d T_{ab}^{ij} + \nabla \Delta o_{ab}^{ij} + \lambda_f \cdot \Delta N_{ab,f}^{ij} + \nabla K_{ab}^{ij} + \nabla \Delta \varepsilon_{ab,f,\nabla\Delta\Phi}^{ij}.$ (2-3)

Für kurze Basislinien vereinfacht sich, unter Annahme gleicher ionosphärischer und troposphärischer Einflüsse, die Gleichung (2-3) zu

$$\nabla \Delta \Phi_{ab,f}^{ij} = \nabla \Delta R_{ab}^{ij} + \lambda_f \cdot \Delta N_{ab,f}^{ij} + \nabla \Delta \varepsilon_{ab,f,\nabla \Delta \Phi}^{ij}.$$
(2-4)

Den dominierenden Einfluss, nach Berücksichtigung der Variationen des Antennenphasenzentrums, bilden die Mehrwegeeffekte.

2.2 GNSS-Messabweichungen

In einem ersten Schritt lassen sich die bei der GNSS-Positionierung bedeutendsten wirksamen systematischen Messabweichungen drei Kategorien zuordnen: Satellitenposition und Uhrabweichung, Signalausbreitung sowie Empfängerabweichungen. Ungeachtet dessen erfolgt die Unterteilung im nachfolgenden Abschnitt in entfernungs- und stationsabhängig wirkende Messabweichungen.

Die Auswirkungen der wirksamen systematischen Messabweichungen bei der absoluten und relativen Positionierung mittels Trägerphasen sind in Tabelle 2-1 zusammengefasst. Die Variationen der Abweichungen ergeben sich durch die Annahme günstiger bzw. extremer Verhältnisse.

Die Satellitenbahnabweichung, die ionosphärische und troposphärische Refraktion sowie die Variation des Antennenphasenzentrums werden im nachfolgenden Abschnitt in ihren Grundzügen beschrieben und mögliche Ansätze zur Verringerung aufgezeigt. Weitere Messabweichungen, wie z. B. Uhrabweichungen, Hardwareverzögerungen (Wübbena 2001; Dilßner 2007) sowie zufällige Abweichungen und grobe Fehler (Aufbaufehler etc.) werden im Rahmen dieser Arbeit nicht gesondert beschrieben.

2.2.1 Entfernungsabhängig wirkende Abweichungen

Im Zuge der Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen durch die Atmosphäre (vom Satellit zum Empfänger) kommt es zu einer Beeinflussung der elektromagnetischen Wellen. Die Effekte vergrößern sich mit zunehmendem Stationsabstand, d. h. mit zunehmender Basislinienlänge.

2.2.1.1 Satellitenbahnabweichung

Die Satellitenbahnabweichung o_a^i ist streng genommen keine Beobachtungsabweichung. Die Berücksichtigung der Satellitenorbits im Auswerteprozess hat zum einen Auswirkung auf die Datenauswertung (Mehrdeutigkeitsbestimmung) und zum anderen auf die Koordinatenlösung (Wanninger 2000).

Die Satellitenorbits, als Ergebnis der Prädiktion des jeweiligen Kontrollsegments, sind Bestandteil der Navigationsnachricht (*navigation message*), die vom Satelliten ausgesandt wird. Diese, auch als *broadcast orbit* bezeichnete Information über die Satellitenbahn des Satelliten *i*, hat eine Genauigkeit von wenigen Metern (Zumberge und Bertiger 1996). Speziell für die hochgenaue Positionierung (Basislinien ab 10 km) ist diese Genauigkeit nicht ausreichend.

Der International GNSS Service (IGS) stellt von Analysezentren berechnete und über Helmert-Transformation kombinierte Bahnlösungen – präzise (*final*), schnell (*rapid*), sehr schnell ausgeglichen oder prädiziert (*ultra rapid adjusted or predicted*) – zur Verfügung. Die Genauigkeiten sowie die Bereitstellung der einzelnen Produkte variieren. Dem Nutzer stehen finale Orbits nach ca. 13
Art der Abweichung	Messabweichung		
	absolut	relativ	
entfernungsabhängig wirkend			
Satellitenuhr Satellitenbahn Ionosphäre Troposphäre	5,0 - 100,0 m 5,0 - 50,0 m 0,5 - 100,0 m 0,01 - 0,5 m	0,0 ppm 0,2 – 2,0 ppm 0,1 – 50,0 ppm 0,1 – 3,0 ppm	
stationsabhängig wirkend			
Antennenphasenzentrum Mehrwege (Phase)	mm – cm mm – cm	mm - cm mm - cm	

 Tab. 2-1: Auswirkungen der zufälligen und systematischen Messabweichungen bei der absoluten und relativen GPS-Positionierung unter Verwendung der Trägerphasenmessungen

Tagen mit einer Genauigkeit von kleiner fünf Zentimetern und die prädizierten Orbits in Echtzeit mit einer Genauigkeit von circa zehn Zentimetern zur Verfügung (Gendt und Nischan 2008).

Die *broadcast*-Orbits beziehen sich auf das Antennenphasenzentrum (*antenna phase centre*) der Satellitenantenne, wohingegen sich die IGS-Orbits auf den Massenschwerpunkt des Satelliten beziehen. Warren und Raquet (2003) beschreiben detailliert den Unterschied zwischen *broadcast*-Orbits und IGS-Orbits.

Die Auswirkung der Satellitenbahnabweichung auf die Basislinie lässt sich anhand einer von Bauersima (1983) entwickelten Faustformel abschätzen. Nach Beutler (1996) ergibt sich:

$$\frac{|dl|}{l} = \frac{\left|o_a^i\right|}{R}.$$
(2-5)

Dabei entspricht das Verhältnis von Basislinienabweichung *dl* zur Basislinienlänge *l* dem Verhältnis von Orbitabweichung o_a^i zur mittleren Entfernung *R* zwischen Station und Satellit. Gleichung (2-5) ist besonders bei längeren Entfernungen und Langzeitbeobachtungen zu pessimistisch. Zielinski (1988) hat nachgewiesen, dass eine Multiplikation der mittleren Entfernung Satellit–Station mit einem Faktor *k* realistischere Werte für die Basislinienabweichung ergibt:

$$\frac{|\boldsymbol{dl}|}{l} = \frac{|\boldsymbol{o}_a^i|}{k \cdot R} \quad (4 < k < 10). \tag{2-6}$$

Die Lage der Basislinienpunkte zueinander hat ebenfalls eine Auswirkung auf die zu erwartende Abweichung (Zielinski 1988).

Gleichung (2-5) eignet sich für die Beschreibung der Einzelkomponenten der Basislinienabweichung, speziell zur Darstellung der Auswirkungen der Satellitenbahnabweichung auf die Höhenkomponente. Für die Abschätzung des zu erwartenden Fehlers auf die Basislinie ist die Verwendung von Gleichung (2-6) angemessen (Beutler 1996).

2.2.1.2 Ionosphärische Refraktion

Die Erdatmosphäre hat aufgrund der Gravitationskraft der Erde eine sphärische Schichtung (Davies 1990; Lemaire und Gringauz 1998; Ganguli u. a. 2000; Kelley und Heelis 2007). Die Einteilung der jeweiligen Schichten hängt vom gewählten Kriterium ab. Wird die Atmosphäre unter thermischen Gesichtspunkten betrachtet, so erfolgt eine Unterteilung in Troposphäre, Stratosphäre, Mesosphäre und Thermosphäre (Davies 1990; Langley 1996b). Unter dem Aspekt der elektromagnetischen Wirkung ergibt sich eine Unterteilung in eine neutrale Schicht (Troposphäre) und eine ionisierte Schicht (Ionosphäre). Letztere beeinflusst aufgrund der Ionisierung die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen.

Der Elektronengehalt der Ionosphäre ist höhen-, zeit- und ortsabhängig, d. h. er unterliegt hohen räumlichen und zeitlichen Schwankungen (Hargreaves 1992; Wanninger 1994). Die Laufzeitabweichung erster Ordnung elektromagnetischer Wellen (Frequenz größer 100 MHz) ist proportional zur integrierten Elektronendichte (*total electron content* – TEC) der Ionosphäre entlang des Signalweges zwischen Satellit *i* und Station *a*. Weitere Anteile höherer Ordnung sind zusätzlich vom Erdmagnetfeld abhängig. Sie sind, verglichen mit dem Fehler erster Ordnung, um einige Größenordnungen kleiner.

Die resultierende Laufzeitverzögerung der Satellitensignale infolge der ionosphärischen Refraktion ist aufgrund der Abhängigkeit des Brechungsindexes *n* von der Wellenlänge λ (Dispersion) frequenzabhängig. Weiterhin ist der Einfluss der Ionosphäre unterschiedlich für Code- und Trägerphase. Die Codesignale werden aufgrund ihrer Ausbreitung mit der Gruppengeschwindigkeit verzögert. Die Trägerwellen werden nicht verzögert, da sie sich sich mit Phasengeschwindigkeit ausbreiten (Klobuchar 1996; Xu 2007). Demzufolge ergeben sich unterschiedliche Vorzeichen für die gleiche ionosphärische Korrektion (s. Gleichungen (2-1a) und (2-1b)).

Der Einfluss der Ionosphäre kann mithilfe von Zweifrequenzmessungen nahezu vollständig erfasst werden. Die Zweifrequenzmessung ermöglicht die Bildung von verschiedenen Linearkombinationen (s. Hofmann-Wellenhof u. a. 2008), die wiederum Eigenschaften besitzen, um bestimmte Messabweichungen zu verringern oder zu eliminieren. Der Einfluss der Ionosphäre kann durch Bildung der ionosphärefreien Linearkombination L0 nahezu vollständig eliminiert werden. Gleichzeitig verstärken sich die zufälligen Messabweichungen (Messrauschen) und der Mehrwegeeffekt (Wanninger 2000).

Auf eine Beschreibung der Möglichkeiten zur Bestimmung von Modellen zur Korrektion der ionosphärischen Refraktion wird an dieser Stelle verzichtet, da sie keinen wesentlichen Bestandteil dieser Arbeit darstellen. Hierzu wird auf die weiterführende Literatur wie zum Beispiel Wanninger (1994) oder Klobuchar (1996) verwiesen, die sich speziell mit dieser Thematik auseinandersetzen.

2.2.1.3 Troposphärische Refraktion

Die troposphärische Refraktion bezeichnet die nicht dispersive Laufzeitverzögerung und Strahlkrümmung der elektromagnetischen Signale (kleiner 15 GHz) in der unteren Erdatmosphäre – Troposphäre und Stratosphäre. Eine ausführliche physikalische Beschreibung zur Refraktivität der Atmosphäre findet sich in Jeske (1988). Die Dicke der Troposphäre (bezogen auf Temperaturverteilung) variiert zwischen 0 m und 12 km (Spilker 1996a). Charakteristisch für die Troposphäre ist eine nahezu lineare Temperaturabnahme (ca. –5 bis –7 °C/km). Die Stratosphäre reicht von ca. 16 km bis in eine Höhe von 50 km. Getrennt werden beide Schichten durch die Tropopause. Die Mächtigkeit der Schichten ist breiten- und jahreszeitenabhängig. Bei der GNSS-Auswertung ist es erforderlich, den Einfluss der Troposphäre auf die Beobachtungsgrößen zu berücksichtigen.

Der Einfluss lässt sich nicht durch GNSS-Zweifrequenzmessungen, d. h. durch Linearkombination eliminieren. Die troposphärische Refraktion muss durch Modelle approximiert und korrigiert werden. Der troposphärische Einfluss wird aufgrund seiner Komplexität in eine hydrostatische (trockene) und feuchte Komponente unterteilt. Der hydrostatische Anteil (ca. 90 %) ist im Wesentlichen von Luftdruck und Temperatur abhängig und unterliegt geringeren räumlichen und zeitlichen Variationen (Wanninger 2000). Der feuchte Anteil ist abhängig vom Wasserdampf, dessen Verteilung sowohl horizontal als auch vertikal sehr heterogen ist. Fast die Hälfte des Wasserdampfes befindet sich in einer 1,5 km hohen Schicht über dem Meeresspiegel (Mockler 1995).

Modelle für die troposphärische Refraktion beruhen im Wesentlichen auf einer Approximation der hydrostatischen und der feuchten Laufzeitverzögerung in Zenitrichtung (*zenith hydrostatic delay* – ZHD und *zenith wet delay* – ZWD). Der Übergang von der Zenitrichtung (Elevation = 90°) zur jeweiligen Elevation des Satelliten erfolgt durch eine Abbildungsfunktion (*mapping function*).

Hopfield (1969) und Saastamoinen (1973) beschreiben die wohl bekanntesten Modelle zur Berechnung der troposphärischen Laufzeitverzögerung. Schüler (2001) zeigt speziell für den hydrostatischen Teil, dass das Saastamoinen-Modell gegenüber dem Hopfield-Modell die besseren Ergebnisse liefert. Janes u. a. (1991) und Mendes (1995) beschreiben Genauigkeitsanalysen zu den verschiedenen Troposphärenmodellen unter dem Gesichtspunkt der Bestimmung der feuchten Laufzeitverzögerung.

Einen weiteren entscheidenden Teil der Modelle stellen die Abbildungsfunktionen dar. In den letzten Jahrzehnten wurde eine Vielzahl von Abbildungsfunktionen entwickelt, wie z. B. Black (1978), Herring (1992) und Niell (1996). Mendes und Langley (1994) beschreiben eine umfassende Analyse gängiger Abbildungsfunktionen. Mendes (1999) gibt sowohl einen quantitativen als auch einen qualitativen Überblick zu existierenden Modellen sowie Hinweise zu weiterführender Literatur. Für neuere Entwicklungen wie z. B. die Wiener Abbildungsfunktion (*Vienna mapping function*) oder die globale Abbildungsfunktion (*global mapping function*) wird auf Boehm und Schuh (2004) sowie Boehm u. a. (2006) verwiesen.

2.2.2 Stationsabhängig wirkende Abweichungen

Die dominierenden stationsabhängigen Abweichungen sind Mehrwegeausbreitung und die Variationen des Antennenphasenzentrums. Die Problematik der Mehrwegeausbreitung wird ausführlich in den weiteren Kapiteln dieser Dissertation untersucht.

Die Variationen des Antennenphasenzentrums bewirken eine Änderung der Phasenmessung und haben direkte Auswirkungen auf die Streckenmessung. Diese frequenzspezifische geometrische Einflussgröße beschreibt den Unterschied zwischen geometrischem und elektrischem Phasenzentrum der GNSS-Antenne. Die Abweichung variiert bei geodätischen Antennen zwischen einigen Millimetern und wenigen Zentimetern und muss daher bei präzisen geodätischen Anwendungen berücksichtigt werden. Dies ist speziell erforderlich, wenn Antennen unterschiedlicher Hersteller oder Bauart zum Einsatz kommen.

Weiterhin besteht eine Abhängigkeit vom Einfallswinkel des Satellitensignals auf die Antenne, d. h. eine Elevations- und Azimutabhängigkeit. Die Elevationsabhängigkeit dominiert gegenüber der Azimutabhängigkeit. Begründet werden kann dies durch die Elektronik (Konstruktion des Antennenelements) und die Bauweise der Antennen (Material, Form der Grundplatte, Gehäuse, Radom usw.). Geodätische Antennen sind so konstruiert, dass der Antennengewinn (*antenna gain*) in Zenitrichtung am größten ist. Im niedrigeren Elevationsbereich (nahe dem Horizont) verringert sich dieser Wert zunehmend. Besonders deutlich wird dies bei der Betrachtung der Richtcharakteristik (*radiation pattern*) von Antennen.

Die Beschreibung der Variationen erfolgt über die Kenngrößen Antennenreferenzpunkt (ARP) (*antenna reference point*), Phasenzentrumsoffset (PZO) (*phase centre offset*) und Phasenzentrumsvariation (PZV) (*phase centre variation*). Letztere entsprechen den Abweichungen der realen von der idealen Phasenfront (vgl. isotroper Strahler) und sind nur gültig mit der Angabe eines eindeutigen Bezugspunktes (ARP oder PZO).

Die Bestimmung der PZO und PZV, auch als Antennenkorrektionen bezeichnet, erfolgt durch Kalibrierung der Antennen. Grundsätzlich wird zwischen der relativen Feldkalibrierung, wie z. B. das Feldverfahren nach NGS (NGS – *National Geodetic Survey*, siehe Mader (1999)), der absoluten Feldkalibrierung, wie z. B. die Roboterkalibrierung (Wübbena u. a. 1996, 2000) und der (absoluten) Kammerkalibrierung (Schupler und Clark 2000) unterschieden.

Die Auswirkungen der unterschiedlichen Kalibrierungsverfahren auf die ermittelten Korrektionen waren Gegenstand von »Ringvergleichen«. Die Ergebnisse der Ringversuche wurden im Rahmen des vierten und siebten Antennenworkshops (2002 und 2009) vorgestellt (siehe Feldmann-Westendorff

2001; Feldmann-Westendorff und Sorge 2002; Schmid und Rothacher 2002; Menge 2002; Wübbena u. a. 2002; Wanninger 2002b; Zeimetz u. a. 2009).

Die Unterschiede der Verfahren in Bezug auf das Ergebnis (relative oder absolute Antennenkorrektionen), den Aufwand, den Umfang und das Genauigkeitsniveau werden an dieser Stelle nicht weiter thematisiert. Hierfür wird auf die entsprechende Literatur verwiesen. Die Auswirkungen der Verwendung absoluter bzw. relativer Antennenkorrekturwerte in der GNSS-Auswertung sind ausführlicher in Rothacher (2001) und Wanninger (2002a) beschrieben.

2.3 Signalstärke und Signalqualität der GNSS-Signale

2.3.1 Signalstärke

Die Angabe der Stärke eines Signals erfolgt entweder durch Angabe seiner Leistung *P* (in Watt) oder durch die Amplitude *A* (in Volt). Für GPS ist die minimal zu empfangende Signalstärke im IS-GPS (Abschn. 3.3.1.6) und für GLONASS im ICD-GLONASS (Anhang 1) definiert. Die angegebenen Werte verstehen sich als minimal zu erwartende Werte am Ende der Betriebsdauer des Satelliten (*worst case End Of Life value*). Zu Beginn der Betriebsdauer ist die empfangene Signalstärke höher. Messungen auf dem Air Force Testgelände Camp Parks in Kalifornien haben gezeigt, dass die mittlere effektive isotrope Strahlungsleistung* (*effective isotropic radiated power* (EIRP)) für Block II/IIA¹ Satelliten, unter Berücksichtigung aller beeinflussenden Faktoren, ca. 2,5 dB größer ist als in IS-GPS aufgeführt. Die vom Nutzer empfangene Signalstärke ist um den Faktor 1,7 größer als spezifiziert (Fisher und Ghassemi 1999).

Die wichtigsten Einflussfaktoren auf die Signalstärke, auf dem Weg von der Sendeantenne zur Empfangsantenne, sind in Abbildung 2-1 zusammengefasst und werden anschließend ausführlich für GPS-Signale betrachtet. Es ist davon auszugehen, dass die GLONASS-Signale in gleicher Weise beeinflusst werden.

2.3.1.1 Satellitenart und -alter

Der Einfluss der unterschiedlichen Baureihen (Block II, Block IIA, Block IIR², Block IIR-M³, Block IIF⁴) auf die empfangene Signalstärke zeigt sich vor allem beim Übergang der Baureihen. Edgar u. a. (1998) zeigen, dass der Wechsel von der Block II/IIA Baugruppe zur Block IIR Baugruppe eine Erhöhung der empfangenen Signalstärke zur Folge hat. Der Zeitpunkt des Starts des Satelliten und die

^{*} siehe Glossar f
ür Erl
äuterung

¹ A = augmentation

² R = replenishment

³ M = modernised

⁴ F = follow-on



Abb. 2-1: Signalweg Satellit – Empfänger und Signalstärke beeinflussende Faktoren

damit verbundene Inbetriebnahme können im konkreten Fall als mögliche Ursache ausgeschlossen werden, da beide Satelliten (*space vehicle number* (SVN) 38 und 43⁵) innerhalb von vier Monaten 1997 gestartet wurden. Laut IS-GPS, S. 59 ist bei den Block IIR-M Satelliten eine weitere Erhöhung der EIRP vorgesehen.

Fisher und Ghassemi (1999) führen als Gründe zum einen die ständigen operationellen Verbesserungen sowie Spielräume bei der Komponentengestaltung und zum anderen die eher konservative Übertragungsbilanz zur Abschätzung des Leistungsbedarfs des Satellitentransmitters an. Die EIRP ist vor allem zu Beginn der Betriebsdauer des Satelliten größer und erhöht die empfangene Signalstärke beim Nutzer (Spilker 1996a).

⁵ aktuelle GPS-Konstellation am 16.6.2009: ftp://tycho.usno.navy.mil/pub/gps/gpsb2.txt

2.3.1.2 Gewinn der Sende- und Empfangsantenne

Die in IS-GPS aufgeführten Werte gelten für eine isotrop, zirkular polarisierte Sendeantenne mit einem Gewinn* von 0 dB und für eine linear polarisierte Empfangsantenne mit einem Gewinn von $+3 \text{ dBi} (5^{\circ} \text{ minimale Satellitenelevation}).$

Die rechtsdrehend* zirkulare* Polarisation* (*right hand circular polarisation* – RHCP) der GNSS-Satellitensignale ist inakkurat. Tatsächlich beschreibt die »Spitze« des Feldvektors keinen Kreis, wie bei der zirkularen Polarisation üblich, sondern eine Ellipse (Shibuya 1987). Die Abplattung, bei einem Nadirwinkel $\zeta = \pm 13,9^{\circ}$, ist für GPS-L1 kleiner als 1,2 dB und für GPS-L2 kleiner als 3,2 dB (Spilker 1996a).

Vom GPS-Satellit aus gesehen, wird das ausgesandte Signal durch die Ausdehnung der Erde auf $\zeta = \pm 13,9^{\circ}$ begrenzt (s. Abb. 2-1). Die Apertur des transmittierten Signals beträgt $\pm 21,3^{\circ}$ für GPS-L1 und $\pm 23,4^{\circ}$ für GPS-L2 (Spilker 1996a). Der Gewinn der Sendeantenne wurde aufgrund der Entfernung Satellit – Empfänger für den Bereich von $\pm 13,9^{\circ}$ optimiert.

Wird der Gewinn bei $\zeta = 0^{\circ}$ mit dem Gewinn für $\zeta = \pm 13, 9^{\circ}$ und $\zeta = \pm 10, 6^{\circ}$ verglichen, ergeben sich Unterschiede von +2 dB und +3 dB. Das hat zur Folge, dass die transmittierte Strahlungsleistung für einen Satelliten mittlerer Elevation am größten ist (Misra und Enge 2006).

Die Gewinnmuster (*gain pattern*) der Empfangsantennen sind von der Bauweise der Antennen abhängig. Grundsätzlich wird zwischen Spiral- oder Helix-Konstruktionen, Monopol-, Dipol-Konfigurationen und Microstrip-Antennen unterschieden. Hinzu kommen Variationen in der Anordnung der Elemente sowie in der Verwendung von Grundplatten und Choke-Ringen zur Veränderung der Richtcharakteristik* und damit des Gewinns. Czopek und Shollenberger (1993), Spilker (1996a), Aparicio (1996) sowie Fisher und Ghassemi (1999) geben Beispiele für die Gewinnmuster der verschiedenen Satellitenbaugruppen. Weiterführende Aspekte, insbesondere zum Aufbau von Antennen, finden sich in Kraus (1988), Rothammel (1991), Balanis (1997) und Forssell (2008).

2.3.1.3 Satellitenmanöver und Position der Sonnensegel

Bahnkorrekturen bzw. Manöver zur Steuerung des Satelliten in seiner Umlaufbahn haben laut Czopek und Shollenberger (1993) Auswirkung auf die transmittierte Signalleistung. Speziell der *Noon Turn* beim GPS-Satelliten – Ausrichtung der Sonnensegel zur Sonne –, der einmal pro Orbit durchgeführt wird, bewirkt eine Veränderung des Gewinns der Sendeantenne und damit eine Veränderung der transmittierten Sendeleistung.

Bei den in GPS-Satelliten verwendeten L-Bandantennen wird der Gewinn der Sendeantenne durch die Position der Sonnensegel beeinflusst. Czopek und Shollenberger (1993) beschreiben, dass es zu Veränderungen des Gewinns aufgrund der Lage der Sonnensegel bzgl. des vorderen Schotts des Satelliten kommen kann. Der Winkel zwischen vorderem Schott und den Sonnensegeln ändert sich

aufgrund der Ausrichtung der Sonnensegel zur Sonne. Zu beiden Einflüssen werden in der Literatur keine konkreten Angaben gemacht.

2.3.1.4 Freiraumdämpfung und atmosphärische Dämpfung

Die Freiraumdämpfung (*free space attenuation*) beschreibt den Signalverlust bzw. die Reduzierung der Leistungsdichte bei der Übertragung elektromagnetischer Wellen im freien Raum – Vakuum – ohne Störeinflüsse dämpfender Medien (z. B. Ionosphäre, Troposphäre). Sie ist vom Abstand r zwischen Satellit und Nutzer sowie der Frequenz f abhängig. Mit wachsendem r verteilt sich die abgestrahlte Leistung auf eine immer größere Oberfläche. Nach Betz (2006) berechnet sich die Freiraumdämpfung D_F als Verhältnis zwischen transmittierter Leistung P_T der Sendeantenne und empfangener Leistung P_E an der Empfangsantenne (Gewinn gleich eins),

$$D_{\rm F} = \frac{P_{\rm T}}{P_{\rm E}} = \left(\frac{4\pi rf}{c_0}\right)^2,\tag{2-7}$$

mit

*P*_T transmittierter Strahlungsleistung (W),
 *P*_E empfangener Strahlungsleistung (W),
 r Kugelradius (km).

Der Begriff Dämpfung (Umsetzung elektrischer Energie in Wärme) ist in diesem Fall irreführend, da es zu einer Ausdünnung der Flächenleistungsdichte (*spreading loss*) aufgrund der mit r^2 wachsenden Kugeloberfläche kommt (Hartl 1988). Gleichung (2-7) liefert ideale Werte, da diese bei Idealbedingungen nicht unterschritten werden. Bei GPS ergeben sich, in Abhängigkeit von der Frequenz f und der Elevation *el* des Satelliten, folgende Werte für die Freiraumdämpfung:

 $- f_1 = 1575,42 \text{ MHz} \rightarrow 182,4 \text{ dB} < D_F < 184,4 \text{ dB} \text{ für } 5^\circ < el < 90^\circ,$ $- f_2 = 1227,60 \text{ MHz} \rightarrow 180,3 \text{ dB} < D_F < 182,3 \text{ dB} \text{ für } 5^\circ < el < 90^\circ.$

Die atmosphärische Dämpfung (*atmospheric attenuation*) elektromagnetischer Wellen zwischen 1 bis 2 GHz wird durch die molekulare Absorption von Sauerstoff dominiert. Laut Spilker (1996b) beträgt sie für einen Satelliten im Zenit ca. 0,035 dB. Für niedrigere Elevationen kann dieser Wert um Faktor 10 größer ausfallen. Zur Abschätzung der atmosphärischen Dämpfung D_A unter Berücksichtigung der Satellitenelevation *el* (unter Annahme eines kugelförmigen Troposphärenmodells mit einheitlicher Dichteverteilung) ergibt sich folgende Gleichung:

$$D_{\rm A}(el) \simeq \frac{2D_{\rm A}(90^{\circ})(1+d/2)}{\sin el + \sqrt{\sin^2 el + 2d + d^2}} \simeq \begin{cases} \frac{2D_{\rm A}(90^{\circ})}{\sin el + 0,043} \, \mathrm{dB} \ \text{für} \ 3^{\circ} < el \le 10^{\circ} \\ \frac{D_{\rm A}(90^{\circ})}{\sin el} \, \mathrm{dB} \ \text{für} \ el > 10^{\circ} \end{cases},$$
(2-8)

mit	
d	$h_m/R_{ m E}\ll 1,$
$h_{ m m}$	Höhe der Troposphäre (= Höhe der Sauerstoffschicht = 6 km),
$R_{\rm E}$	Erdradius (6378 km).

Für eine Satellitenelevation kleiner als 3° kann die Gleichung (2-8) nicht mehr genutzt werden, da die Modellannahmen nicht zutreffen, d. h. die Komplexität der Atmosphäre kann nicht hinreichend genau approximiert werden.

Dämpfungen durch Regen, Wasserdampf und Stickstoff können laut Shibuya (1987) für Frequenzen unter 10 GHz weitestgehend vernachlässigt werden.

* * *

Ausgehend von der in IS-GPS (2006) angeführten minimal zu empfangenden Signalstärke und unter Berücksichtigung der zuvor beschriebenen wichtigsten Fehlereinflüsse, lassen sich die minimal zu transmittierenden Signalstärken für die GPS-Frequenzen abschätzen (s. Tab. 2-2).

2.3.1.5 Szintillation

Der im Abschnitt 2.2.1 – Ionosphärische Refraktion – beschriebene Einfluss der Ionosphäre wird durch unregelmäßige Störungen überlagert. Hierzu zählen kleinräumige Störungen, deren Ausdehnung von einigen Metern bis zu wenigen Kilometern reicht. Durch diese kleinräumige Inhomogenität der TEC-Verteilung treten sowohl Beugungs- als auch Brechungserscheinungen auf, die Szintillationen (*scintillation*) hervorrufen. In der Folge entstehen kurzperiodische Schwankungen der ionosphärischen Refraktion (Phasen-Szintillation) und es kommt zur Fluktuation der Signalstärke (Amplituden-Szintillation). Die stärksten Szintillationen treten bei einer magnetischen Breite von $\pm 10^{\circ}$ auf. Neben den tageszeitlichen Variationen und den standortabhängigen jahreszeitlichen Schwankungen werden die Szintillationen vom elfjährigen Sonnenzyklus beeinflusst (Wanninger 1993).

Die Amplituden-Szintillation ist, verglichen mit der Phasen-Szintillation, der gravierendere Effekt. Aufgrund der Amplituden-Szintillation kann es zum Absinken der Signalstärke unter den empfängerspezifischen Schwellwert der Datenakquisition kommen. Die Signalstärke des GNSS-Signals ist so gering, dass es vom GNSS-Empfänger nicht mehr aufgezeichnet werden kann. Der Schwellwert ist abhängig von der Bandbreite der Regelschleifen und der Code-Rekonstruktionstechnik (Quadrierung, Kreuzkorrelation) des GNSS-Empfängers. Wanninger (1993) beschreibt am Beispiel äquatornaher GPS-Stationen (Brasilien, Hawaii) den Einfluss der Szintillation auf die Signalstärke und die Positionsgenauigkeit sowie die Auswirkungen der Code-Rekonstruktionstechnik auf die Datenvollständigkeit. Die Amplituden-Szintillationen werden exemplarisch am Signal-Rausch-Verhältnis

Code	L1 C/A	L1 P(Y)	L2 P(Y)
minimale Empfangsleistung (dBW)	-158,5	-161,5	-164,5
linearer Gewinn Empfangsantenne (dB)	3,0	3,0	3,0
Freiraumdämpfung $D_{\rm F}$ (dB)	-184,4	$-184,\!4$	-182,3
atmosphärische Dämpfung D_A (dB)	-0,5	-0,5	-0,5
Verlust Polarisationsdiskrepanz (dB)	-3,4	-3,4	$-4,\!4$
erforderliches EIRP (dBW)	26,8	23,8	19,7
Gewinn Sendeantenne ($\zeta = 13,9^{\circ}$) (dB)	13,4	13,4	11,5
minimale Eingangsleistung Sendeantenne (dBW) minimale Eingangsleistung Sendeantenne (W)	13,4 21,9	$10,4 \\ 11,1$	8,2 6,6

Tab. 2-2: Signalleistungsbudget für Block II/IIA Satelliten (Czopek und Shollenberger 1993)

eines gestörten und eines ungestörten Satellitendurchgangs (aufeinanderfolgender Tage) verdeutlicht.

2.3.1.6 Mehrwegeausbreitung

Neben den ausführlich in der Literatur diskutierten Reflexionen der Satellitensignale in der Umgebung der Empfangsantenne, kommt es zusätzlich zu Reflexionen der transmittierten Signale am GNSS-Satelliten selbst. Es ist daher sinnvoll zwischen Satelliten- und Stationsmehrwege zu unterscheiden.

Durch die Signalüberlagerung des transmittierten Signals mit einem reflektierten Signal kommt es nach dem Superpositionsprinzip harmonischer Wellen zu einer Veränderung des Ursprungssignals bzw. zu einer Signalverzögerung (*signal delay*). Dies führt zur Änderung der Signalstärke. Durch die Überlagerung kann es zum Wechsel der Polarisation von RHCP zu LHCP (LHCP – *left hand circular polarisation*) bzw. zur Störung der zirkularen Polarisation kommen.

Young u. a. (1985) beschreiben die Entstehung der Satellitenmehrwege und deren Auswirkungen auf die Positionierung. Letztere sind vom Nadirwinkel des transmittierten Satellitensignals abhängig (Abb. 2-1). Die Größenordnung wird von Young u. a. (1985) mit wenigen Zentimetern angegeben. Der Einfluss der Satellitenmehrwege muss, insbesondere bei großen Basislinien (≥ 100 km), berücksichtigt werden, da sich Abweichungen nicht durch die bekannten Differenztechniken eliminieren lassen. Die Auswirkungen von Signalreflexionen an einer Satellitenhardwarekomponente⁶ sind in Springer und Dilßner (2009) beschrieben. Die Reflexionen verursachen eine Signalverzögerung von ca. 30 ns und wirken wie eine Mehrwegeabweichung bei der GPS-L1-Codebeobachtung. Nach der-

⁶ Anschluss J2 zum Einspeisen des GPS-L5-Signals in die Sendeantenne des Satelliten 49 der Block IIR-M Baureihe (PRN 01).

zeitigem Wissensstand sind die Trägerphasenmessungen nicht betroffen. Die Induzierung von Mehrwegesignalen durch elektronische Komponenten ist nicht auf die Satelliten-Hardware beschränkt. Diese Problematik ist auch bei GPS-Empfängern bekannt (Keith 2000).

Der Begriff der Satellitenmehrwege wird in der neueren Literatur in einem anderen Kontext verwendet. Er dient zur Beschreibung von Mehrwegeeffekten an Satelliten (ausgenommen GNSS-Satelliten), die eine GNSS-Antenne zur Positionsbestimmung an Bord haben (Reichert und Axelrad 1999, 2001).

Die Stationsmehrwege, insbesondere der Mehrwegeeinfluss auf die Trägerphasenmessung, sind wesentlicher Bestandteil dieser Arbeit und werden in Kapitel 3 ausführlich behandelt.

2.3.1.7 Antennenspezifikation, Soft- und Hardware des Empfängers

Auch innerhalb der Antenne und des Empfängers kommt es zu einer Verringerung der Signalstärke. Dies geschieht zum einen durch verwendete Bauteile in Antenne und Empfänger (Vorverstärker, Widerstände usw.) und zum anderen durch Korrelation des empfangenen Signals mit der im Empfänger erzeugten Signalkopie. Die Korrelationsabweichung darf laut IS-GPS, im Vergleich zu idealen Signalen, 1 dB nicht überschreiten. Zu den Korrelationsabweichungen kommt es durch Unzulänglichkeiten bei der Signalgenerierung im Satelliten und bei der Filterung des Signals im Empfänger. Spilker (1996a) spezifiziert die Abweichung der Signalgenerierung mit 0,6 dB und die Veränderungen der Wellenform infolge der Filterung im Empfänger mit 0,4 dB. Weiterreichende Informationen, speziell zum Einfluss der Empfänger, finden sich in Van Dierendonck (1996) sowie Braasch und Van Dierendonck (1999).

Für detailliertere Informationen, auch bzgl. weiterer Faktoren zur Beeinflussung der Signalstärke (Verluste im Vorverstärker, Signaldämpfung im Antennenkabel usw.), wird auf Czopek und Shollenberger (1993), Spilker (1996a, S. 82 ff), Ward u. a. (2006a, Abschn. 4.3.2), Misra und Enge (2006, Kap. 10) sowie Kadish und East (2000) verwiesen.

2.3.2 Signalqualität

Im Rahmen dieser Arbeit wird der Begriff Signalqualität als Oberbegriff für die verschiedenen Bezeichnungen des Störabstandes verwendet. Der Störabstand beschreibt das Verhältnis zwischen den beiden Leistungsgrößen Signal und Rauschen. Er stellt eine wichtige Kenngröße für GNSS-Empfänger dar, auch wenn es sich nicht um eine Beobachtungsgröße im eigentlichen Sinn handelt. Der ermittelte Störabstand gibt Auskunft über die mögliche »Messgenauigkeit« und das Empfangsverhalten der GNSS-Empfänger.

Grundsätzlich wird beim Störabstand zwischen Quotient aus empfangener Leistung im Trägersignal und Rauschleistung N – dem Träger-Rausch-Verhältnis (C/N) (*carrier to noise ratio*) – sowie dem Quotient aus empfangener Leistung und Rauschleistung N – dem Signal-Rausch-Verhältnis (S/N) (*signal to noise ratio*) unterschieden. Es gilt zu beachten, dass sich die Rauschleistung N, trotz gleichen Symbols, in S/N von der in C/N unterscheidet. Die Angabe der Verhältnisse erfolgt gewöhnlich in Dezibel (dB) (DIN 5493-2, von 1994).

Durch die Modulation des sinusförmigen Datenträgers mit einem pseudozufälligen Rauschen, den PRN-Codes (PRN – *pseudo-random noise*) und weiteren Daten, ändert sich die Form der Leistungsdichte *L* des transmittierten Signals (gemessen in Watt/Hertz) als Funktion der Frequenz *f*. Nach Langley (1997) gelten als Bezugspunkte die Empfangsantenne für die Leistung *C* und der Ausgang des Korrelators (Eingang des Datenmodulators bzw. des Code- und Phasendikriminators) für die Leistung *S*. Die Differenz zwischen *C* und *S* entsteht durch die Bandpassfilterung des modulierten Signals zur Unterdrückung bzw. Verringerung von Rausch- und Störsignalen aus angrenzenden Frequenzbereichen (z. B. GPS-L1-C/A-Code Übertragungsfunktion $G = 1575, 42 \pm 1,023$ MHz).

Nach Hartl (1988) lassen sich die verschiedenen Rauschquellen in innere und äußere Rauschquellen unterscheiden. Das innere Rauschen wird durch Geräte und Bauteile (z. B. Vorverstärker, Widerstände) verursacht. Das äußere Rauschen entsteht durch die in der Antennenumgebung aufgenommene Wärmestrahlung im relevanten Frequenzbereich wie z. B. von Objekten in der Umgebung, aber auch der Atmosphäre und der Sonne (siehe Langley (1997) und Shibuya (1987, Kap. 7)). Aufgrund der Richtcharakteristik der Empfangsantenne wird diese Strahlung vorwiegend in Bereichen niedriger Elevationen erfasst. Beide Klassen weisen den Charakter des thermischen Rauschens auf.

Das thermische Rauschen wird durch die zufällige Wärmebewegung der Ladungsträger in einem leitenden Medium hervorgerufen. Voraussetzung ist eine Temperatur größer als null Kelvin. Charakteristisch für thermisches Rauschen sind Spannungsschwankungen, d. h. rasche Fluktuationen mit Vorzeichenwechsel, die im Mittelwert null ergeben. Die Rauschleistung *N* ist unabhängig von der Mittenfrequenz (*center frequency* – CF) eines definierten Durchlassbereiches (*passband*). In diesem Zusammenhang wird von »weißem Rauschen« gesprochen, welches frequenzunabhängig ist

$$N = \mathbf{k}TB,\tag{2-9}$$

mit

Ν	Rauschleistung (W),
k	Boltzmann-Konstante (1,381 \cdot 10 ⁻²³ Ws/K),
Т	Temperatur (K),
В	Bandbreite (Hz).

Gleichung (2-9) zeigt die direkte Proportionalität der Rauschleistung *N* zur absoluten Temperatur des Leiters und zur Bandbreite. Für eine detaillierte Beschreibung der Thematik Rauschen wird auf Shibuya (1987, Kap. 7), Hartl (1988, Kap. 2) und Langley (1996a, 1997) verwiesen.

Das Rauschen überlagert das Nutzsignal, was nach Butsch und Kipka (2004) zu einer Gaußverteilten Fluktuation der Amplitude des Gesamtsignals führt. Dies wirkt sich – in Form einer Gaußverteilten Variation (*jitter*) – auf die Pseudostrecken- und Trägerphasenmessung aus. Die Wirkung der durch das Rauschen bedingten Amplitudenfluktuation auf die zu erwartenden Messabweichungen der Pseudostrecken- und Trägerphasenmessungen ist in Fenton u. a. (1991), Van Dierendonck u. a. (1992) und Eisfeller (1997) beschrieben.

Das Träger-Rausch-Verhältnis (C/N) ist von der Stärke des Empfangssignals (s. Abschn. 2.3.1) und der Rauschleistung abhängig. Das Signal-Rausch-Verhältnis (S/N) ermöglicht Aussagen zur Qualität des Empfangssignals und dient als Beurteilungskriterium der Signalakquisition. Der Grad der Synchronisation bzw. Korrelation von empfangenem und empfängerintern generiertem Signal wirkt sich auf S/N aus. Das bedeutet, nur bei perfekter Synchronisation bzw. Korrelation kann die Leistung des empfangenen Signals (Trägersignal) zurückgewonnen und das Messrauschen sowie die Bit-Fehlerrate minimiert werden (Butsch 2001).

Aufgrund der Verstärkung des GNSS-Signals zwischen Antenne und Korrelatorausgang ist C/N kleiner als S/N. Der Unterschied zwischen C/N und S/N kann nach Shibuya (1987) mittels *I*, dem Wirkungsgrad der Demodulation (S/N ratio improvement factor), quantifiziert werden

$$I = \frac{S/N}{C/N}.$$
(2-10)

2.3.2.1 Bestimmung des Träger-Rausch-Verhältnisses

Wie in Gleichung (2-9) gezeigt, ist die Rauschleistung im Wesentlichen von der Bandbreite des Bandpassfilters zum Zeitpunkt der Umwandlung der empfangenen Radiofrequenz (*radio frequency* – RF) zur Zwischenfrequenz (*intermediate frequency* – IF) abhängig. Abschließend erfolgt eine Normierung auf die meist endgültige Zwischenfrequenzbandbreite (z. B. 1 Hz). Das Verhältnis aus Trägerleistung und normierter Rauschleistung (auch Rauschleistungsdichte) wird als Träger-Rauschleistungsdichte-Verhältnis C/N_0 (*carrier to noise power density ratio*) bezeichnet. In Badke (2009) ist die Bestimmung von C/N_0 ausführlich beschrieben.

2.3.2.2 Bestimmung des Signal-Rausch-Verhältnisses

Die Signalstärke des modulierten Empfangssignals und die Rauschleistung können während des Korrelationsvorgangs geschätzt werden (\tilde{S} , \tilde{N}). Die Rauschleistung ergibt sich durch Integration der spektralen Leistungsdichte über die Bandbreite (siehe Van Dierendonck (1996, Anhang A), Butsch (2001, 2002)). Laut Butsch (2001) spielt vor allem die Schleifenbandbreite B_L (*loop bandwidth*) der Regelschleifen für Code und Phase eine entscheidende Rolle. Je größer die Bandbreite, desto schneller erfolgt die Korrelation (Synchronisation). Allerdings erhöht sich mit zunehmender Schleifen-

bandbreite die Rauschleistung gegenüber einer Regelschleife mit vergleichsweise geringerer Bandbreite (s. Gl. (2-9)).

Die Rauschleistungsdichte N_0 ergibt sich als Quotient der Rauschleistung N und der Schleifenbandbreite B_L

$$N_0 = \frac{N}{B_{\rm L}},\tag{2-11}$$

mit

 N_0 Rauschleistungsdichte (W/Hz),

N Rauschleistung (W),

 $B_{\rm L}$ Schleifenbandbreite (Hz).

Da B_L während der Korrelation variiert, ist es sinnvoll das Signal-Rausch-Verhältnis auf eine Schleifenbandbreite zu normieren. N_0 kann bei bekanntem B_L und bekanntem Schätzwert für die Rauschleistung \tilde{N} aus Gleichung (2-11) berechnet werden. Anhand der Gleichung (2-12) ergibt sich das Signal-Rauschleistungsdichteverhältnis,

$$S/N_0(\mathrm{dBHz}) = \tilde{S}/\tilde{N}(\mathrm{dB}) + B_\mathrm{L}(\mathrm{dBHz}), \tag{2-12}$$

mit

S/N_0	Signal-Rauschleistungsdichte-Verhältnis (dBHz),
$ ilde{S}/ ilde{N}$	geschätztem Signal-Rausch-Verhältnis (dB),
$B_{\rm L}$	Schleifenbandbreite (dBHz).

Code-Rekonstruktionstechniken wie z. B. die Quadrierung (*squaring*), die Kreuzkorrelation (*cross-correlation*), Korrelation plus Quadrierung (*code correlation plus squaring*) und das Z-tracking führen nach Hofmann-Wellenhof u. a. (2008, S. 101) zu einer Reduzierung der Signal-Rauschleistungsdichte-Verhältniswerte.

Signalqualitätswerte werden bisher vom Großteil der Anwender nicht verwendet. Gründe sind zum einen das Problem der eindeutigen Definition und die Unkenntnis über die Größe verschiedener Parameter (z. B. Bandbreiten der Regelschleifen). Zum anderen verwenden Hersteller eigene Größenangaben, die zum Teil auf einen bestimmten Wertebereich normiert wurden. So verwendet zum Beispiel Trimble für ältere Empfänger »willkürliche Messeinheiten«, so genannte *arbitrary measurement units* (AMU). Dem Nutzer bereitet die Umrechnung der AMU-Werte, aufgrund der Unkenntnis der Algorithmen, meist Probleme. Auch in den Versionen 2.10 und 2.11 des *receiver independent exchange format* (RINEX), in denen Signalqualitätswerte als Beobachtungsgröße vorgesehen sind, ist die Formulierung nicht eindeutig: »S: Raw signal strengths or SNR values as given by the receiver for the respective phase observations« (Gurtner und Estey 2007), d. h. es können sowohl die Rohdaten der Signalstärke als auch die Originalwerte für S/N der L1- und L2-Beobachtungen eingetragen werden. Für den Nutzer ist diese »weiche« Formulierung irritierend. Der Anwender hat einzig im Kontakt zum Hersteller die Möglichkeit, die eindeutige Zuweisung der Signalqualitätswerte in der RINEX-Datei zu erhalten.

Mehrwegeausbreitung

Zu den dominierenden stationsabhängigen Abweichungen bei der hochpräzisen GNSS-Positionierung zählt die Mehrwegeausbreitung. Diese ist zwischen verschiedenen Stationen unkorreliert und kann nicht durch Relativmessungen verringert werden.

In diesem Kapitel wird die Entstehung von Mehrwegesignalen beschrieben. Der Schwerpunkt liegt auf Mehrwegesignalen, die durch Reflexion entstehen. Des Weiteren wird deren Einfluss auf die GNSS-Beobachtungen detailliert dargestellt.

3.1 Grundprinzip

Mehrwege (*multipath*) entstehen, wenn das direkte Signal eines Senders (z. B. GPS-Satellit) in der Umgebung der Empfangsantenne reflektiert oder gebeugt wird (Abb. 3-1). Bei der Reflexion (*re-flection*) ist das reflektierte Signal, aufgrund der längeren Signallaufzeit, gegenüber dem direkten Signal zeitlich verzögert und hat zudem eine geringere Signalstärke. Die Überlagerung (Interferenz) dieser Signale führt zu einem phasenverschobenen Mischsignal mit veränderter Signalstärke. Unter bestimmten Umständen ist es möglich, dass nur das reflektierte Signal, eine entsprechend hohe Signalstärke des Umwegsignals vorausgesetzt, die Empfangsantenne erreicht.

Das von der GPS-Antenne empfangene Mischsignal wird vom Empfänger aufgezeichnet, da dieser nur begrenzt zwischen den Signalen unterscheiden kann. Anstelle des direkten Signals wird das Mischsignal mit den im Empfänger generierten Referenzsignalen in den entsprechenden Messschleifen (*tracking loops*) synchronisiert und korreliert. Das Mischsignal führt zu einer stationsabhängig wirkenden Messabweichung der Pseudostreckenmessung – der Mehrwegeabweichung. Diese Mehrwegeabweichungen gelten bei der hochpräzisen Positionierung mittels GNSS als der die Genauigkeit limitierende Faktor.

Bei der Beugung (*diffraction*) wird das direkte Signal an Kanten (z. B. von Gebäuden) zur Empfangsantenne gebeugt. Es besteht keine direkte Sicht zwischen Sender und Empfänger. Aufgrund der Beugung verlängert sich der Signalweg und es kommt zu einer Abnahme der Signalstärke bis hin zum »Signalabriss«. Anders als bei der Reflexion entsteht kein Mischsignal, das vom Empfänger empfangen und verarbeitet wird.

Nachfolgend werden die Eigenschaften von Reflexion und Beugung und deren Auswirkung auf die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen detaillierter beschrieben.



Abb. 3-1: Grundprinzip der Entstehung von Mehrwegesignalen

3.2 Physikalische Erscheinungen bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen

Dieser Abschnitt legt die Grundlagen der einzelnen physikalischen Erscheinungen und den Einfluss auf die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen – insbesondere der Mikrowellen im Bereich von 1 bis 2 GHz – dar (s. Abb. 3-1). Zur Vereinfachung der Wellenvorgänge und zur Beschreibung der Effekte wird die Ausbreitung der Wellen unter dem Gesichtspunkt der geometrischen Optik (Lichtstrahl) beschrieben.

3.2.1 Reflexion

Von Reflexion wird gesprochen, wenn Wellen (z. B. elektromagnetische) an der Grenzschicht zweier verschiedener Medien zurückgeworfen werden. Prinzipiell wird zwischen gerichteter Reflexion (*specular reflection*) und diffuser Reflexion (*diffuse reflection*) unterschieden (Abb. 3-2 (a) und (b)). Die gerichtete Reflexion ist deterministischer Natur, wohingegen die diffuse Reflexion zufälliger Natur ist. Die Art der Reflexion ist weitestgehend abhängig von der »Rauigkeit« (*roughness*) der Oberfläche sowie der Wellenlänge λ und dem Einfallswinkel ξ der elektromagnetischen Welle.



Abb. 3-2: Unterscheidung bei Reflexion: (a) Reflexionsgesetz der geometrischen Optik. Einfallender Strahl, Lot (Flächennormale) und reflektierter Strahl liegen in einer Ebene. Einfallswinkel gleich Ausfallswinkel ($\xi = \xi_r$). (b) diffuse Reflexion an einer rauen Grenzschicht zwischen zwei Medien.

3.2.1.1 Gerichtete Reflexion

In einem homogenen Medium (Brechungsindex n = konst.) breitet sich Licht geradlinig aus, d. h. der eingeschlagene geometrische Weg zwischen zwei Punkten ist ein Minimum. An der Grenzfläche zweier verschiedenartiger Medien kommt es zu einer Reflexion. Dabei folgen die Lichtstrahlen den Gesetzmäßigkeiten des Fermat'schen Prinzips (Reflexionsgesetzes), d. h. einfallender und reflektierter Strahl bilden mit dem Einfallslot (Flächennormale) gleiche Winkel ($\xi = \xi_r$) und liegen in einer Ebene (s. Abb. 3-2 (a)). Treffen die Lichtstrahlen auf eine spiegelnde Fläche, so kommt es zu einer gerichteten Reflexion bzw. Spiegelreflexion (Stroppe 1986). Effekte durch Transmission bleiben nachfolgend unberücksichtigt.

Die Modellannahme eines diskreten Reflexionspunktes ist bei elektromagnetischen Wellen, wie sie bei GPS verwendet werden, nicht ausreichend. Wie in Abschnitt 2.3.1 dargestellt, hat das vom GPS-Satellit abgestrahlte Signal einen Öffnungswinkel von $\pm 13,9^{\circ}$. Statt eines einzelnen Punktes gibt es Bereiche in der Reflektorebene – die Fresnel-Zonen – in denen die elektromagnetischen Wellen reflektiert werden. Abbildung 3-3 verdeutlicht das Prinzip der Fresnel-Zonen. Zwischen Satellit und dem Spiegelpunkt der Empfangsantenne an der Reflektorebene können eine Vielzahl von Rotationsellipsoiden konstruiert werden, wobei sich Satellit und Spiegelpunkt der Antenne jeweils in den Brennpunkten der Ellipsoide befinden (P_S und P'_A). Für jeden Punkt P_r auf einem der Ellipsoide gilt nach Sizun (2005):

$$P_{\rm S}P_{\rm r} + P_{\rm r}P_{\rm A}^{'} = P_{\rm S}P_{\rm A}^{'} + m\frac{\lambda}{2}, \qquad (3-1)$$

mit

 $P_{\rm A}, P'_{\rm A}$ Brennpunkte der Fresnel-Ellipsoide, $P_{\rm r}$ Reflexionspunkt,



Abb. 3-3: Schnitt des Fresnel-Ellipsoids der Ordnung m = 1 mit der Reflektorebene bei gerichteter Reflexion sowie die Fresnel-Zonen der Ordnung m = 1, 2, ..., 5. Die Punkte P_S, P'_A (Spiegelpunkt von P_A an der Reflektorebene) entsprechen den Brennpunkten des Fresnel-Ellipsoids erster Ordnung.

m ganzzahlige Nummer des Fresnel-Ellipsoids.

Das erste Fresnel-Ellipsoid (m = 1) beschreibt den Bereich bei der Übertragung Sender–Empfänger, in dem der größte Teil der Energie übertragen wird. Der Radius R_{FE_m} des *m*-ten Ellipsoids an einer bestimmten Stelle der Übertragung berechnet sich nach Sizun (2005),

$$R_{\rm FE_m} = \sqrt{\frac{m\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}},\tag{3-2}$$

mit

 R_{FE_m} Radius des *m*-ten Fresnel-Ellipsoids (m), d_1 Abstand vom Brennpunkt P_S des Fresnel-Ellipsoids (m),

 d_2 Abstand vom Brennpunkt P'_A des Fresnel-Ellipsoids (m).

An der Oberfläche der Ellipsoide kommt es für m gerade zu konstruktiver Interferenz und für m ungerade zu destruktiver Interferenz.

Die elliptischen Begrenzungsflächen, die sich durch Verschneidung der Fresnel-Ellipsoide mit einer Ebene (z. B. Reflektorebene) ergeben, werden als Fresnel-Zonen bezeichnet. Die Neigung der Schnittebene gegenüber den Fresnel-Ellipsoiden bestimmt die Exzentrizität der Fresnel-Zonen. Übertragen auf GNSS und eine horizontale Reflektorebene bedeutet dies, je kleiner der Elevationswinkel des einfallenden Signals ist, desto größer ist die Exzentrizität der Fresnel-Zone und damit der Bereich, in dem die Signale reflektiert werden können. Bei einer vertikalen Reflektorebene vergrößert sich die Fresnel-Zone mit steigender Elevation der Satelliten. Die Fresnel-Zone *m*-ter Ordnung ist definiert als die Fläche zwischen den beiden Ellipsen, die durch den Schnitt der Fresnel-Ellipsoide der Ordnungen *m* und m - 1 mit der Reflektorebene entstehen (vgl. Abb. 3-3). Im Fall von GNSS, wo der Abstand Satellit–Reflektor um ein Vielfaches größer ist als der Abstand Empfangsantenne– Reflektor, kann die Fläche der ersten Fresnel-Zone (*F*₁) nach van Nee (1995) wie folgt abgeschätzt werden:

$$F_1 \cong \frac{\pi \lambda l_1}{\cos \xi},\tag{3-3}$$

mit

 F_1 Fläche der ersten Fresnel-Zone (m²), l_1 Abstand zwischen Reflexionspunkt P_r und der Antenne P_A (m).

Die Anordnung potentieller Reflektoren in Kombination mit dem Einfallswinkel der Signale spielt eine entscheidende Rolle für die Entstehung von Mehrwegesignalen. Neben der Ausrichtung einer möglichen Reflektorebene beeinflusst das Material, d. h. die dielektrische Leitfähigkeit (Permittivität), die Reflexion. Die Quantifizierung der dielektrischen Leitfähigkeit erfolgt über die relative Permittivität ε_r . Sie ist eine dimensionslose, frequenz-, temperatur- und materialabhängige Größe. Die relative Permittivität ist komplexwertig

$$\varepsilon_{\rm r} = \varepsilon_{\rm r}^{'} + j \underbrace{\frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}}_{\varepsilon_{\rm r}^{''}}, \tag{3-4}$$

mit

 $\begin{array}{ll} \varepsilon_{\rm r} & \mbox{relative Permittivität für Medium 1,} \\ \varepsilon_{0} & \mbox{Permittivität für Vakuum (8,85410^{-12}\,{\rm S/m}),} \\ \varepsilon_{\rm r}^{'} & \mbox{Realteil der relativen Permittivität (Medium 1),} \\ \varepsilon_{\rm r}^{''} & \mbox{Imaginärteil der relativen Permittivität (Medium 1),} \\ \sigma & \mbox{elektrische Leitfähigkeit (Konduktivität) (S/m),} \end{array}$

ω Kreisfrequenz (ω = 2πf) (Hz).

Der Imaginärteil $\varepsilon_{r}^{''}$ beschreibt die dielektrischen Verluste der Permittivität (z. B. Wärmeverlust). Bei $\varepsilon_{r}^{''} = 0$ gibt es im Zuge der Reflexion keine dielektrischen Verluste. Das Vakuum ist gekennzeichnet durch $\varepsilon_{r} = 1$. Bei allen anderen Materialen ist $\varepsilon_{r} > 1$. Werte für die relative Permittivität und die elektrische Leitfähigkeit verschiedener Materialien finden sich in von Hippel (1954) und ITU-R (1992).

Das Material (ε'_{r}, σ) der Reflektorebene hat, neben dem Einfallswinkel ξ des GNSS-Signals, Auswirkung auf die Polarisation (Form und Orientierung) des reflektierten Signals. Zur Beschreibung der Änderungen dienen die aus den Fresnel'schen Gleichungen abgeleiteten linearen Reflexionskoeffizienten. Es wird zwischen Koeffizienten für vertikale (parallele) und horizontale Polarisation unterschieden (David und Voge 1969):

$$R_{\rm v}(\xi) = \frac{\varepsilon_{\rm r} \cos \xi - \sqrt{\varepsilon_{\rm r} - \sin^2 \xi}}{\varepsilon_{\rm r} \cos \xi + \sqrt{\varepsilon_{\rm r} - \sin^2 \xi}},\tag{3-5a}$$

$$R_{\rm h}(\xi) = \frac{\cos\xi - \sqrt{\varepsilon_{\rm r} - \sin^2\xi}}{\cos\xi + \sqrt{\varepsilon_{\rm r} - \sin^2\xi}},\tag{3-5b}$$

mit

$$R_{\rm v}$$
 linearer Reflexionskoeffizient für vertikale Polarisation,

*R*_h linearer Reflexionskoeffizient für horizontale Polarisation.

Ergebnisse für Reflexionskoeffizienten sind aufgrund Gleichung (3-4) komplex. Der Betrag des jeweiligen Koeffizienten beschreibt das Größenverhältnis von ursprünglicher zu reflektierter Signalamplitude. Sind die Beträge von R_v und R_h gleich, entspricht dies einem zirkular polarisiertem Reflexionssignal. Anderenfalls ist das reflektierte Signal elliptisch polarisiert. Anhand des Arguments der Koeffizienten können Aussagen zur Änderung der Phasenlage getroffen werden. Für zirkular polarisierte Signale, wie sie bei GNSS-Systemen verwendet werden, ist die Betrachtung von zirkularen Reflexionskoeffizienten nach Flock (1987) anstelle der linearen Koeffizienten (s. Gl. (3-5)) aufschlussreicher,

$$R_{\rm z} = \frac{R_{\rm h} + R_{\rm v}}{2},\tag{3-6a}$$

$$R_{\rm k} = \frac{R_{\rm h} - R_{\rm v}}{2},\tag{3-6b}$$

mit

- *R*_z zirkularer Reflexionskoeffizient für die ursprüngliche Polarisation,
- R_k zirkularer Reflexionskoeffizient für kreuzpolarisierte Komponente.

Wird eine zirkular polarisierte Welle reflektiert, beinhaltet die reflektierte Welle im Allgemeinen eine Komponente der ursprünglichen zirkularen Polarisation sowie eine kreuzpolarisierte Komponente. Auf GNSS übertragen bedeutet dies, dass die reflektierte Welle Komponenten rechtsdrehender und linksdrehender Polarisation beinhaltet. Der Einfallswinkel ξ des Satellitensignals und das Material der Reflektorebene haben Auswirkung darauf, welche Komponente im reflektierten Signal dominiert.

In Abbildung 3-4 sind die Beträge der zirkularen Reflexionskoeffizienten R_z und R_k in Abhängigkeit verschiedener Materialien und Einfallswinkel für die GPS-Trägerfrequenz L1 dargestellt. Die grauen Bereiche kennzeichnen die Bereiche des Einfallswinkels, in denen die ursprüngliche Polarisation dominiert. In den nicht gesondert hervorgehobenen Bereichen dominiert die kreuzpolare Komponente. Für Materialoberflächen mit einer hohen relativen Permittivität und einer hohen elektrischen Leitfähigkeit – Süßwasser und Meerwasser – ist der Bereich, in denen die originäre Polarisation dominiert, vergleichsweise gering. Bei einer horizontalen Reflektorebene aus diesen Materialien ändert sich die Polarisation bei GNSS-Signalen bereits bei niedrigen Elevationen (großer Einfallswinkel). Bei sehr trockenem Boden oder Eis kann der Bereich, in dem die ursprüngliche Polarisation dominiert, bis zu 30° betragen.

Entscheidend für die Änderung der Polarisation ist der Brewster- bzw. Polarisationswinkel ξ_B ,

$$\xi_{\rm B} = \arcsin\sqrt{\frac{\varepsilon_{\rm r_2}}{\varepsilon_{\rm r_2}+1}},\tag{3-7}$$

mit

 $\xi_{\rm B}$ Brewster- oder Polarisationswinkel (°),

 ε_{r_2} relative Permittivität für Medium 2.

Der Brewster-Winkel ξ_B beschreibt den Einfallswinkel, bei dem die Reflexionsleistung der horizontal polarisierten Welle dominiert, wohingegen die Reflexionsleistung der vertikal polarisierten Welle gegen null geht ($R_v \rightarrow 0$). Die reflektierte Welle ist linear polarisiert. Die Abhängigkeit des Brewster-Winkels von den Materialeigenschaften der Reflektorebene wird in Abbildung 3-4 verdeutlicht. Im Fall von rechtsdrehend zirkular polarisierten GPS-Signalen gilt:

- Ist der Einfallswinkel ξ größer als der Brewster-Winkel ξ_B, dann dominiert theoretisch die ursprüngliche Polarisation RHCP. Aufgrund der Reflexion kommt es zu einer Veränderung der Elliptizität*, aber nicht zu einer Änderung des Umlaufsinns, d. h. zirkulare Polarisation geht in elliptische Polarisation über RHCP → RHEP (RHEP *right hand elliptical polarisation*).
- Ist der Einfallswinkel ξ kleiner als der Brewster-Winkel ξ_B , dann dominiert die kreuzpolare Komponente und es kommt neben der Änderung der Elliptizität auch zu einer Änderung des



Abb. 3-4: Beträge zirkularer Reflexionskoeffizienten unter Verwendung des GPS-Trägerphasensignals L1 für verschiedene Oberflächenmaterialien (ε'_r, δ) in Abhängigkeit vom Einfallswinkel ξ der Signale.

Umlaufsinns, d. h. rechtsdrehend zirkulare Polarisation geht in linksdrehend elliptische Polarisation über – RHCP \rightarrow LHEP (LHEP – *left hand elliptical polarisation*). Lediglich bei senkrecht an der Grenzfläche reflektierten Signalen geht rechtsdrehend zirkulare Polarisation in linksdrehend zirkulare Polarisation über – RHCP \rightarrow LHCP (LHCP – *left hand circular polarisation*). Neben den zuvor beschriebenen Bedingungen bzw. Voraussetzungen für die gerichtete Reflexion ist die »Rauigkeit« der Reflektorebene (Grenzschicht) ausschlaggebend. Nur wenn diese, verglichen mit der Wellenlänge des Signals, relativ klein ist, kann es zu einer gerichteten Reflexion kommen. Anderenfalls wird das einfallende Signal diffus reflektiert.

3.2.1.2 Diffuse Reflexion

Von der gerichteten Reflexion an einer weitestgehend ebenen Grenzfläche zwischen zwei Medien ist die diffuse Reflexion (*diffuse reflection*) an einer rauen Grenzfläche zu unterscheiden. Die parallel einfallenden Strahlen werden in unterschiedliche Richtungen reflektiert (Abb. 3-2(b)). Ursache ist die raue Oberfläche, die dazu führt, dass die Einfallslote und damit die Einfallswinkel unterschiedlich sind. Die diffuse Reflexion ist zufälliger Natur, d. h. sie ist die Summe einer Vielzahl von Einzelreflexionen mit vergleichbaren Amplituden und zufälliger Phasenlage zwischen 0 und 2π (Forssell 2008). Die resultierende Gesamtamplitude unterliegt den Gesetzmäßigkeiten der Rayleigh-Verteilung.

Die Abbildung 3-5 zeigt den geometrischen Zusammenhang zur Bestimmung der Phasendifferenz zwischen den bei Punkt A und Punkt B gerichtet reflektierten Wellen an einer statistisch rauen Oberfläche. Der vertikale Abstand zwischen den Reflexionspunkten A und B beträgt $\Delta h_{\rm R}$. Die Phasendifferenz $\Delta \phi$ ergibt sich nach Beckmann und Spizzichino (1987) wie folgt:

$$\Delta \varphi = \frac{4\pi \Delta h_{\rm R}}{\lambda} \cos \xi, \qquad (3-8)$$

mit

$$\Delta h_{\rm R}$$
 Höhenunterschied zwischen Reflexionspunkten (m),
 $\Delta \phi$ Phasendifferenz zwischen zwei Reflexionspunkten (rad)

Für den Fall einer glatten Oberfläche ist die Phasendifferenz klein und die Wellenfronten sind nahezu in Phase. Mit zunehmender Rauigkeit der Oberfläche (h_R nimmt zu) vergrößert sich die Phasendifferenz. Bei $\Delta \varphi = \pi$ kommt es zu destruktiver Interferenz, was zur vollständigen Auslöschung der beiden Reflexionssignale führt (kein Energiefluss in Ausbreitungsrichtung). Für $\Delta \varphi = 0$ kommt es zu konstruktiver Interferenz. Der Grenzwert für den Übergang von gerichteter zu diffuser Reflexion liegt laut Beckmann und Spizzichino (1987) bei $\Delta \varphi = \pi/2$. Anhand der Gleichung (3-8) und dem Grenzwert für die Phasenverschiebung lässt sich der Schwellwert für die Oberflächenrauigkeit – das Rayleigh-Kriterium – ableiten:

$$\underbrace{\frac{\lambda}{8\cos\xi}}_{\text{rau}} \leq \Delta h_{\text{R}} \underbrace{< \frac{\lambda}{8\cos\xi}}_{\text{glatt}}.$$
(3-9)



Abb. 3-5: Geometrischer Zusammenhang zur Bestimmung der Phasendifferenz $\Delta \varphi$ zwischen der bei Punkt A und Punkt B gerichtet reflektierten Welle an einer statistisch rauen Oberfläche ($\xi = \xi_r$). Der vertikale Abstand der Reflexionspunkte A und B beträgt Δh_R .

Als Grenzwert für den Übergang von gerichteter zu diffuser Reflexion erwiesen sich Werte für $\Delta \phi$ von $\pi/4$ und $\pi/8$ als realistischer. Der Faktor 8 in Gleichung (3-9) muss durch 16 oder 32 ersetzt werden,

$$\underbrace{\frac{\lambda}{32\cos\xi} \le \Delta h_{\rm R}}_{\rm rau} \le \underbrace{\frac{\lambda}{32\cos\xi}}_{\rm glatt}.$$
(3-10)

Gleichung (3-10) wird als Fraunhofer-Kriterium bezeichnet. Laut Geng und Wiesbeck (1998) ist das Fraunhofer-Kriterium dem Rayleigh-Kriterium vorzuziehen, da nur dieses mit experimentellen Ergebnissen übereinstimmt. Eine zuverlässigere Aussage bzgl. der Rauigkeit einer Grenzschicht bzw. Oberfläche lässt sich anhand der rechten Seite von Gleichung (3-8) treffen. Eine Oberfläche kann als nahezu glatt bezeichnet werden, wenn

$$\frac{\Delta h_{\rm R}}{\lambda} \to 0 \quad \text{oder} \quad \xi \to 90^{\circ}, \tag{3-11}$$

gilt. Diffuse Reflexion tritt ein, wenn die Rauigkeit bzw. Unebenheit gegenüber der Wellenlänge relativ groß ist. Allerdings kann diffuse Reflexion schon bei geringer Oberflächenrauigkeit und kleinem Einfallswinkel auftreten.

Wird ein horizontaler Reflektor in der Umgebung einer GNSS-Station betrachtet, so kann es für GNSS-Satelliten mit hoher Elevation bereits bei kleinen Werten für Δh_R zu diffuser Reflexion kommen. Bei niedriger Elevation der Satelliten und gleicher Rauigkeit der Oberfläche wird das Signal unter Umständen gerichtet reflektiert. Für einen vertikalen Reflektor ist es umgekehrt.

Der Bereich, in dem die Oberflächenrauigkeit entscheidend für die Art der Reflexion ist, lässt sich, wie im vorhergehenden Abschnitt beschrieben, durch die erste Fresnel-Zone begrenzen (s. Abb. 3-3). $\Delta h_{\rm R}$ repräsentiert die durchschnittliche Höhe der Unebenheiten in der Grenzschicht im Bereich der ersten Fresnel-Zone. Ausführlichere Betrachtungen zur Thematik der diffusen Reflexion elektromagnetischer Wellen an rauen Oberflächen sind in Beckmann und Spizzichino (1987) beschrieben.

3.2.2 Beugung

Neben den durch Reflexion hervorgerufenen Mehrwegesignalen müssen jene berücksichtigt werden, die durch Ablenkung bzw. Beugung (*diffraction*) der elektromagnetischen Wellen an Kanten und Reflektoren entstehen. Unter Beugung werden die Effekte zusammengefasst, durch die bei endlichen Frequenzen, d. h. für nicht verschwindende Wellenlängen, die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen von der Prognose der Strahlenoptik abweicht (Geng und Wiesbeck 1998). Es kommt zu einer Richtungsänderung der Signale hinein in die geometrische Schattenzone hinter dem »Sichthindernis«. In Abbildung 3-6(a) ist das Prinzip der Beugung vereinfacht dargestellt. Zur Berechnung bzw. Abschätzung der Beugungseffekte kommen laut Geng und Wiesbeck (1998) verschiedene Verfahren zur Anwendung. Dies sind unter anderem feldtheoretische Verfahren, Hochfrequenzapproximation (geometrische Beugungstheorie, physikalische Beugungstheorie), Verfahren zur Berechnung der Beugung an absorbierenden Halbebenen (*knife edge diffraction, multiple-knife-edge diffraction*) und empirische Lösungsverfahren. Die letzten beiden Verfahren kommen, aufgrund ihrer einfachen Handhabung, häufig bei der Beschreibung der Beugungsdämpfung zur Anwendung.

Das am einfachsten zu behandelnde Sichthindernis ist eine absorbierende Halbebene in Form eines scharfkantigen Hindernisses (*knife edge*). Die resultierende analytische Lösung erlaubt Aussagen zur Frequenzabhängigkeit der Beugungsdämpfung. Die Beugung an einer Kante lässt sich mit Hilfe des Huygen'schen Prinzips beschreiben. Dieses besagt, dass jeder Punkt einer Wellenfront als Quelle einer sphärischen Welle (Elementarwelle) betrachtet werden kann. Die resultierende Wellenfront ergibt sich als äußere Einhüllende der einzelnen Elementarwellen. Das Prinzip ist in der Abbildung 3-6(b) dargestellt. Die Halbebene verläuft senkrecht zum direkten Signalweg zwischen Sende- und Empfangsantenne. h_K bezeichnet den kürzesten Abstand zwischen der Kante (P_b) und dem direkten Signalweg. Der Abstand hat ein positives Vorzeichen, solange P_b oberhalb des direkten Signalwegs liegt, andernfalls ist h_K negativ. Anhand der in Abbildung 3-6(b) dargestellten Geometrie lässt sich der dimensionslose Parameter v (Fresnel-Beugungsparameter) nach ITU-R (2007) berechnen,

$$d_{\rm A} = \sqrt{(h_{\rm H} - h)^2 + h_{\rm v}^2},$$

 $\alpha_1 = \arctan\left(\frac{h_{\rm H} - h}{h_{\rm v}}\right) - el,$

 $h_{\rm K} = d_{\rm A} \sin \alpha_1$,



Abb. 3-6: Beugungseffekte elektromagnetischer Wellen: (a) Beugung an einem Sichthindernis; (b) geometrischer Zusammenhang zur *knife edge* Beugung. d_S beschreibt den Abstand vom Sender zum Beugungspunkt P_b und d_A vom Beugungspunkt zur Antenne (P_A). Die Höhe der Antenne sowie der horizontale Abstand zum Beugungspunkt werden mit h und h_v bezeichnet. Die Höhe von P_b ist mit h_H gegeben. Der kürzeste Abstand zwischen Beugungskante und direkter Sichtverbindung ist durch h_K gekennzeichnet.

$$v = h_{\rm K} \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\underbrace{\frac{1}{d_{\rm S}}}_{\to 0} + \frac{1}{d_{\rm A}}\right)} = h_{\rm K} \sqrt{\frac{2}{\lambda d_{\rm A}}},\tag{3-12}$$

mit

mu	
Pb	Beugungspunkt an einem scharfkantigen Hindernis,
$d_{\rm S}$	Abstand des Senders zur Beugungskante (m),
d_{A}	Abstand der Antenne zur Beugungskante (m),
$h_{ m v}$	horizontalem Abstand Beugungskante – Antenne (m),
h	Antennenhöhe (m),
$h_{ m H}$	vertikalem Abstand der Beugungskante (m),
h_{K}	kürzestem Abstand zwischen Beugungskante und direktem Signalweg (m),
v	Fresnel-Beugungsparameter,
α_1	Winkel zwischen direktem Signalweg und Beugungskante (°).

Der Betrag der normierten Beugungsdämpfung $D_{\rm B}(v)$ (dB) lässt sich nach Geng und Wiesbeck (1998) durch

$$|D_{\rm B}(v)|({\rm d}{\rm B}) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{1}{2} - C(v)\right)^2 + \left(\frac{1}{2} - S(v)\right)^2},\tag{3-13}$$

mit

C(v) und S(v) Fresnel-Integrale,

approximieren. Bei einem abgerundeten Sichthindernis (*rounded edge*) muss neben der Frequenz und dem Abstand auch der Krümmungsradius berücksichtigt werden (ITU-R 2007, Abschn. 4.2). Anhand der Gleichung (3-13) lassen sich drei Grenzfälle ableiten:

$$|D_{\rm B}(v)|({\rm dB}) = \begin{cases} \approx 0 & v < 0 \ (h_{\rm K} < 0, \ {\rm Sichtbereich}) \\ -6 & v = 0 \ (h_{\rm K} = 0, \ {\rm Schattengrenze}) \\ \approx -13, 5 - 20 \log(v) & v > 0 \ (h_{\rm K} > 0, \ {\rm Schattenzone}). \end{cases}$$

Für eine Beugungskante mit $h_{\rm K} < 0$, d. h. die Antenne befindet sich im Sichtbereich, ergibt sich keine Änderung gegenüber dem Freiraumfall. Für den Fall $h_{\rm K} = 0$ befindet sich die Antenne an der Schattengrenze, d. h. es kommt bereits zu einer Beugungsdämpfung von – 6 dB. Ist $h_{\rm K} > 0$, befindet sich die Antenne in der Schattenzone. Die Beugungsdämpfung kann mit –13,5 – $20 \log(v)$ approximiert werden.

In Abbildung 3-7 ist die Beugungsdämpfung exemplarisch für die Wellenlänge der GPS-Trägerphase L1 eines aufsteigenden Satelliten dargestellt. Die absolute Höhe der Beugungskante $h_{\rm H}$ im Beispiel beträgt 1,8 m, mit einer Antennenhöhe h = 1,0 m und einem horizontalen Abstand $h_{\rm v} = 0,6$ m. Der Bereich der Schattenzone ist in der Abbildung in Grau dargestellt. Die Schattengrenze liegt bei einer Elevation von ca. 53°. Vor dem Erreichen der Schattengrenze kommt es bereits zu partiellen Abschattungen, was anhand der Sinusschwingung der Beugungsdämpfung deutlich wird. Die Auswirkungen der Beugung auf die GNSS-Messung werden in einem späteren Abschnitt betrachtet. Für weitere Ausführungen zur Thematik der Beugung wird auf Geng und Wiesbeck (1998) sowie ITU-R (2007) verwiesen.

3.2.3 Elektromagnetische Störungen

Wie im Abschnitt 2.3.1 beschrieben, ist das von Antenne und Empfänger empfangene GNSS-Signal »schwach«. Das Signal wird dadurch anfällig gegenüber Hochfrequenzstörungen (*radio frequency interference*) was dazu führt, dass die Positionsbestimmung gestört oder unmöglich wird. Die Hochfrequenzstörungen lassen sich in breitbandig (*wide-band*) und schmalbandig (*narrow-band*) unterteilen. Die Bezeichnung ist abhängig von der Bandbreite des Störsignals, verglichen mit der Bandbreite des Nutzsignals. Nach Ward u. a. (2006b) lassen sich die verschiedenen Hochfrequenzstörungen hinsichtlich Typ und Störquelle unterscheiden (Tabelle 3-1).

Die Störung der GNSS-Signale kann unbeabsichtigt (außerhalb der GNSS-Frequenzbänder) oder beabsichtigt (innerhalb der GNSS-Frequenzbänder) sein. Letzteres wird in der Literatur mit dem Begriff *jamming* bezeichnet und bedeutet für militärische Anwendungen eine entscheidende Störquelle. Es kann aber auch zu Störungen innerhalb eines Systems kommen, wenn sich Signale glei-



Abb. 3-7: Betrag der normierten Beugungsdämpfung $|D_B(v)|(dB)$ am Beispiel eines scharfkantigen Hindernisses und eines aufsteigenden GPS-Satelliten (Wellenlänge der GPS-Trägerphase L1, $h_H = 1,8 \text{ m}$, h = 1,0 m, $h_v = 0,6 \text{ m}$). Die Schattengrenze liegt bei einer Elevation von ca. 53°. Oberhalb dieser Elevation besteht direkte Sichtverbindung zwischen Antenne und Satellit.

Signal	Тур	mögliche Störquelle
breitbandig	bandbegrenztes Gauß'sches Rauschen	beabsichtigte, mit der Bandbreite übereinstimmende Störung
	Phasen-/Frequenzmodulation	Fernsehübertragung oder Nachbarband-Mikrowellen-Richtfunk
	übereinstimmendes Spektrum	absichtlich ans Spektrum angepasste Störsender, nahegelegene Pseudo-Satelliten (<i>pseudolite</i>)
	Impuls	jegliche Art von Impulssendern wie z.B. Radar oder Ultra-Weitband (UWB)
schmalbandig	Phasen-/Frequenzmodulation	AM-Radiostation, CB-Funk, Amateurfunk-Relaisstationen
	gewobbelte kontinuierliche Welle	absichtliche gewobbelte CW-Störsender FM-Stationssender,
	kontinuierliche Welle	absichtliche CW-Störsender oder im Nachbarband gesendete unmodellierte Trägersignale

Tab. 3-1: Typen	der Hochfreq	uenzstörung und	ihre Quellen	(Ward u. a	a. 2006b)
-----------------	--------------	-----------------	--------------	------------	-----------

chen Typs von verschiedenen Satelliten überlagern. In der Literatur wird dies als Selbst-Interferenz (*self-interference*) bezeichnet. Neben der Interferenz innerhalb eines Systems kann es, durch die derzeitige Zunahme der Satellitennavigationssysteme, zukünftig zu Störungen zwischen den einzelnen Systemen kommen (*intersystem interference*).

Zielt die Einflussnahme (Störung) nicht auf die Verhinderung der Positionierung ab, sondern erfolgt sie stattdessen mit der Absicht eine grob falsche Positionslösung des Empfängers zu erzeugen, so wird von *spoofing*¹ gesprochen. Um dies z. B. bei GPS zu umgehen, wird der öffentliche P-Code zum geheimen P(Y)-Code verschlüsselt – *anti-spoofing* (AS).

Hochfrequenzstörungen spielen für die Entstehung von Mehrwegen eine untergeordnete Rolle. Sie sorgen dennoch für eine Abschwächung der empfangenen Signalstärke und haben somit Auswirkungen auf die Signalqualität (s. Abschn. 3.4). Weiterführende Informationen zur Thematik der Hochfrequenzstörungen finden sich in Ward u. a. (2006b) und MacGougan u. a. (2001).

3.3 Geometrischer Zusammenhang zwischen Satelliten-, Antennenund Reflektorposition

Die Positionen von Satellit, Antenne und Reflektor sind entscheidend für die durch Reflexion entstehenden Mehrwege. Wie in Irsigler (2008) dargestellt, wird die Umweglänge als Funktion der Satelliten- und Reflektorposition bezüglich der Position der Empfangsantenne beschrieben. Abbildung 3-8(a) verdeutlicht diesen geometrischen Zusammenhang. Die Empfangsantenne (Antennenphasenzentrum) befindet sich im Ursprung des lokalen Horizontsystems (P_A). Bezogen auf dieses Koordinatensystem werden die Positionen des Satelliten und des Reflektors mit deren Azimut und Elevation (az, el, az_r , el_r) beschrieben. Der horizontale Abstand zwischen Reflexionspunkt P_r und Antenne wird mit l_h , die Schrägstrecke mit l_1 bezeichnet. Die geometrische Umweglänge l_r ergibt sich aus der Summe der Teilstrecken l_1 und l_2 . Aufgrund der Bewegung der Satelliten im Laufe der Zeit (t) kommt es zu einer Änderung des von l_1 und l_2 im Punkt P_r (Reflexionspunkt) eingeschlossenen Winkels γ . Dies führt zu einer Veränderung der geometrischen Umweglänge l_r

$$l_{\rm r}(t) = l_1 + l_2 = l_1 (1 + \cos \gamma(t)), \tag{3-14}$$

mit

<i>l</i> _r	geometrischer Umweglänge infolge Signalreflexion (m),
l_1	Abstand zwischen Reflexionspunkt P_r und der Antenne P_A (m),
l_2	Abstand vom Schnittpunkt der Wellenfront mit direktem Strahl bis $P_{\rm r}$ (m),
γ	von l_1 und l_2 in P_r eingeschlossener Winkel (°),

¹ to spoof = schwindeln



Abb. 3-8: Geometrischer Zusammenhang zwischen Satelliten-, Antennen- und Reflektorposition: (a) Darstellung der Zusammenhänge im lokalen Horizontsystem; (b) Einheitsvektoren zur Beschreibung der Satelliten- und Reflektorposition im lokalen Horizontsystem.

und damit zu einer zeitlich variierenden Phasenverschiebung $\Delta \phi_r$ des reflektierten Signals gegenüber dem direkten Signal aufgrund des längeren Signalwegs,

$$\Delta \varphi_{\rm r}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} l_{\rm r}(t) = \frac{2\pi l_1}{\lambda} \big(1 + \cos \gamma(t) \big). \tag{3-15}$$

Um den Winkel γ als Funktion des Azimut und der Elevation darzustellen, ist es erforderlich, die kartesischen Koordinaten des Satelliten und des Reflektors als Funktion von Azimut und Elevation zu beschreiben:

$$\boldsymbol{x}_{S}(t) = \begin{pmatrix} -\boldsymbol{e}_{S}(t)\cos el(t)\cos az(t) \\ \boldsymbol{e}_{S}(t)\cos el(t)\sin az(t) \\ \boldsymbol{e}_{S}(t)\sin el(t) \end{pmatrix} \qquad \boldsymbol{x}_{r} = \begin{pmatrix} -\boldsymbol{e}_{r}\cos el_{r}\cos az_{r} \\ \boldsymbol{e}_{r}\cos el_{r}\sin az_{r} \\ \boldsymbol{e}_{r}\sin el_{r} \end{pmatrix}.$$
 (3-16)

Die Positionen von Satellit und Reflexionspunkt werden durch die Einheitsvektoren,

$$\boldsymbol{e}_{\mathrm{S}}(t) = \begin{pmatrix} -\cos el(t)\cos az(t) \\ \cos el(t)\sin az(t) \\ \sin el(t) \end{pmatrix} \qquad \boldsymbol{e}_{\mathrm{r}} = \begin{pmatrix} -\cos el_{\mathrm{r}}\cos az_{\mathrm{r}} \\ \cos el_{\mathrm{r}}\sin az_{\mathrm{r}} \\ \sin el_{\mathrm{r}} \end{pmatrix}, \qquad (3-17)$$

beschrieben (s. Abb. 3-8(b)). Der Winkel β (Abb. 3-8(b)) wird anhand der beiden Positionsvektoren berechnet

$$\boldsymbol{\beta}(t) = \arccos \frac{\boldsymbol{e}_{\mathrm{S}}(t) \cdot \boldsymbol{e}_{\mathrm{r}}}{|\boldsymbol{e}_{\mathrm{S}}(t)| \cdot |\boldsymbol{e}_{\mathrm{r}}|} = \arccos \left(\boldsymbol{e}_{\mathrm{S}}(t) \cdot \boldsymbol{e}_{\mathrm{r}}\right), \tag{3-18}$$

$$= \arccos\left(\cos e l\left(t\right)\cos e l_{r}\cos\left(a z\left(t\right)-a z_{r}\right)+\sin e l\left(t\right)\sin e l_{r}\right).$$
(3-19)

 γ als Neben- oder Supplementwinkel zu β (s. Abb. 3-8(b)) ergibt sich aus

$$\gamma(t) = \arccos\left(-\cos e l\left(t\right)\cos e l_{\rm r}\cos\left(a z\left(t\right) - a z_{\rm r}\right) - \sin e l\left(t\right)\sin e l_{\rm r}\right).\tag{3-20}$$

Wird γ in Gleichung (3-15) mit Gleichung (3-20) substituiert und l_1 als Funktion der Horizontalstrecke l_h ausgedrückt, ergibt sich die Phasenverschiebung aufgrund des längeren Signalweges als Funktion des Azimuts und der Elevation des Satelliten und des Reflexionspunktes:

$$\Delta \varphi_{\rm r}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{l_{\rm h}}{\cos e l_{\rm r}} \Big(1 - \cos e l(t) \cos e l_{\rm r} \cos \left(a z(t) - a z_{\rm r} \right) - \sin e l(t) \sin e l_{\rm r} \Big). \tag{3-21}$$

3.3.1 Horizontale Reflektorebene

Für den Fall einer horizontalen Reflektorebene (Abb. 3-9(a)) vereinfacht sich die im Vorfeld beschriebene Geometrie. Wie in Abbildung 3-9(a) dargestellt, befinden sich Satellit, Reflexionspunkt und Antenne in einer (vertikalen) Ebene, so dass $az = az_r$ gilt. Ausgehend von Abbildung 3-9(a) befindet sich die Antenne im Punkt P_A mit einem vertikalen Abstand h von der Reflektorebene. Der Spiegelpunkt der Antenne P'_A befindet sich mit vertikalen Abstand h unterhalb des Reflektors. Die Reflexion in P_r erfolgt, bevor das direkte Signal die Antenne erreicht. Der Einfallswinkel des Satellitensignals ξ entspricht 90° – el und ist gleich dem Ausfallswinkel ξ_r . Die zusätzliche Weglänge l_r ergibt sich in Abhängigkeit von der zeitlichen Veränderung des Satelliten,

$$l_{\rm r}(t) = 2h\cos\xi = 2h\sin e l(t). \tag{3-22}$$

Basierend auf Gleichung (3-22) lässt sich die Phasenverschiebung $\Delta \varphi_r$ für den Fall der horizontalen Reflektorebene berechnen:

$$\Delta \varphi_{\rm r}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} l_{\rm r}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \sin el(t).$$
(3-23)



Abb. 3-9: Reflexion an horizontaler oder vertikaler Reflektorebene: (a) Geometrie der Vorwärtsreflexion und (b) Geometrie der Rückwärtsreflexion, wobei der horizontale Abstand zwischen Antennenphasenzentrum und Reflektor mit h_v , der vertikale Abstand mit h und die zusätzliche Umweglänge infolge der Reflexion mit l_r bezeichnet werden. Der Einfallswinkel an der Reflexionsfläche ist gleich dem Ausfallswinkel ($\xi = \xi_r$).

3.3.2 Vertikale Reflektorebene

Für den Fall einer vertikalen Reflektorebene (Abb. 3-9(b)) befinden sich Satellit, Reflexionspunkt und Antenne ebenfalls in einer (vertikalen) Ebene. Im Gegensatz zur horizontalen Reflektorebene liegt die vertikale Reflektorebene nicht zwischen Antenne und Satellit, so dass $az_r = az + 180^\circ$ gilt. Ausgehend von Abbildung 3-9(b) befindet sich die Antenne im Punkt P_A mit einem horizontalen Abstand h_v von der vertikalen Reflektorebene. Der Spiegelpunkt der Antenne P'_A liegt mit einem horizontalem Abstand h_v links vom Reflektor. Die Reflexion in P_r erfolgt, nachdem das direkte Signal die Antenne erreicht hat. Der Einfallswinkel des Satellitensignals ξ entspricht der Elevation des Satelliten (*el*) und ist gleich dem Ausfallswinkel ξ_r . Die zusätzliche Weglänge l_r ergibt sich in Abhängigkeit von der zeitlichen Veränderung des Satelliten nach Gleichung (3-14) mit

$$l_{\rm r}(t) = l_1 \left(1 + \cos \gamma(t)\right),$$

$$= \frac{h_{\rm v} \left(1 + \cos 2\xi\right)}{\cos \xi},$$

$$= \frac{2h_{\rm v} \cos^2 \xi}{\cos \xi},$$

$$= 2h_{\rm v} \cos \xi = 2h_{\rm v} \cos el\left(t\right).$$
(3-24)

Basierend auf Gleichung (3-24) lässt sich die Phasenverschiebung $\Delta \varphi_r$ für den Fall der vertikalen Reflektorebene berechnen:

$$\Delta \varphi_{\rm r}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} l_{\rm r}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} 2h_{\rm v} \cos el(t).$$
(3-25)

Ist die Reflektorebene nicht horizontal oder vertikal, so ist die Neigung der Reflektorebene gegenüber der Horizontalen zu berücksichtigen.

3.3.3 Nah- und Fernfeld der Empfangsantenne

Bei dem von der Sendeantenne abgestrahlten Feld wird zwischen dem Nahfeld (*near-field*) und dem Fernfeld (*far-field*) unterschieden. Das Nahfeld dominiert in der unmittelbaren Antennenumgebung. Das abgestrahlte elektrische Feld besitzt eine radiale und eine dazu senkrechte Feldkomponente, was zu einer Krümmung des Feldes führt. In einem verlustlosen Medium wird das Nahfeld in eine reaktive und eine abstrahlende Region (*reactive near-field* und *radiating near-field*) unterteilt (IEEE 1993). Mit zunehmendem Abstand zur Sendeantenne verschwindet die radiale Feldkomponente. Durch die entfernungsabhängige Änderung der Feldstruktur kommt es zur Ausbildung einer homogenen, linearen Wellenfront – dem Fernfeld bzw. der Fraunhofer Zone, in Anlehnung an die Terminologie der Optik (Abb. 3-10(a)). Die elektrische und magnetische Feldkomponente stehen senkrecht aufeinander und breiten sich gleichphasig aus (Suckrow u. a. 1995).

Aufgrund des Reziprozitätstheorems^{*} (Umkehrungssatz) können Nah- und Fernfeld auch für eine Empfangsantenne definiert bzw. geometrisch erfasst werden. Ein Antennennahfeld existiert, solange die maximale Ausdehnung der Antenne *D* größer als die verwendete Wellenlänge ist ($D > \lambda$). Die Ausdehnung des Nahfeldes (Abb. 3-10(b)), und damit die Abgrenzung zum Fernfeld, kann nach Balanis (1997) anhand der Oberfläche einer Kugel mit dem Radius,

$$R_{\rm nah} = \frac{2D^2}{\lambda},\tag{3-26}$$

mit

D maximale Ausdehnung der Antenne (m),

approximiert werden. Für $D < \lambda$ existiert kein Nahfeldbereich. Um eine Veränderung der Richtcharakteristik der Antenne zu vermeiden, müsste dieser Bereich von leitenden Gegenständen, wie z. B. Steckzapfen, Dreifuß freigehalten werden. Dies ist nicht mit den Anforderungen an die Standfestigkeit vereinbar.

In der Geodäsie wird für die durch Mehrwege hervorgerufenen Abweichungen die unmittelbare Stationsumgebung als Ursache angegeben. Dabei wird zwischen Nahfeldeffekten (*near field effects*) und Fernfeldeffekten (*far field effects*) unterschieden. Das Nahfeld umfasst den Unterbau der Anten-



Abb. 3-10: Nah- und Fernfeld. (a) Übergang vom gekrümmten elektrischen Feld zur homogenen linearen Wellenfront. (b) Die frequenzabhängige Regionsgrenze R_{nah} des Nahfeldes lässt sich in sphärischer Näherung mit Hilfe der maximalen Antennenausdehnung *D* approximieren.

ne (Pfeiler oder Stativ, Dreifuß etc.) sowie die Bauart der Antenne. Fernfeld bezeichnet die nähere Umgebung der Empfangsantenne (Wübbena u. a. 2003, 2006).

Die Nahfeldeffekte verursachen eine systematische Abweichung (*systematic bias*), die sich vorwiegend auf die Höhenkomponente auswirkt und nicht, wie bei den Fernfeldeffekten, durch eine längere Beobachtungsdauer eliminiert werden kann (Elósegui u. a. 1995; Wübbena u. a. 2003; Wanninger 2003; Wübbena u. a. 2006; Dilßner u. a. 2008). Die Rolle des Nahfeldes im Hinblick auf Mehrwegesignale und damit verbundene Koordinatenänderungen wird besonders bei Antennenwechseln deutlich (Wanninger 2009).

3.4 Auswirkung auf die GNSS-Beobachtungen

Die durch Reflexion und Beugung entstehenden Mehrwegesignale wirken störend auf den Signalfluss im GNSS-Empfänger. Diese Störeinflüsse wirken sich besonders auf die Funktionsweise der Code- und Phasendetektoren aus. Die Messung der Pseudostrecke (Codephase) erfolgt durch den Verzögerungsregelkreis, besser bekannt unter der englischen Bezeichnung *delay lock loop* (DLL). Grundsätzlich muss zwischen zwei Implementierungen, der kohärenten und nicht-kohärenten DLL, unterschieden werden (siehe Eisfeller 1997; van Nee 1995). Die DLL soll ein optimales Alignement zwischen empfangenem und im Empfänger generierten Signal erreichen. Zu diesem Zweck wird die Eingangsfrequenz des Oszillators (*numerical controlled oscillator* – NCO) zur Erzeugung




(b) gestörte Korrelationsfunktion

Abb. 3-11: Korrelationsfunktion bei Verzögerungsregelschleife: (a) Diskriminatorfunktion (S-Kurve) für einen Korrelatorabstand d = 1 (weiter Korrelator); (b) Korrelationsfunktion bei konstruktiver Interferenz des direkten Signals mit einem reflektierten Signal.

des Replikats angepasst, bis die Abweichung zwischen empfangenem Code und Referenzcode gegen null geht. Dazu wird eine Korrelation des gemessenen Signals mit einem frühen (early) und einem späten (late) Replikat durchgeführt, welche idealerweise die Form eines gleichschenkligen Dreiecks haben. Die Anzahl der Korrelationen ist wiederum von der oben angesprochenen Implementierung – kohärent (2) und nicht-kohärent (4) – abhängig. Der zeitliche Abstand zwischen dem frühen und dem späten Korrelator wird als zeitlicher Korrelatorabstand $d \cdot T_{\rm C}$ (correlator spacing) bezeichnet, wobei d der Korrelatorabstand in Chips ist. Ein breiter Korrelatorabstand entspricht ungefähr einer Chiplänge ($d = 1 \approx 300 \text{ m}$). Ein enger Korrelatorabstand entspricht näherungsweise einer halben Chiplänge ($d = 0.5 \approx 150$ m). Die Differenz (spät – früh) zwischen den beiden Korrelationsfunktionen wird als Diskriminatorfunktion (discriminator function) bezeichnet. Die Nullstelle dieser auch als S-Kurve bezeichneten Diskriminatorfunktion entspricht dem Zeitpunkt der Pseudostreckenmessung und ist in Abbildung 3-11(a) dargestellt (van Nee 1991). Die Form der S-Kurve ist abhängig vom Korrelatorabstand. Ein Mehrwegesignal stört diesen idealen Korrelationsprozess (Abb. 3-11(b)). Dies äußert sich in einer Verschiebung der Nullstelle der S-Kurve um eine unbekannte Laufzeitabweichung. Das Nachführen der Regelschleife wird gestört, was wiederum zu einer Abweichung in der Pseudostreckenmessung führt.

Die Messung der Trägerphase erfolgt über den Phasenregelkreis (*phase lock loop* – PLL). Zur Wiederherstellung des Trägersignals wird das empfangene Signal durch Quadraturamplitudenmodulation in zwei um 90° verschobene Komponenten – phasengleich (*I*) und orthogonal (*Q*) – zerlegt. Die entstehenden Signale (*I* und *Q*) werden mit einem pünktlichen (*prompt*) Codereplikat korreliert. Die Erzeugung des Replikats steuert der Phasen-NCO, dessen Aufgabe es ist, die empfangene und dopplerverschobene Trägerfrequenz so genau wie möglich nachzubilden. Die Phasenlage des Trägersignals wird entweder durch den Tangens-Detektor $\operatorname{arctan}(Q/I)$ oder den Costas-Detektor $\sin(Q \cdot I)$ bestimmt. Die entstehende Diskriminatorfunktion gibt Aufschluss über die Phasenabweichung zwischen der Phase des empfangenen Signals und der Phase des Signalduplikats und geht als Information in den Phasen-NCO. Ziel des Regelkreises ist es, die Phasenabweichung auf null zu regeln. Aus der Nullstelle der Diskriminatorfunktion wird die Trägerphase abgeleitet. Reflektierte Signale stören den Regelprozess, was zu einer Verschiebung der Nullstelle und damit zu einer Abweichung in der Trägerphasenmessung führt (Eisfeller 1997).

Ausführlichere Beschreibungen zum Aufbau und zur Funktionsweise von GPS-Empfängern finden sich in Van Dierendonck (1996) und Eisfeller (1997) und werden daher nicht detaillierter betrachtet. Stattdessen wird der Einfluss von Mehrwegesignalen auf die GNSS-Beobachtungen (Code-, Phasenmessung und Signalqualität) beschrieben. Im Vordergrund stehen Abweichungen, die durch reflektierte Signale entstehen.

3.4.1 Codebeobachtung

Wie zuvor erwähnt, kommt es durch Mehrwegesignale (z. B. durch Reflexion hervorgerufen) zu einer Störung der Signalverarbeitung (DLL und PLL). Das reflektierte Signal bzw. die reflektierte Welle erreicht die Antenne nach dem direkten Signal und führt zu einer Verschiebung des Maximums bei der Korrelation und dadurch zur Abweichungen bei der Pseudostreckenmessung. Entscheidend für die Größe der Abweichung ist zum einen die Amplitude des reflektierten Signals und zum anderen die zeitliche Verzögerung bzw. die Phase des reflektierten Signals gegenüber dem direkten Signal. Zusätzlich ist der Korrelatorabstand *d* entscheidend für die Größe der zu erwartenden Abweichung. Diese liegt im Bereich von einigen zehner Metern bis zu wenigen Metern (Braasch 1992, 1996).

Abbildung 3-12 zeigt die Hüllkurven der zu erwartenden Codemehrwegeabweichungen für den C/A-Code mit unterschiedlichen Chiplängen und den P(Y)-Code. Der positive Teil der Kurve entspricht der konstruktiven Interferenz (Phasenverschiebung ist null), d. h. die Pseudostrecke wird zu lang gemessen. Der negative Teil der Kurve entspricht der destruktiven Interferenz (Phasenverschiebung entspricht π), d. h. das Ergebnis der Pseudostreckenmessung ist zu kurz. Es ist zu beachten, dass die Hüllkurven nur die Extreme der Amplituden der Codemehrwegeabweichung beschreiben. Aufgrund der Satellitenbewegung kommt es zur Änderung des Vorzeichens der Abweichung, d. h. zu einer Fluktuation innerhalb der Hüllkurven. Anhand der Hüllkurven können keine Aussagen über das zeitliche Verhalten der Mehrwegeabweichung abgeleitet werden (Misra und Enge 2006). Aus der Abbildung 3-12 wird deutlich, dass die Werte für die maximale Abweichung durch Codemehrwege und die maximale Umweglänge l_r des P(Y)-Codes eine Größenordnung geringer ausfallen als beim C/A-Code. Die Größe der Pseudostreckenabweichung ist durch die Datenbzw. Taktrate (reziproker Wert der Chiplänge) des Übertragungskanals begrenzt. Je höher die Datenrate, umso schmaler werden Korrelations- und Diskriminatorfunktion und umso schmaler wird die zu erwartende maximale Codemehrwegeabweichung. Die Datenrate des P(Y)-Codes umfasst mit 10,23 MChip/s das Zehnfache des C/A-Codes. Folglich beträgt die theoretisch maximal mögliche



Abb. 3-12: Hüllkurven für die Pseudostreckenabweichung des C/A- und P(Y)-Codes infolge von Mehrwegesignalen für unterschiedliche Korrelatorabstände (*d*). Das Verhältnis zwischen der Amplitude des direkten und des reflektierten Signals beträgt 0,2. Die Abweichung fluktuiert zwischen der oberen und der unteren Hüllkurve. Die obere Hüllkurve beschreibt die konstruktive Interferenz und die untere Hüllkurve die destruktive Interferenz. (Voraussetzung: kohärente DLL, Signalverzögerung ist kleiner als eine Chiplänge)

Abweichung, ideale Reflexionsbedingungen vorausgesetzt, 15 m beim P(Y)-Code und 150 m beim C/A-Code.

Durch Verbesserungen im Bereich der Empfängertechnologie wird die Codemehrwegeabweichung vermindert. Dies ist zum Beispiel durch Verringerung der Chiplänge möglich (s. Abb. 3-12). Im Abschnitt 4.4 wird näher auf die Möglichkeiten der Reduzierung eingegangen.

Nach van Nee (1991) konvergiert das zeitliche Mittel der Codemehrwegeabweichung nicht gegen null. Als Gründe führt van Nee (1991) zum einen die Nichtlinearität der Phasenmessung und zum anderen die Periodizität (größer als eine Stunde) bei statischen Messungen an.

Die Codemehrwegeabweichung lässt sich, verglichen mit den in Kapitel 2 aufgeführten GNSS-Abweichungen, direkt aus den beobachteten Messwerten (Code und Trägerphase) ableiten. Zu diesem Zweck wird die Beobachtungsdifferenz aus Code- und Trägerphase gebildet. Ausgehend von den Gleichungen (2-1a) und (2-1b) lassen sich die Codemehrwegeabweichungen für die jeweiligen Wellenlängen nach Rocken u. a. (1994, 1995) ableiten (nach Abzug der Phasenmehrdeutigkeit):

$$MP_1 = C_1 - \left(\frac{2}{\alpha - 1} + 1\right) \cdot \Phi_1 + \left(\frac{2}{\alpha - 1}\right) \cdot \Phi_2, \qquad (3-27a)$$

$$MP_2 = C_2 - \left(\frac{2\alpha}{\alpha - 1}\right) \cdot \Phi_1 + \left(\frac{2\alpha}{\alpha - 1} - 1\right) \cdot \Phi_2, \qquad (3-27b)$$

mit

MP_f Codemehrwegeabweichung für entsprechende Frequenz (m),

α Verhältnis der Frequenzquadrate $(f_1/f_2)^2$.

Anhand der Gleichung (3-27) kann die Codemehrwegeabweichung getrennt für den einzelnen GNSS-Satelliten berechnet werden. Die verwendete Linearkombination ist geometriefrei und bedarf somit zur Berechnung weder Satelliten- noch Stationskoordinaten. Die Einflüsse der Troposphäre, Ionosphäre und der Satelliten- und Empfängeruhr werden ebenfalls weitestgehend eliminiert. Effekte durch Messrauschen, Variationen des Antennenphasenzentrums und Trägerphasenmehrwege können im Zuge der Linearkombination nicht eliminiert werden. Ihr Einfluss ist, verglichen mit der absoluten Codemehrwegeabweichung, um ca. zwei Größenordnungen kleiner und damit vernachlässigbar.

Anders als bei Codemehrwegeabweichungen, die durch reflektierte Signale verursacht werden, ist die Codemehrwegeabweichung, hervorgerufen durch gebeugte Signale, stets positiv, d. h. die Strecke wird zu lang gemessen. Der Effekt der Signalbeugung hat einen geringeren Einfluss auf die Codemessung als die Signalreflexion. Er liegt im Bereich einiger Dezimeter bis zu wenigen Metern (Klukas u. a. 2004).

3.4.2 Trägerphasenbeobachtung

Nachfolgend soll der Einfluss der Mehrwegesignale auf die Trägerphasenbeobachtungen theoretisch beschrieben werden. Die Ausführungen konzentrieren sich auf Mehrwegesignale, die durch Reflexion hervorgerufen werden, da diese den thematischen Schwerpunkt dieser Dissertation darstellen. Der Einfluss der Signalbeugung wird kurz betrachtet.

3.4.2.1 Herleitung der Trägerphasenmehrwegeabweichung

Der Einfluss von Mehrwegesignalen lässt sich im Fall einer einfach gerichteten Reflexion durch ein mathematisches Modell abschätzen. Angenommen wird, dass sowohl das direkte Signal als auch das indirekte Signal zum Phasenzentrum der Empfangsantenne gelangen. Dadurch wird, nach dem Superpositionsprinzip für harmonische Wellen, eine Überlagerung von direktem (s_d) und reflektiertem Signal (s_r) herbeigeführt. Das resultierende Summensignal (s_c) ergibt sich nach Bishop u. a. (1985) sowie Georgiadou und Kleusberg (1988):

$$s_{\rm d} = A_{\rm d} \cos \varphi_{\rm d}, \tag{3-28a}$$

$$s_{\rm r} = \alpha A_{\rm d} \cos\left(\varphi_{\rm d} + \Delta \varphi_{\rm r}\right),$$
 (3-28b)

$$s_{\rm c} = s_{\rm d} + s_{\rm r} = A_{\rm d} \cos \varphi_{\rm r} + \alpha A_{\rm d} \cos \left(\varphi_{\rm d} + \Delta \varphi_{\rm r}\right), \tag{3-28c}$$

mit

*s*_d direktes Signal,

<i>s</i> _r	reflektiertes Signal,
s _c	Summensignal,
$A_{\rm d}$	Amplitude der Trägerfrequenz, d. h. des direkten Signals (dBV)
A _r	Amplitude des reflektierten Signals (dBV)
α	Dämpfungsfaktor – Verhältnis zwischen Amplitude des reflektierten und
	des direkten Signals ($0 \le \alpha \le 1$),
$\pmb{\varphi}_{ m d}$	Phasenlage des direkten Signals,
$\Delta \varphi_{ m r}$	Phasenverschiebung des reflektierten Signals gegenüber dem direkten Signal
	aufgrund des längeren Signalweges.

Durch Anwendung des Cosinus-Additionstheorems auf Gleichung (3-28c) kann diese wie folgt geschrieben werden

$$s_{\rm c} = (1 + \alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r}) A_{\rm d} \cos \varphi_{\rm d} - (\alpha \sin \Delta \varphi_{\rm r}) A_{\rm d} \cos \varphi_{\rm d}. \tag{3-29}$$

Die rechte Seite der Gleichung (3-29) kann nach Joos (1956, S. 44) zu

$$s_{\rm c} = \beta A_{\rm d} \cos\left(\varphi_{\rm d} + \delta\varphi\right),\tag{3-30}$$

umgeformt werden. Die Abweichung der beobachteten Trägerphase wird mit $\delta \varphi$ bezeichnet. Das Produkt βA_d entspricht der Amplitude des Summensignals. Durch erneute Anwendung des Cosinus-Additionstheorems auf Gleichung (3-30) und dem Vergleich mit Gleichung (3-29) ergibt sich:

$$\beta A_{\rm d} \cos \delta \varphi = A_{\rm d} \left(1 + \alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r} \right), \tag{3-31a}$$

$$\beta A_{\rm d} \sin \delta \varphi = A_{\rm d} \left(\alpha \sin \Delta \varphi_{\rm r} \right). \tag{3-31b}$$

Die Phasenverschiebung des resultierenden Signals gegenüber dem direkten Signal, d. h. die Abweichung der beobachteten Trägerphase, ergibt sich aus der Division der Gleichungen (3-31b) und (3-31a). Die Amplitude des Summensignals wird durch Quadrierung und Addition der Gleichungen (3-31a) und (3-31b) gebildet:

$$\delta \varphi = \arctan\left(\frac{\alpha \sin \Delta \varphi_{\rm r}}{1 + \alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r}}\right),\tag{3-32}$$

$$A_{\rm c} = A_{\rm d} \sqrt{1 + 2\alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r} + \alpha^2}, \tag{3-33}$$

mit	
δφ	Phasenverschiebung des Summensignals gegenüber dem direkten Signal
	\equiv Abweichung der beobachteten Trägerphase (rad),
A _c	Amplitude des Summensignals (dBV).

Der in den Gleichungen (3-33) und (3-32) vorkommende Dämpfungsfaktor α beschreibt das Verhältnis zwischen der Amplitude des reflektierten und des direkten Signals (A_r/A_d). Die absolute Größe der Amplitude des reflektierten Signals ist nicht entscheidend für die Größe der Trägerphasenmehrwegeabweichung. Der Dämpfungsfaktor variiert zwischen null und eins und ist im Wesentlichen von der Beschaffenheit der Reflektorebene und dem Einfallswinkel der Signale abhängig. Fälle, in denen die Reflexion des Signals ohne Dämpfung ($\alpha = 1$) erfolgt, sind unwahrscheinlich. Es ist davon auszugehen, dass α deutlich kleiner als 0,5 ist.

Gleichung (3-32) gilt nach Eisfeller (1997, S. 107) nur für GNSS-Empfänger mit Tangens-Detektor und für den Fall, dass keine Codemehrwegeabweichung vorliegt. Für $\alpha < 0,5$ verwischt sich nach Eisfeller (1997, S. 107) der Unterschied zwischen Tangens- und Costas-Detektor zunehmend.

Der Zusammenhang zwischen der Abweichung der beobachteten Trägerphase ($\delta \varphi$) und der Phasenverschiebung des reflektierten Signals gegenüber dem direkten Signal, aufgrund des längeren Signalweges ($\Delta \varphi_r$), wird in Abbildung 3-13 deutlich. Die Extremwerte der Abweichung der beobachteten Trägerphase liegen bei $\pm \pi/2$ ($\Delta \varphi_r \approx \pi$, $\alpha = 1$). Demzufolge ergeben sich für die GPS-Trägerphasen L1 und L2 maximale Abweichungen von 4,8 cm und 6,1 cm. Dies entspricht einem Viertel der Wellenlänge. Abbildung 3-13 zeigt, dass sich die Extremwerte für $\delta \varphi$ bei kleinerem Dämpfungsfaktor betragsmäßig verringern. Hinzu kommt eine Verschiebung der Extremwerte auf der Abszisse in Richtung $\pi/2$ und $3/2\pi$.

Der Zusammenhang (Gl. (3-33)) zwischen direkter Signalamplitude (A_d), der Amplitude des reflektierten Signals (A_r) und der Amplitude des Mischsignals (A_r), welches in der PLL verarbeitet wird, lässt sich in vektorieller Form anhand eines Zeigerdiagramms (*phasor diagram*) verdeutlichen. Abbildung 3-15 zeigt dies am Beispiel einer einfachen Reflexion.

Ausgehend von den Gleichungen (3-32) und (3-33) sowie den Abbildungen 3-13 und 3-14 zeigt sich, dass die Phasenmehrwegeabweichung null ist, wenn das Verhältnis aus der Amplitude des Summensignals und der Amplitude des direkten Signals seine Maxima hat. Ist das Verhältnis aus der Amplitude des Summensignals und der Amplitude des direkten Signals hingegen minimal, erreicht die Trägerphasenabweichung infolge des Mehrwegeeinflusses ihr Maximum. Aufgrund dieser Zusammenhänge ist eine Ableitung der Trägerphasenabweichung aus Veränderungen der Signalamplitude des Summensignals nicht ohne weiteres möglich. Der Einfluss von Mehrwegen auf die GNSS-Trägerphasenbeobachtungen lässt sich, im Vergleich zum Codemehrwegeeinfluss (s. Abschn. 3.4.1), anhand der Trägerphasenbeobachtungen nicht absolut stations- und satellitenspezifisch bestimmen.



Abb. 3-13: Trägerphasenmehrwegeabweichung $\delta \varphi$ in Abhängigkeit von der Phasenverschiebung $\Delta \varphi_r$ des reflektierten Signals gegenüber dem direkten Signal, aufgrund des längeren Signalwegs und des Dämpfungsfaktors α .



Abb. 3-14: Zusammenhang zwischen dem Verhältnis der Amplitude des Summensignals und der Amplitude des direkten Signals (A_c/A_d) sowie der Phasenverschiebung des reflektierten Signals gegenüber dem direkten Signal aufgrund des längeren Signalweges ($\Delta \phi_r$).



Abb. 3-15: Zeigerdiagramm zur Verdeutlichung der Zusammenhänge zwischen direkter Signalamplitude (A_d) , der Amplitude des reflektierten Signals (A_r) und der Amplitude des Mischsignals (A_c) , welches in der PLL verarbeitet wird. Die horizontale und vertikale Achse des Diagramms entsprechen dem phasengleichen Zeiger (I) und dem 90° phasenverschobenen Zeiger (Q).

Dies liefert die Motivation zur Entwicklung einer Technik, die eine direkte Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung anhand der Signalqualität ermöglicht.

3.4.2.2 Einfluss von Antennenhöhe und Satellitenelevation

Wie im vorigen Abschnitt gezeigt, ist die Abweichung der Trägerphase infolge von Mehrwegen neben dem Dämpfungsfaktor im Wesentlichen von der relativen Phasenverschiebung $\Delta \varphi_r$ bzw. der Umweglänge l_r abhängig. Der Zusammenhang zwischen $\Delta \varphi_r$ und l_r wurde im Abschnitt 3.3 beschrieben. Für den Fall einer horizontalen und einer vertikalen Reflektorebene ergibt sich $\Delta \varphi_r$ in Abhängigkeit vom Abstand Antenne – Reflektor und der Satellitenelevation (Wiederholung der Gl. (3-23) und (3-25))

$$\Delta \varphi_{\rm r}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} l_{\rm r}(t) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \begin{cases} 2h \sin el(t) & \text{(horizontaler Reflektor)} \\ 2h_{\rm v} \cos el(t) & \text{(vertikaler Reflektor)}. \end{cases}$$

Aufgrund der Änderung der Geometrie zwischen Satellit, Reflektor und Antenne kommt es zu einer Veränderung der Umweglänge und der Phasenverschiebung zwischen direktem und reflektiertem Signal. Dies führt zu periodischen Änderungen der Trägerphasenmehrwegeabweichung. Gleichung (3-32) ergibt für die Frequenz der periodischen Änderungen der Trägerphasenmehrwegeabweichung

$$f_{\delta\varphi} = \frac{1}{2\pi} \frac{\mathrm{d}\Delta\varphi_{\mathrm{r}}}{\mathrm{d}t}.$$
(3-34)

Dies ergibt unter Verwendung der Gleichungen (3-23), (3-25) und (3-34) für einen horizontalen und einen vertikalen Reflektor

$$f_{\delta\varphi} = \begin{cases} \frac{2}{\lambda}h\cos el\frac{\mathrm{d}el}{\mathrm{d}t} & \text{(horizontaler Reflektor)} \\ -\frac{2}{\lambda}h_{\mathrm{v}}\sin el\frac{\mathrm{d}el}{\mathrm{d}t} & \text{(vertikaler Reflektor)}, \end{cases}$$
(3-35)

mit

 $\frac{del}{dt}$ zeitliche Ableitung der Elevation (°/s).

Die Periodendauer $T_{\delta\varphi}$ ist das Resultat des Kehrwerts der jeweiligen Frequenz $f_{\delta\varphi}$.

Gleichung (3-35) lässt erkennen, dass der periodische Charakter der Phasenmehrwegeabweichung vom Abstand Antenne – Reflektor, dem Einfallswinkel der Satellitensignale (bezogen auf die Flächennormale der Reflektorebene), der Wellenlänge und der Geschwindigkeit des Satelliten (del/dt) abhängig ist. Abbildung 3-16 veranschaulicht dies am Beispiel eines horizontalen Reflektors mit verschiedenen vertikalen Antennenhöhen. Als Resultat zeigt sich, dass die Periodendauer $T_{\delta\varphi}$ indirekt



Abb. 3-16: Simulation der zeitlichen Veränderung der Trägerphasenmehrwegeabweichung $\delta \varphi$ in Abhängigkeit der Phasenverschiebung $\Delta \varphi_r$, dem vertikalen Abstand Antenne – Reflektor *h* und der Satellitenelevation für die GPS-Trägerfrequenz L1. Die Simulation erfolgte mit einem Dämpfungsfaktor zwischen 0,2 (10° Elevation) und 0 (90° Elevation) sowie unter Verwendung des Elevationsverlaufs eines aufsteigenden GPS-Satelliten (grau). Die Periodendauer $T_{\delta \varphi}$ ist für ausgewählte Bereiche angegeben.

proportional zum Abstand Antenne-Reflektor und zum Cosinus der Satellitenelevation ist. Eine Halbierung der Antennenhöhe über dem Reflektor führt nahezu zu einer Verdopplung der Periodendauer (s. Abb. 3-16). Mit zunehmender Elevation vergrößert sich $T_{\delta \varphi}$. Für den Fall einer vertikalen Reflektorebene ist dies umgekehrt, d. h. Satelliten in Horizontnähe können langperiodische Phasenmehrwegeabweichungen verursachen. Die Abhängigkeit der Periodendauer von der GNSS-Frequenz wurde nicht explizit dargestellt. Sie führt bei den verschiedenen GNSS-Trägerfrequenzen zu unterschiedlichen Phasenmehrwegefrequenzen bei gleichen Parametern. Eine größere Wellenlänge bewirkt eine kürzere Periodendauer. Die Dämpfung hat einen Einfluss auf die Signalamplitude, jedoch nicht auf die Periodendauer. Sie wurde in diesem Fall berücksichtigt, um möglichst realistische Werte zu erzeugen. Die zeitliche Ableitung der Satellitenelevation (del/dt) ist indirekt proportional zur Periodendauer $T_{\delta \varphi}$ (Gl. (3-35)). Nähert sich ein Satellit seinem oberen Kulminationspunkt, dann konvergiert del/dt gegen null und $T_{\delta \varphi}$ damit gegen unendlich. Abbildung 3-17 verdeutlicht, dass die oberen Kulminationspunkte der Satelliten ungleich sind. Aufgrund der Anordnung der Bahnebenen sind die Kulminationspunkte über den Elevationsbereich verteilt. Daraus lässt sich unter Betrachtung des gleichen Elevationswinkels schlussfolgern, dass Satelliten mit einem niedrigen oberen Kulminationspunkt (geringe Geschwindigkeit beim Auf- und Abstieg) deutlich längere Perioden in den Phasenmehrwegeabweichungen hervorrufen als Satelliten mit einem höheren Kulminationspunkt (höhere Geschwindigkeit beim Auf- und Abstieg).



Abb. 3-17: Zeitliche Ableitung der Elevation (del/dt pro 10 s) als Funktion der Elevation el, berechnet aus den broadcast-Ephemeriden f
ür verschiedene GPS-Satelliten (Beobachtungsort Dresden am 16. September 2008).

3.4.2.3 Einfluss der Signalbeugung

Wie im Abschnitt 3.2.2 beschrieben, entstehen Mehrwegesignale nicht nur durch Reflexion des direkten Signals in der Antennenumgebung, sondern auch durch Signalbeugung. Bei Letzterem entspricht die entstehende Umweglänge der tatsächlichen Messabweichung. Durch die Signalbeugung wird die Strecke zu lang bestimmt. Es besteht keine Frequenzabhängigkeit der Messabweichungen. Aufgrund der Frequenzunabhängigkeit ist die geometriefreie Linearkombination (L1 - L2) frei von Beugungseffekten. Bei unveränderter Stationsumgebung und einer sich wiederholenden Geometrie Satellit – Antenne wiederholen sich die Messabweichungen. Im Gegensatz zur Phasenmehrwegeabweichung durch Reflexion lassen sich im Fall der Signalbeugung keine theoretischen Abweichungsobergrenzen bestimmen. Nach Wanninger u. a. (2000), Klukas u. a. (2004) und Klostius u. a. (2006) kann die Abweichung einige Zentimeter bis wenige Dezimetern betragen. Bei kurzen Basislinien, bei denen die Koordinatenlösung einzig auf Trägerphasenmessungen einer Frequenz beruht, kann der Mehrwegeeinfluss infolge Signalbeugung größere Abweichungen verursachen als der Mehrwegeeinfluss aufgrund von Reflexion (Wanninger u. a. 2000).

In der Literatur sind verschiedene Ansätze zur Verringerung des Einflusses bei der präzisen GNSS-Positionierung beschrieben. Stellvertretend wird an dieser Stelle auf Hartinger und Brunner (1999), Brunner u. a. (1999), Wanninger u. a. (2000) sowie Wieser und Brunner (2002) verwiesen.

3.4.3 Signalqualität

Ergänzend zu den Code- und Trägerphasenbeobachtungen zeichnet ein GNSS-Empfänger Informationen zur Signalstärke (Abschn. 2.3) auf. Diese Werte werden im Zuge der Phasenbestimmung in der PLL erfasst (Badke 2009). Sie stellen keine Beobachtungsgröße im eigentlichen Sinn dar, werden aber durch Mehrwegesignale (Reflexion, Beugung) in ähnlicher Weise wie die eigentlichen Beobachtungsgrößen beeinflusst.

Der Mehrwegeeinfluss (durch Reflexion) auf die Amplitude der Signalstärke, und damit auf die Amplitude der Signalqualität (A_{sq}), lässt sich anhand des Zeigerdiagramms in Abbildung 3-15 und der Notation der Mehrwegeparameter durch

$$(A_{\rm sq})^2 \equiv A_{\rm c}^2 = A_{\rm d}^2 + A_{\rm r}^2 + 2A_{\rm d}A_{\rm r}\cos\Delta\varphi_{\rm r}^2, \qquad (3-36)$$

mit

Asq Amplitude der Signalqualität (dBHz),

beschreiben. Wird A_r in Gleichung 3-36 durch den Dämpfungsfaktor α substituiert, ergibt sich Gleichung (3-33). Unter der Annahme, dass keine Mehrwegesignale die Empfangsantenne erreichen, und unter Vernachlässigung des Einflusses des Gewinns der Empfangsantenne, ergibt sich für die Amplitude der Signalqualitätswerte im Mittel ein konstanter Wert – A_d . Wie zuvor bereits erörtert, kommt es durch die Veränderung der Geometrie von Satellit, Empfangsantenne und Reflektor zu einer Änderung der Phasenverschiebung $\Delta \varphi_r$. Dies führt zu periodischen Änderungen der Amplitude der Signalqualitätswerte (s. Abb. 3-14). Die Phasenverschiebung zwischen direktem und reflektiertem Signal verursacht bei den Codemehrwege- und Trägerphasenmehrwegeabweichungen sowie der Amplitude der Signalqualität zeitabhängige Variationen. Diese zeitabhängigen Variationen differieren je nach GNSS-Frequenz.

Theoretisch fällt die maximale Abweichung des Codes zeitlich mit der maximalen Beeinflussung der Amplitude der Signalqualität zusammen. Die Abweichung der beobachteten Trägerphase ($\delta \varphi$) hat zu diesem Zeitpunkt ihren Nulldurchgang. Eine maximale Phasenabweichung tritt gleichzeitig mit minimaler Code- und Amplitudenbeeinflussung auf (Axelrad u. a. 1994; Sleewaegen 1997). Abbildung 3-18 verdeutlicht dies am Beispiel eines absteigenden GPS-Satelliten. In Bilich (2006) wurde der theoretische Zusammenhang zwischen Codemehrwegeabweichung und Signalqualität am Beispiel von elf verschiedenen Empfängertypen untersucht. Eine überzeugende Korrelation (Koeffizient > 0.5) zwischen Codemehrwegeabweichung und Signalqualität konnte nur für einen Empfänger auf beiden Frequenzen nachgewiesen werden. Bei einem weiteren Empfänger war dies nur für die GPS-L1-Frequenz möglich. Beim überwiegenden Teil der untersuchten Empfänger wurden partiell fragwürdige Charakteristiken (z. B. Fehler bei Signalqualitätsbestimmung der Trimble 4000er Serie, Beträge der Signalamplituden unterschiedlich bei GPS-L1 und -L2) in den Signalqualitätswerten nachgewiesen. Diese Empfänger sind für eine Mehrwegeanalyse, basierend auf Signalqualitätswerten, ungeeignet.

Die Zeigerdiagramme in den Abbildungen 3-19(a)–(d) verdeutlichen die Problematik der Phasenverschiebung zwischen Phasenmehrwegeabweichung und Amplitude der Signalqualität. Die Abbil-



Abb. 3-18: Vergleich von Code- und Trägerphasenmehrwegeabweichung mit trendbereinigten Signalqualitätswerten (Differenz der Amplituden des Summensignals und des direkten Signals) am Beispiel der GPS-L1-Frequenz eines absteigenden Satelliten.



Abb. 3-19: Vektorielle Zusammenhänge in Form von Zeigerdiagrammen der PLL zwischen Signalamplituden des direkten, reflektierten und des resultierenden Signals.

dungen 3-19(a) und (c) beschreiben die Fälle, bei denen das reflektierte Signal in Phase ($\Delta \varphi_r = 0$) mit dem direkten Signal und phasenverschoben ($\Delta \varphi_r = \pi$) gegenüber dem direkten Signal ist. Die Addition (Abb. 3-19(a)) und die Subtraktion (Abb. 3-19(c)) der Signalstärken führen zu einem Maximum sowie zu einem Minimum der Signalqualität, d. h. $A_c > A_d$ sowie $A_c < A_d$. Die Phasenmehrwegeabweichung ist bei beiden Extremwerten der Signalstärke gleich null. Abbildung 3-19(b)



Abb. 3-20: Auswirkung der Signalbeugung – an der Sternwartenkuppel des Lohrmann-Observatoriums der Technischen Universität Dresden (grau) – auf die Signalqualitätswerte, im Vergleich zur theoretischen normierten Beugungsdämpfung D_B (gerissene Linie, Offset 45 dB), unter Berücksichtigung der Elevation des Satelliten PRN 01 (gepunktete Linie) für die GPS-Trägerfrequenz L1.

beschreibt den Vorgang (in Abhängigkeit von α), bei dem die Amplitude des reflektierten Signals nahezu orthogonal zur Amplitude des direkten Signals ist ($\Delta \varphi_r(\alpha) \sim \pi/2$). Dies bewirkt, dass die Amplitude des Summensignals gleich der des direkten Signals ist und die Abweichung der beobachteten Trägerphase maximal wird. Abbildung 3-19(d) veranschaulicht den Fall der theoretisch maximal möglichen Trägerphasenmehrwegeabweichung, der eintritt, wenn die Amplituden des reflektierten und des direkten Signals gleich sind ($\alpha = 1$) und die Phasenverschiebung gegen π geht. Dieser Vorgang ist nicht praxisrelevant, da die PLL nicht mehr einrastet, wenn die Signalstärken des direkten und des reflektierten Signals gleich sind (Braasch 1992, 1996).

Der Einfluss der Beugung auf die Signalstärke und damit auf die Signalqualität ist in Abbildung 3-20 am Beispiel der Sternwartenkuppel des Lohrmann-Observatoriums der Technischen Universität Dresden für die GPS-Trägerfrequenz L1 dargestellt. Die Empfangsantenne befand sich ca. 26 m (Horizontalstrecke) neben der Sternwartenkuppel. Durch die Beugung an der Sternwartenkuppel wird eine ausgeprägte Abschwächung der Signalstärke verursacht. Zum Vergleich wurde die normierte Beugungsdämpfung $D_{\rm B}$ (s. Gl. (3-13)) unter Verwendung der tatsächlichen Elevation des Satelliten PRN 01 berechnet. An der Schattengrenze hat sich der Wert für das normierte Träger-Rausch-Verhältnis um 6 dB verringert. Das entspricht der im Abschnitt 3.2.2 beschrieben Theorie. In der Schattenzone verringert sich das normierte Träger-Rausch-Verhältnis entsprechend der Theorie weiter, was der Vergleich von $D_{\rm B}$ und C/N_0 verdeutlicht. Bei 19 dBHz wird die Aufzeichnung empfängerbedingt unterbrochen. Nach Verlassen der Schattenzone wird das Signal vom Empfänger weiter aufgezeichnet, bis der Satellit unter die Horizontlinie sinkt. Zu beachten ist, dass im Gegensatz zu den Code- und Trägerphasenbeobachtungen der Einfluss der Beugung auf die Signalstärke aufgrund des Fresnel'schen Beugungsparameters frequenzspezifisch ist (s. Gl. (3-12)).

Ähnliche Auswirkungen der Signalbeugung auf die Signalstärke und damit auf die Signalqualität werden von Klostius u. a. (2006) am Beispiel eines Bergkammes sowie von Brunner u. a. (1999) und Wanninger u. a. (2000) am Beispiel von Vegetation (Sträucher, Bäume) beschrieben.

Möglichkeiten zur Reduzierung des Mehrwegeeinflusses

Eine Reihe von Bedingungen kann zur Verringerung bzw. zur Reduzierung der Mehrwegeausbreitung beitragen. Diese umfassen eine geeignete Stationsauswahl, verbesserte Antennen- und Empfängertechnologien sowie die Optimierung der Signalstruktur. Wanninger (2000) ergänzt diese um die Weiterverarbeitung der Beobachtungsgrößen (z. B. Beobachtungsgewichtung). Erfahrungen zeigen, dass die folgenden Ansätze bzw. Techniken keine vollständige Beseitigung des durch Reflexion hervorgerufenen Mehrwegeeinflusses gewährleisten können. Die Kombination einzelner Ansätze, z. B. im Multiantennensystem, kann zu besseren Ergebnissen führen. Weitere Möglichkeiten, speziell für Referenzstationen, sind die gezielte Bestimmung der Mehrwegeabweichung mittels Stationskalibrierung und die Verwendung der daraus abgeleiteten Verbesserungen im Rahmen der GNSS-Auswertung.

4.1 Stationsauswahl

Die sorgfältige Auswahl des Antennenstandortes zählt zu den effektivsten Möglichkeiten zur Verringerung des Mehrwegeeinflusses. Vorausgesetzt wird, dass Reflektoren oberhalb des Antennenhorizonts und starke Reflektoren (hohe Permittivität) unterhalb der Antenne vermieden werden. Allerdings werden diese und weitere Anforderungen (z. B. Stabilität des Untergrundes) durch wirtschaftliche, logistische und rechtliche Restriktionen häufig konterkariert.

Besonders die Betreiber von GNSS-Referenzstationen gehen bei der Einrichtung neuer Stationen wiederholt Kompromisse ein. Oft stehen Anforderungen zur Mehrwegverringerung denen der zeitlichen Stabilität der GNSS-Stationen gegenüber (siehe Williams u. a. 2004). Letzteres führt unter anderem dazu, dass Empfangsantennen in unmittelbarer Nähe zum Boden oder auf Pfeilern, möglichst weit vom Boden entfernt, installiert werden (Abb. 4-1(a) und (b)). Durch den bodennahen Aufbau kann die Fresnel-Zone erster Ordnung, deren Beschaffenheit (Material, Oberflächenrauigkeit) mit für die Art der Reflexion (gerichtet, diffus) entscheidend ist, verkleinert werden. Die unterschiedlichen Empfangsantennenhöhen verursachen theoretisch, wie im Abschnitt 3.4.2.2 bereits erläutert, lang- und kurzperiodische Phasenmehrwegeeinflüsse. Die langperiodischen Einflüsse lassen sich nicht durch eine verlängerte Messdauer minimieren und wirken direkt auf die Koordinaten, insbesondere auf die Höhenkomponente. Lediglich die zeitlichen Koordinatendifferenzen sind, bei unveränderter Empfangsantennenumgebung, frei von Mehrwegeeinflüssen. Aufgrund der Anforderungen



(a) Morpeth (Großbritannien)

(b) Pago Pago (Amerikanisch-Samoa)

an die Stabilität der Pfeiler – je höher, desto größer mitunter der Durchmesser der Betonpfeiler – wird der Einfluss des Antennennahfeldes nicht beseitigt, sondern vom Boden in die Höhe, auf die Pfeileroberkante verschoben. Einzig der Einfluss der Codemehrwegeabweichungen kann durch diese Vorgehensweise verringert werden.

Tranquilla und Carr (1990) sowie Elósegui u. a. (1995) beschreiben Versuche mit mikrowellenabsorbierenden Materialien im Nahfeld der Empfangsantenne. Der Mehrwegeeinfluss tiefstehender Satelliten konnte minimiert, jedoch nicht vollständig eliminiert werden. Die Verwendung von Absorbermaterialien lässt sich nicht ohne weiteres in der Praxis umsetzen, da diese nicht wetterfest sind. Die Idee wird in veränderter Form weiter verfolgt. Ziel ist es, die Permittivität der Reflektorfläche zu verändern (Jacobson 2008).

Der International GNSS Service (IGS) und das EUREF Permanent GNSS Network (EPN) versuchen mit ihren allgemeinen Anforderungen (siehe IGS 2009; EPN 2010) an den Aufbau, die Ausstattung und den Betrieb von GNSS-Referenzstationen Standards für ein homogenes Qualitätsniveau innerhalb des Referenzstationsnetzes zu schaffen. Detaillierte Vorgaben, speziell zum Aufbau von permanent betriebenen Referenzstationen (*Continuously Operating Reference Station* – CORS), legt das National Geodetic Survey (NGS) mit seinen Richtlinien (NGS 2006) fest. Ausführliche Angaben zur Stationsgestaltung, insbesondere mit geophysikalischem Schwerpunkt, werden zudem vom UNAVCO-Konsortium geregelt (UNAVCO 2009). In J. Ray u. a. (2007) wird die Errichtung einer neuen GPS-Referenzstation in Eusébio, Brasilien (BRFT) beschrieben. Bei der Installation der Station, speziell des Antennenunterbaus, wurden Aspekte zur Mehrwegeverringerung, basierend auf den Erkenntnissen von Elósegui u. a. (1995) und den Empfehlungen des IGS, berücksichtigt.

Abb. 4-1: Antennenumgebungen ausgewählter GNSS-Referenzstationen: (a) Station Morpeth (MORP) des EUREF Permanent GNSS Network (EPN) und (b) Station Pago Pago (ASPA) des International GNSS Service (IGS) (www.epncb.oma.be, http://igscb.jpl.nasa.gov).

4.2 Antennentechnologie

Die Optimierung hinsichtlich der Antennentechnologie umfasst zwei Bereiche. Zum einen die gezielte Optimierung der Antennenparameter (Gewinn, Richtcharakteristik, Polarisationswirkungsgrad, Elliptizität usw.) und zum anderen die bauliche Veränderung der Antenne zur Verringerung des Mehrwegeempfangs.

Der Ansatz der Optimierung des Gewinns und des Polarisationswirkungsgrads (*polarisation efficiency*) geht einerseits von der Erhöhung der »Empfindlichkeit« gegenüber RHCP-Signalen und andererseits von der Verringerung der »Empfindlichkeit« gegenüber LHCP-Signalen aus. Der Ansatz basiert auf der Annahme, dass das Signal einmal reflektiert wird und seine Polarisation von RHCP zu LHCP ändert. Dies hängt im Wesentlichen vom Einfallswinkel der Signale und dem Brewster-Winkel ab (s. Abschn. 3.2.1.1). LHCP-Signale werden jedoch nicht vollständig vom Empfang ausgeschlossen, sondern erfahren eine Dämpfung von ca. 5 bis 10 dB. Gebeugte Signale (keine Polarisationsänderung), ebenso wie mehrfach reflektierte Signale (gerade Anzahl von Reflexionen), können weiterhin ungehindert das Antennenelement erreichen.

Der Fokus bei der Beschreibung der baulichen Veränderungen der Antenne liegt auf der erweiterten Grundplatte (*ground plane*) und der Grundplatte mit Choke-Ringen (*choke ring ground plane*). Ausgangspunkt für die erweiterte Grundplatte ist das Verstärken der Richtwirkung der Antenne in Zenitrichtung und das Abschirmen der Signale unterhalb des Antennenhorizonts. Erreicht dennoch z. B. ein reflektiertes Signal das Antennenphasenzentrum, so muss dieses am Rand bzw. an der Kante der Grundplatte gebeugt worden sein. Eine Vergrößerung der Grundplatte zur Verringerung dieser Beugungseffekte ist aus praktischen Gründen nicht realisierbar. Tatarnikov u. a. (2005) zeigen, dass mit der Vergrößerung der Grundplatte die Mehrwegeverringerung bei hochstehenden Satelliten zunimmt und bei tiefstehenden Satelliten abnimmt. Ein guter Kompromiss für hohe und niedrige Elevationen ist ein Durchmesser der Grundplatte, der dem 0,6-fachen der Wellenlänge entspricht (Tatarnikov u. a. 2005). Die Probleme der elektrischen Leitfähigkeit und der Beugung an der metallischen Grundplatte sollen durch die Verwendung von speziellen Beschichtungen oder anderen Materialien (*tapered resistive ground plane*) verringert werden (Tranquilla u. a. 1989; Tranquilla und Colpitts 1989; Rojas u. a. 1995; Otero und Rojas 1995; Westfall 1997; Rama Rao u. a. 2000). Jedoch ermöglichen diese Antennen nicht die vollständige Eliminierung von Mehrwegesignalen.

Der gebräuchlichste Ansatz zur Mehrwegeverringerung ist die Verwendung einer Grundplatte mit zusätzlichen Choke-Ring-Elementen. Der vom *Jet Propulsion Laboratory* (JPL) entwickelte Standardtyp (mit Dorne & Margolin Antennenelement) beruht auf der Theorie kegelförmiger Choke-Ringe (Blakney u. a. 1986) und wird mittlerweile von allen namhaften Herstellern in adaptierter Form angeboten. Die Choke-Ring-Grundplatte besteht aus mehreren konzentrischen Metallringen (Tiefe $\sim \lambda/4$) auf einer Metallplatte ($\emptyset \sim 2\lambda$) mit dem Antennenelement in der Mitte (Tranquilla u. a.



Abb. 4-2: Grundplatte mit zusätzlichen Choke-Ring-Elementen. (a) Prinzipieller Aufbau und Wirkungsweise einer Antenne mit Choke-Ring-Elementen (nach Filippov u. a. 1998). Aufgrund der Phasenverschiebung der primären und sekundären Welle von 180° kommt es zur Auslöschung beider Wellen. (b) Beispiel einer Antenne mit konischer Anordnung der Choke-Ring-Elemente – LEIAR25 (Leica Geosystems 2010).

1989; Tranquilla und Colpitts 1989; Tranquilla u. a. 1994). Infolgedessen sollen die durch Reflexion und Beugung erzeugten Oberflächenwellen verringert werden (s. Abb. 4-2(a)).

Die Wirksamkeit der Mehrwegeverringerung ist vom Verhältnis der Wellenlänge des Trägersignals zur Tiefe der Choke-Ring-Elemente abhängig. In der Regel optimieren die Hersteller die Antenne für die zweite GNSS-Trägerfrequenz (*single frequency ground plane*) und tolerieren die nur leicht verringerte Mehrwegeempfindlichkeit auf der ersten GNSS-Trägerfrequenz (Filippov u. a. 1998). Der in Filippov u. a. (1998, 1999) beschriebene Versuch, die Choke-Ring-Antenne mittels elektromagnetischer Filter zwischen den Ringen für zwei GNSS-Trägerfrequenzen zu optimieren (*dual-depth ground plane*), konnte sich letztlich nicht durchsetzen (IGS-Stationen: 9/380; EPN-Stationen: 1/237¹). Neuere Modelle der Choke-Ring-Antenne basieren auf einer konischen bzw. kegelförmigen Anordnung der einzelnen Choke-Ringe (s. Abb. 4-2(b)). Die »Sensibilität« der Antenne und damit auch die Satellitenverfügbarkeit wurden gegenüber tiefstehenden Satelliten durch diese Bauweise verbessert (Kunysz 2003). Eine Optimierung hinsichtlich der Mehrwegeverringerung ist derzeit nicht erkennbar.

Neben Größe, Gewicht und Frequenzabhängigkeit kann die unzureichende Unterdrückung von Mehrwegesignalen, die oberhalb des Antennenhorizontes zum Antennenphasenzentrum gelangen, als weiteres Defizit der Choke-Ring-Antenne angeführt werden (Weill 1997). Durch die Erweiterung von GPS um eine dritte Frequenz (L5) und durch zukünftige Systeme (Galileo, Compass) stehen die Hersteller vor neuen Herausforderungen in Bezug auf das Design von Choke-Ring-Antennen.

¹ Stand: 4.12.2009

Weitere Ansätze im Antennendesign, wie z. B. die in Kunysz (2000, 2001) beschriebenen Spiralantennen, werden nicht betrachtet, da deren praktische Relevanz für GNSS-Referenzstationsbetreiber gering ist. Dagegen ist zu beobachten, dass der Großteil namhafter Hersteller für Empfangsantennen sich mehr auf die Choke-Ring-Antenne konzentriert.

4.3 Signalstruktur

Im Abschnitt 3.4.1 wurde gezeigt, dass die Daten- und Taktrate des Übertragungskanals Einfluss auf die zu erwartende Mehrwegeabweichung hat. Weitere wichtige Parameter in diesem Zusammenhang sind die Modulationsart und die Bandbreite des Signals. Die Abhängigkeit der Mehrwegeabweichung von der Signalstruktur wird bei der Modernisierung bestehender Systeme (z. B. GPS-L5) und der Entwicklung zukünftiger Systeme (z. B. Galileo) berücksichtigt. Ziel ist es, aufgrund der veränderten Signalstrukturen, den Einfluss von Mehrwegesignalen während der Signalverarbeitung im Empfänger zu detektieren und ggf. zu eliminieren. Die Auswirkungen der verschiedenen Modulationsarten bestehender und zukünftiger GNSS-Systeme – binäre Phasenumtastung (*binary phase shift keying* – BPSK) und binärer Unterträger (*binary offset carrier* – BOC) – auf die Korrelatoren und damit auf die Mehrwegeabweichung von Code- und Trägerphasenmessung werden in Irsigler und Eissfeller (2003), Irsigler u. a. (2004) sowie Ávila-Rodríguez u. a. (2004, 2005) beschrieben.

Eissfeller und Schüler (2006) legen Simulationsergebnisse dar, bei denen die mittlere theoretische Codemehrwegeabweichung für Galileo-L1 (BOC) um das Eineinhalbfache geringer ist als bei GPS-L1 (enger Korrelator, B = 24 MHz). Deutlicher wird dies beim Vergleich von Galileo-E5a (AltBOC) und GPS-L5 (BPSK), welcher eine Verbesserung im Mittel um Faktor 3,6 ergibt. Die Unterschiede bei der maximalen Trägerphasenmehrwegeabweichung sind in erster Linie vom verwendeten Korrelator abhängig. Für den engen Korrelator ergeben sich vor allem für größere Umweglängen Verbesserungen für die erste Trägerfrequenz von Galileo gegenüber der von GPS. Die Verbesserungen im Bereich von Umweglängen kleiner als 20 m – Abstand Antenne – Reflektor ca. 10 m – fallen deutlich geringer aus. Beim $\Delta\Delta$ -Korrelator ergeben sich keine wesentlichen Verbesserungen von Galileo gegenüber GPS.

Simsky u. a. (2008) erläutern Untersuchungen hinsichtlich der vom Testsatelliten GIOVE-B² ausgesandten Signale. Im Vordergrund steht der Einfluss der verbesserten Signalmodulation – multiplexierter binärer Unterträger (*multiplexed binary offset carrier* – MBOC) statt BOC-Modulation für Galileo-L1 – auf die Mehrwegeunterdrückung und die Leistungsfähigkeit der Signalverfolgung. Die mittlere Codemehrwegeabweichung ist bei der MBOC-Modulation um 20–25 % geringer als bei der

Galileo In-Orbit Validation Element – Start: 27. April 2008; Signale seit dem 7. Mai 2008 (http://www.esa.int/SPECIALS/GIOVE-B_launch/SEMGVUZXUFF_0.html)

BOC-Modulation. Angaben zu Auswirkungen auf die Abweichungen der Trägerphasenmessungen werden nicht beschrieben.

Mit den neuen Signalstrukturen kann theoretisch eine Verbesserung hinsichtlich der Mehrwegeempfindlichkeit erzielt werden. Fundierte Aussagen zur tatsächlichen Leistungsfähigkeit der neuen Signalstrukturen bzw. zur praktischen Relevanz sind derzeit noch nicht möglich.

4.4 Empfängertechnologie

Der Fokus bei der Weiterentwicklung der Empfängertechnologie lag lange auf der Verbesserung der Signalverarbeitung der Codebeobachtungen. In diesem Zusammenhang ist die Trägerglättung (*carrier smoothing*) zu nennen, die durch Glättung der Codebeobachtungen mittels Trägerphasenbeobachtungen das Rauschen der Codebeobachtungen verringert. In Folge dessen wird die Genauigkeit erhöht, da sich unter anderem die Codemehrwegeabweichungen verringern (Hatch 1982). Der Ansatz der Trägerglättung macht es sich zunutze, dass die Trägerphasenbeobachtungen weniger durch Rauschen beeinflusst werden als die Codebeobachtungen. Die Glättung wird bei Messungen auf einer Frequenz durch die unterschiedliche Wirkung der Ionosphäre auf Code und Phase begrenzt. Das Glättungsintervall sollte in diesem Fall 100–200 s nicht überschreiten (McGraw 2006). Aufgrund des relativ schmalen Zeitintervalls können langperiodische Mehrwegeeffekte nicht gefiltert werden. Durch Messung auf mindestens zwei Frequenzen kann diese Limitierung behoben werden, so dass keine zeitlichen Einschränkungen bei der Trägerglättung entstehen.

Zu Beginn und Mitte der Neunzigerjahre des vorangegangenen Jahrhunderts wurde mit einer Optimierung der Signalverarbeitung hinsichtlich der Reduzierung von Phasenabweichungen begonnen. Zu den wohl bekanntesten Entwicklungen im Bereich der Verringerung des Mehrwegeinflusses bei der GNSS-Signalverarbeitung zählen der *Narrow Correlator* (enger Korrelator), bei dem der Korrelatorabstand *d* verringert wird (Van Dierendonck u. a. 1992) und die MEDLL-Technik (MEDLL – *multipath estimating delay lock loop*), bei der die Anzahl der Korrelatoren erhöht wird (van Nee 1992; Townsend, van Nee u. a. 1995). Die Auswirkung des *Narrow Correlator* auf die Hüllkurve der Codemehrwegeabweichung ist in Abbildung 3-12 dargestellt. Diese verdeutlicht, dass die maximale Mehrwegeabweichung gegenüber der des normalen Korrelators geringer ist, aber gleichzeitig der Einfluss längerer Umweglängen nur begrenzt verringert werden kann. Mittels MEDLL-Technik kann die theoretisch maximale Umweglänge auf ca. 50 m verringert werden, was annähernd der maximalen Umweglänge des P(Y)-Codes entspricht (Townsend, Fenton u. a. 1995). Kürzere Umwegsignale, wie sie durchaus bei Trägerphasenmessungen auftreten, können anhand beider Ansätze weder detektiert noch eliminiert werden.

Weitere Techniken, wie der *Strobe Correlator* und darauf aufbauende Techniken (siehe Weill 1997, 2002), können zwar die maximalen Umweglängen, speziell bei der Trägerphasenabweichung, weiter

deutlich verringern (ca. 24 m), scheitern aber an Mehrwegesignalen mit kürzeren Umweglängen (Garin und Rousseau 1997). Vorteilhaft ist, dass diese Ergebnisse mit einem deutlich geringeren rechen- und gerätetechnischen Aufwand, im Vergleich zur MEDLL-Technik, erzielt werden. Auch der von Fenton und Jones (2005) beschriebene Ansatz des *Vision Correlator* ist nur für Umweglängen von mehr als 12,5 m wirksam.

Für Anwendungen, wie z. B. GNSS-Referenzstationen, bei denen sich potentielle Signalreflektoren in unmittelbarer Nähe der Empfangsantenne befinden und sich mitunter kurze Umweglängen ergeben, bieten die oben genannten Techniken keinen ausreichenden Schutz gegenüber Mehrwegeabweichungen bei den GNSS-Beobachtungen. Speziell zur empfängerseitigen Unterdrückung von Trägerphasenmehrwegeabweichungen existieren nur wenige Methoden. Weill (1997, S. 65) kommt zu dem Fazit, dass es keine wirksamen Methoden für Umweglängen kleiner als ein Meter gibt. Das bedeutet, insbesondere die langperiodischen Phasenmehrwegeabweichungen im Nahfeld der Empfangsantenne und im erweiterten Antennenumfeld (bis 5 m) können mit herkömmlichen Techniken weder detektiert noch eliminiert werden. Für McGraw und Braasch (1999) sind Umweglängen kleiner als 1/20 der C/A-Chiplänge die dominierende Mehrwegeart.

Im Hinblick auf die zukünftig verwendeten Signalstrukturen ist mit einer weiteren Entwicklung bei den Korrelatoren zu rechnen, welche die Eigenarten der neuen Modulationstechniken ausnutzen, um eine Verbesserung hinsichtlich der Mehrwegeunterdrückung zu erzielen (de Latour u. a. 2009; Jovanovic u. a. 2010).

4.5 Weiterverarbeitung der Beobachtungsgrößen

Die einfachste Möglichkeit bei der Weiterverarbeitung der GNSS-Beobachtungen ist die Gleichgewichtung über den gesamten Elevationsbereich. Dies führt dazu, dass hauptsächlich die niedrigen Elevationsbereiche, bei denen mit vermehrtem Mehrwegeeinfluss zu rechnen ist, die Positionslösung verschlechtern. Die vollständige Elimination der unteren Elevationsbereiche schließt diese Bereiche zwar von der Positionslösung aus, führt aber aufgrund der Verschlechterung der Satellitengeometrie unter Umständen ebenfalls zu einer schlechten Positionslösung. Die Nutzung spezieller stochastischer Varianzmodelle ermöglicht die gezielte Beobachtungsgewichtung zur Reduzierung des Einflusses genauigkeitsbeeinflussender Messabweichungen. Grundsätzlich müssen für die Code- und Phasenbeobachtungen unterschiedliche Gewichtungsansätze (unterschiedliche Wirkung der Messabweichungen) verwendet werden. Aufgrund der Komplexität verschiedener Gewichtungen und mit dem Hinweis auf die hochpräzise Positionierung liegt der Fokus auf der Gewichtung der Phasenbeobachtungen. Wie bereits beschrieben, wird die Elevation bei der Gewichtung vielfach als Indikator für die Qualität der Beobachtungsdaten verwendet. Spezielle stochastische Varianzmodelle, in Abhängigkeit von der Elevation, in der Form

$$\sigma_{\Phi}^2 = \frac{\sigma_0^2}{p},\tag{4-1}$$

mit

σ_{Φ}^2	Varianz der undifferenzierten Trägerphasenbeobachtung (m ²),
σ_0^2	a priori Varianz der Gewichtseinheit (m ²),
n	Gewichtsfunktion

sind daher Bestandteil von GNSS-Auswerteprogrammen. Die geläufigste Gewichtsfunktion ist $\cos^2 z$ (z = Zenitwinkel) bzw. $\sin^2 el$ (Rothacher u. a. 1997). Die Anwendung unterscheidet sich insofern, dass einige Analysezentren³ des IGS das Varianzmodell für den gesamten Elevationsbereich verwenden, wie z. B. *Center for Orbit Determination in Europe* (CODE) und *European Space Operations Centre* (ESOC). Beim GeoForschungsZentrum (GFZ) werden alle Beobachtungen oberhalb einer Elevation von 30° gleichgewichtet. Unterhalb von 30° kommt das Varianzmodell zur Anwendung. Diese Vorgehensweise wird mit einer besseren Approximation der Phasenresiduen durch die Gewichtsfunktion begründet. Die *National Oceanic and Atmospheric Administration* (NOAA) verwendet zusätzlich zum Varianzmodell einen konstanten Versatz von fünf Zentimetern. Die a priori Varianz der Gewichtseinheit ist frequenzunabhängig und variiert zwischen den einzelnen Analysezentren.

Andere Analysezentren des IGS, wie z. B. das *Natural Resources Canada* (NRCan), verwenden empirische Varianzmodelle auf der Grundlage stationsspezifischer Residuen einer PPP-Auswertung (PPP – *Precise Point Positioning*). Dies hat den Vorteil, dass den stationspezifischen Einflüssen bei der Gewichtung Rechnung getragen wird.

Seit dem Ende der Achtzigerjahre des vorangegangenen Jahrhunderts gibt es Bemühungen, die Signalqualität für die Gewichtung der Beobachtungen zu nutzen (Collins und Langley 1999). Die von Langley (1997, Gl. 16) beschriebene Varianz der Phasenmessung, basierend auf dem Träger-Rauschleistungsdichte-Verhältnis, bildet die Grundlage für die von Hartinger und Brunner (1998, 1999) entwickelte Varianzfunktion der Phasendaten – dem SIGMA- ε -Modell. Der Vorteil dieses Modells gegenüber herkömmlichen Varianzmodellen ist die realistischere Modellierung des zufälligen Phasenmessrauschens aufgrund der Berücksichtigung der Charakteristik verschiedener Antennen und GNSS-Stationsumgebungen. Mehrwegeeinflüsse bleiben weitestgehend unberücksichtigt. Das von Brunner u. a. (1999) beschriebene SIGMA- Δ -Modell, eine Weiterentwicklung des SIGMA- ε -Modells, kann Mehrwegeeinflüsse durch Beugung anhand der Veränderung der Signalqualität

³ http://igscb.jpl.nasa.gov/organization/centers.html#ac (letzter Zugriff: 16.12.2009)

erkennen und die entsprechenden Phasenbeobachtungen bei der Auswertung niedriger gewichten. Das Detektieren der Beugungserscheinungen beruht auf einem Vergleich der gemessenen Signalqualität mit einem nominellen Erwartungswert für die Signalqualität. Der nominelle Erwartungswert ergibt sich in Abhängigkeit der Elevation und der Kombination Empfänger-Antenne als frequenzspezifische Schablonenfunktion (template). Die Gewichtung der Phasendaten mittels SIGMA- Δ -Modell kann den Einfluss der Signalbeugung um ca. 50 % im Vergleich zur ungewichteten Auswertung verringern. Wanninger u. a. (2000) zeigen zudem, dass eine Genauigkeitssteigerung in Lage und Höhe gegenüber der elevationsabhängigen Gewichtung erzielt wird. Allerdings kann der Einfluss der Signalbeugung nicht vollständig eliminiert werden. Probleme bei der Gewichtung mittels SIGMA-Δ-Modell ergeben sich an der Schattengrenze, an der die Signalstärke bereits um sechs Dezibel gedämpft wird (s. Abschn. 3.2.2 und Abb. 3-20). Dies führt zu einer stärkeren Abgewichtung der jeweiligen Phasenbeobachtung, obwohl die Trägerphase an der Schattengrenze nicht in dem Umfang wie die Signalstärke beeinflusst wird (Wieser und Brunner 2000). Zudem lässt sich der Einfluss von Mehrwegesignalen, hervorgerufen durch Reflexion, mit dieser Art der Gewichtung nicht verringern, da Signalqualität und Trägerphasenabweichung um 90° phasenverschoben sind (s. Abschn. 3.4.3).

Weitere Verbesserungen, hinsichtlich der Verringerung des Einflusses der Signalbeugung, verspricht das von Wieser und Brunner (2002) entwickelte SIGMA-*F*-Modell. Dieses kombiniert die SIGMA- ε - und SIGMA- Δ -Modelle mit einer robusten Parameterschätzung auf der Grundlage von Fuzzy-Systemen. Allerdings gelingt es dem SIGMA-*F*-Modell nicht, den Einfluss von Mehrwegesignalen aufgrund von Signalreflektionen zu verringern (Wieser 2001).

Bis auf den von Richter und Euler (2001) beschriebenen Einsatz der Beobachtungsgewichtung mittels Signalbeugung in kommerziellen GPS-Empfängern, liegen keine weiteren Informationen zur praktischen Relevanz des Gewichtungsansatzes seitens der Empfängerhersteller vor.

4.6 Multiantennensysteme

Die Abschnitte 4.1–4.5 zeigen, dass durch Stationsauswahl, Antennendesign, Signalstruktur, Empfängertechnologie und Datenverarbeitung der Einfluss durch Mehrwegesignale, insbesondere auf die Codebeobachtungen, verringert werden kann. Die Auswirkungen der Mehrwegesignale auf die Trägerphasenbeobachtungen konnten nur zum Teil verringert werden. Vor allem bei lang- und mittelperiodischen Mehrwegeeffekten ($T_{\delta \phi} > 40 \text{ min}$), die im Nahfeld der Empfangsantenne und darüber hinaus auftreten, wurden nur geringe Verbesserungen erzielt.

Eine Steigerung bei der Mehrwegeverringerung kann ggf. durch die Kombination verschiedener Techniken erreicht werden. Eine Möglichkeit bietet die Kombination mehrerer Einzelantennen zu einem Multiantennensystem. Dieser Ansatz beruht auf der räumlichen und zeitlichen Korrelation der Mehrwegeparameter, die sich aufgrund der sehr kurzen Entfernungen zwischen den Antennenelementen ergeben. Die Anzahl variiert zwischen zwei (Santos und Farret 2002), sechs (J. K. Ray u. a. 1998) und mehr als sechs Antennenelementen (Brown u. a. 1999; Brown 2000).

Das von Santos und Farret (2002) vorgestellte Konzept von zwei Antennen (GPS-L1) an einem gemeinsamen Empfänger beruht auf der Annahme, dass die Mehrwegecharakteristik in einem Zeitintervall von wenigen Sekunden stabil bzw. konstant ist. Von den Autoren werden weder Aussagen getroffen, welche Beobachtungsgröße verbessert wird, noch inwiefern Verbesserungen bei der Mehrwegeverringerung erreicht wurden.

Ziel des in J. K. Ray u. a. (1998) beschriebenen Ansatzes ist die Verringerung der Trägerphasenmehrwegeabweichung bei statischen Messungen. Zu diesem Zweck wurden sechs baugleiche GPS-L1-Antennen (Einflussminimierung der PZV) auf einer gemeinsamen Grundplatte angeordnet (s. Abb. 4-3(a)). Aufgrund von Störungen des Gewinns der Antenne im Zentrum der Antennenanordnung wurde diese entfernt (J. K. Ray 1999). Die Aufzeichnung der Beobachtungen erfolgt durch drei GPS-L1-Empfänger, die über ein gemeinsames Rubidium-Frequenznormal gesteuert werden. Wegen der strengen geometrischen Anordnung der Antennen unterscheiden sich die Zeitpunkte des Eintreffens der direkten und der einmal reflektierten Wellenfront. Die Phasenunterschiede zwischen den einzelnen Antennen lassen sich als Funktion von Antennengeometrie und Reflexionsrichtung mathematisch, in Bezug auf eine »Referenzantenne«, beschreiben. Die Schätzung der Parameter α , $\Delta \phi_r$ sowie Azimut und Elevation des reflektierten Signals (bezogen auf die »Referenzantenne«) erfolgt durch einen erweiterten Kalman-Filter und ermöglicht anschließend eine Korrektur der Trägerphasenbeobachtung. Die auf Grundlage der entwickelten Technologie erzielten Verbesserungen bei der 3D-Position einer 500 m langen Basislinie betragen bis zu 70 % (J. K. Ray 1999). Allerdings liegen zur Datengrundlage, auf die sich diese Aussagen stützen, keine Informationen vor. Zudem werden keine Äußerungen zu Beugungseffekten an der zusätzlichen Grundplatte gemacht, d. h. inwieweit diese auftraten und ggf. berücksichtigt wurden.

Die von Brown u. a. (1999) beschriebene Technologie basiert auf dem Zusammenschluss mehrerer GPS-L1-Antennenelemente zu einer »Antenne« mit digital steuerbarem Gewinn (*digital beam stee-ring array*), verbunden mit einem computerbasierten Empfänger. Durch die Steuerung des Gewinns, in Abhängigkeit von der Anzahl der verwendeten Antennen, kann die Signalstärke in den Verfolgungsschleifen des Empfängers erhöht und Signale niedrig stehender Satelliten gedämpft werden. Speziell letzteres ist nachteilig, da Beobachtungen nahe dem Horizont verloren gehen und die Geometrie der Positionslösung verschlechtert wird. Der vorgestellte Ansatz dient ausschließlich der Verringerung der Codemehrwegeabweichung und damit einer Verbesserung der Pseudostreckenmessung aus Codebeobachtungen. Der erweiterte Ansatz ermöglicht die dynamische Steuerung des Gewinns in Richtung Satellit sowie das Detektieren (Methode der maximalen Mutmaßlichkeit) und den Ausschluss von Mehrwegesignalen (Brown 2000, 2001). Auswirkungen dieser Technologie auf die Po-



Abb. 4-3: Beispiele f
ür Multiantennensysteme: (a) Multiantennensystem bestehend aus sechs baugleichen GPS-L1-Empfangsantennen (J. K. Ray u. a. 1998); (b) Prototyp eines dreidimensionalen Multiantennensystems aus sieben Antennenelementen (Brown und Mathews 2005).

sitionierung sind nicht bekannt. Es wird lediglich angegeben, dass die mittlere Mehrwegesignalstärke auf -13 dB reduziert wurde, was einer maximalen Phasenabweichung von ± 7 mm entspricht (Brown 2001).

Alle bis dato beschriebenen Ansätze sind limitiert durch die Verwendung von GPS-L1-Antennen. Die Verwendung von GPS-L1/L2-Antennen in einer dreidimensionalen Antennengruppe (s. Abb. 4-3(b)) kann diese Limitierung aufheben (Brown und Mathews 2005). Über die erzielbaren Ergebnisse ist bislang nichts bekannt.

4.7 Stationskalibrierung

Die Verfahren der Stationskalibrierung basieren auf der Wiederholung der Mehrwegeeffekte bei gleicher Konstellation von Satellit, Empfangsantenne und Reflektor, d. h. unveränderter Stationsumgebung. Dies ist bei statischen Umgebungen, wie z. B. GNSS-Referenzstationen, der Fall. Der Zeitpunkt der Wiederholung der Konstellation Satellit – Empfangsantenne – Reflektor unterscheidet sich bei den einzelnen Systemen zwischen einem, acht und zehn Sternentagen für GPS, GLONASS und Galileo (Hofmann-Wellenhof u. a. 2008). Innerhalb eines Satellitensystems kann es ebenfalls zu Unterschieden zwischen den einzelnen Satelliten kommen (Wanninger und May 2000).

Prinzipiell werden die Verfahren zur Stationskalibrierung in Kalibrierung

- in Stationsnetzen,
- unter Verwendung einer temporären Referenzstation,
- mittels statistischer Auswertung,

– unter Verwendung von Signalqualitätswerten,

unterteilt.

4.7.1 Detektieren in Stationsnetzen

Der von Wanninger und May (2000) beschriebene Ansatz erfolgt in zwei Schritten. Zunächst werden Doppeldifferenzresiduen der ionosphärefreien Linearkombination L0 in einem regionalen Referenzstationsnetz gebildet und analysiert. Die Analyse ist den größeren Stationsabständen (> 30km) und den damit verstärkt wirkenden Einflüssen der Ionosphäre geschuldet. Für diesen Ansatz sind mehrere mehrwegefreie Referenzstationen im Stationsnetz zwingend erforderlich. Zudem werden hochstehende Satelliten ($el > 50^{\circ}$) als mehrwegefrei angenommen. Im zweiten Schritt erfolgt die Bestimmung der Phasenmehrwegekorrektionen. Dafür wird jeweils eine stark durch Mehrwege belastete Station mit mehreren gering belasteten Stationen in der Analyse kombiniert. Von den, vorab um entfernungsabhängige Abweichungen (Ionosphäre, Troposphäre) korrigierten, Originalsignalen der GPS-L1- und GPS-L2-Phasenbeobachtung werden doppelte Differenzen gebildet. Auf der Grundlage der Doppeldifferenzresiduen werden stations- und frequenzspezifische Mehrwegekorrekturen berechnet und die Mittelwerte in einem azimut- und elevationsabhängigen Gitter $(1^{\circ} \times 1^{\circ})$ gespeichert. Eine Steigerung der Präzision bei der Positionierung (Standardabweichung der Beobachtungsresiduen), durch Anwendung der berechneten Verbesserungen, zeigt sich in den verschiedenen Linearkombinationen hauptsächlich bei kurzen Basislinien. Bei längeren Basislinien (bis zu 50 km) fällt die erzielte Genauigkeitssteigerung geringer aus. Bei den Basislinienberechnung mit GPS-L1- und GPS-L2-Phasendaten verursachen die Phasenmehrwegeverbesserungen teilweise eine Verschlechterung der Basislinienlösung.

4.7.2 Nutzung einer temporären Referenzstation

Der Ansatz von Hatanaka u. a. (2001a) beruht auf der Bestimmung von allgemeingültigen Phasenverbesserungen für die jeweils im japanischen *GPS earth observation network* (GEONET) vorkommenden Stationsdesigns (Antenne, Radom, Pfeiler oder Stativ). Mit Hilfe einer temporären Referenzstation (Choke-Ring-Antenne) werden die Phasenresiduen in einer kurzen Basislinie (10 m) zu den Nachbauten der Stationsdesigns bestimmt. Aus den Phasenresiduen werden azimutal- und elevationsabhängige »Phasenkarten« für die beiden GPS-Trägerfrequenzen abgeleitet. Die Analyse einer 286 m langen Basislinie, mit Anwendung der Phasenkarten, ergaben für die ionosphärefreie Linearkombination L0 geringe Verbesserungen gegenüber einer Auswertung ohne Anwendung der Phasenkarten. Die Auswirkung der abgeleiteten Phasenkarten im gesamten GEONET sind in Hatanaka u. a. (2001b) zusammengefasst. Die erzielten Verbesserungen sind im Vergleich der berechneten Standardabweichungen der Koordinaten (ohne und mit Phasenkarten) kleiner als ein Millimeter.

Eine ähnliche Vorgehensweise beschreiben Granström und Johansson (2007). In diesem Fall werden, anders als bei Hatanaka u. a. (2001a), keine allgemeingültigen sondern stationsspezifische Phasenverbesserungen bestimmt. Hierfür wird eine temporäre Referenzstation im Abstand von acht Metern neben der eigentlichen GPS-Referenzstation (Onsala) betrieben. Die temporäre Referenzstation, Antenne vom Typ Dorne & Margolin T, ist nahe dem Boden aufgebaut und von Absorbermaterial im erweiterten Nahfeld umgeben. In der Auswertung wird die temporäre Referenzstation als mehrwegefrei angenommen. Auswirkungen der bestimmten Phasenverbesserungen auf die Auswertung im Stationsnetz werden nicht angegeben. Es kann davon ausgegangen werden, dass die abgeleiteten relativen Phasenverbesserungen Resteinflüsse von Mehrwegen der temporären Referenzstation enthalten.

Der von Park u. a. (2002, 2004) beschriebene Ansatz nutzt eine Parabolantenne als temporäre Referenzantenne. Die Parabolantenne, mit einem Durchmesser von drei Metern, ist in azimutaler $(7^{\circ} - 357^{\circ})$ und zenitaler $(3^{\circ} - 85^{\circ})$ Richtung schwenkbar und aufgrund ihrer Richtcharakteristik nahezu frei von Mehrwegeeffekten sowie Phasenzentrumsvariationen (s. Abb. 4-4(a)). Das antenna and multipath calibration system (AMCS) besteht zudem aus zwei TRIMBLE 4000 SSI Empfängern, die mit einem externen Frequenznormal gekoppelt sind. Die Synchronisationsabweichung der Empfänger wird mittels einer Nullbasislinie (zero baseline) bestimmt. Hierzu messen die Empfänger, mittels Signalsplitter an die zu kalibrierende Antenne angeschlossen, für zehn Minuten dieselben Satellitensignale. Dadurch gelingt es in der Auswertung, die verbliebenen Abweichungen der Empfängeruhr von den stationsabhängig wirkenden Abweichungen zu trennen. Dem zero baseline Modus folgen 15 Minuten Messung mit der Parabolantenne, in denen die Parabolantenne der jeweiligen Satellitenposition nachgeführt wird. Die stationsabhängig wirkenden Abweichungen ergeben sich als Ergebnis der Empfänger-Einfachdifferenzen. Die Begrenzung auf eine Frequenz, der technische Aufwand sowie der hohe Messaufwand - alle Satelliten müssen einzeln »kalibriert« werden - verhindern einen praktischen Einsatz bei der Stationskalibrierung von GNSS-Referenzstationen. Zudem müsste bei einer Änderung in der Stationsumgebung eine erneute Messung durchgeführt werden.

Anders als bei den zuvor beschrieben Herangehensweisen bei der Stationskalibrierung werden bei dem in Böder u. a. (2001) beschriebenen Verfahren absolute Phasenverbesserungen für die jeweilige Station bestimmt. Dazu wird der, von der absoluten Antennenkalibrierung bekannte, Kalibrierroboter (s. Abb. 4-4(b)) temporär neben der zu kalibrierenden Station betrieben. Zusätzlich werden beide Empfänger über ein gemeinsames externes Frequenznormal gesteuert. Anders als bei der absoluten Antennenkalibrierung bleibt die Antenne während des gesamten Messvorgangs in horizontaler Position und wird ausschließlich, nach einem Zufallsprinzip, horizontal und vertikal verschoben. Aufgrund der zufälligen Verschiebung gelingt eine Dekorrelierung des Mehrwegeeinflusses zwischen den einzelnen Messepochen bei gleichzeitiger Erhöhung des Messrauschens. Es ergibt sich eine mehrwegefreie temporäre Referenzstation. Auf der Basis von Empfänger-Einfachdifferenzen kann, unter Berücksichtigung der PZO und PZV, der Mehrwegeinfluss der zu kalibrierenden Station



Abb. 4-4: Beispiele für temporäre Referenzstationen bei der Stationskalibrierung: (a) azimutal und zenital schwenkbare Parabolantenne des AMCS mit hoher Richtwirkung (UNAVCO 2010); (b) automatisierter Roboterarm der Firma Geo++ zur absoluten Antennenkalibrierung (Wübbena u. a. 2000).

anfänglich durch Kugelflächenfunktionen (Grad und Ordnung 20), was zum Teil zu einer Überparametrisierung in Bereichen fehlender Messwerte führte. Der Übergang bei der Modellierung von Kugelflächenfunktionen zu Tschebyscheff-Polynomen löst die Problematik der Überparametrisierung (Dilßner 2007). Aufgrund der unterschiedlichen Umlaufzeiten der GPS-Satelliten (siehe Wanninger und May 2000) ist die zeitliche Gültigkeit der absoluten Phasenverbesserungen auf den tatsächlichen Messzeitpunkt begrenzt.

4.7.3 Detektieren mit Einzelstation

Das Prinzip der statistischen Auswertung beruht auf der Analyse der Phasenresiduen bei präziser Einzelpunktbestimmung mittels *Precise Point Positioning* (PPP) – dem Residuen-Stapeln (*residual stacking*). Bei der PPP-Auswertung werden präzise Satellitenorbits und Satellitenuhren verwendet sowie PZO und PZV berücksichtigt. Ferner müssen periodische Stationsbewegungen, wie sie sich durch Erdgezeiten, ozeanische Auflasten und die subtägliche Erdrotation ergeben, modelliert werden. Die verbleibenden Troposphäreneinflüsse sowie die Empfängeruhrabweichungen werden im Zuge der Auswertung geschätzt. Als Ergebnis der PPP-Auswertung ergeben sich neben den gesuchten Stationskoordinaten Phasenresiduen, die zum großen Teil von Mehrwegeeffekten dominiert werden. In Granström u. a. (2006) sowie Granström und Johansson (2007) ist die statistische Auswertung von PPP-Residuen zur Stationskalibrierung am Beispiel einzelner Stationen des schwedischen Positionierungssystems (*Swedish Positioning System* – SWEPOS) beschrieben. Beim Zusammenfassen der PPP-Residuen der Jahre 1999–2004, zu einer stationsspezifischen azimutalund elevationsabhängigen »Kalibriermatrix« ($5^{\circ} \times 2^{\circ}$), wird von einem Mittelungseffekt verbleibender Resteinflüsse ausgegangen. Aufgrund der Mittelbildung bleiben meteorologisch bedingte Mehrwegeveränderungen in der stationsspezifischen Kalibriermatrix unberücksichtigt. Dies führt mitunter dazu, dass im Zuge der GNSS-Auswertung der Einfluss der Mehrwegeeffekte nicht vollständig beseitigt werden kann, wie es der Name Kalibriermatrix jedoch suggeriert. Eine ähnliche Vorgehensweise beschreiben Iwabuchi und Miyazaki (2003) sowie Iwabuchi u. a. (2004) für Stationen des japanischen GEONET.

4.7.4 Verwendung von Signalqualitätswerten

Wie im Abschnitt 3.4.3 beschrieben, sind der Mehrwegeeinfluss auf die Trägerphasenbeobachtung und die Signalqualität korreliert. Auf diesem Zusammenhang beruht der von Axelrad u. a. (1994, 1996) beschriebene Ansatz zur Bestimmung von relativen Trägerphasenmehrwegeverbesserungen. Zu diesem Zweck werden die Phasendaten und die Signalqualitätswerte in einer master-slave-Konfiguration (Abstand beider Antennen ein Meter) analysiert. Es wird davon ausgegangen, dass der Mehrwegeeinfluss, aufgrund der räumlichen Distanz, auf beide Antennen unterschiedlich wirkt. Aus diesen Unterschieden sollen die Lage eines möglichen Reflektors und Phasenmehrwegekorrektionen abgeleitet werden. Im ersten Schritt wird die ungestörte Signalamplitude (A_d) aus den gemessenen Signalqualitätswerten (Asq) unter Verwendung des Gewinns der Empfangsantenne bestimmt und von den gemessenen Signalqualitätswerten subtrahiert ($A_{sq} - A_d$). Im verbleibenden Signal werden signifikante Mehrwegefrequenzen, die Amplitude des Mehrwegsignals (A_r) und die Phasenverschiebung des reflektierten gegenüber dem direkten Signal ($\Delta \phi_r$) bestimmt. Aus den zuvor ermittelten Parametern (A_r , $\Delta \varphi_r$ und $f_{\Delta \varphi}$) werden mittels Gleichung (3-32) die Phasenmehrwegeverbesserungen für die einzelne Antenne berechnet. Abschließend wird aus den antennenspezifischen Verbesserungen ein differentielles Phasenmehrwegeprofil abgeleitet. Das Vorzeichen der relativen Phasenverbesserungen wird, aufgrund der Mehrdeutigkeit bei der Bestimmung von ($\Delta \varphi_r$), aus den Phasenresiduen abgeleitet. Die experimentelle Überprüfung der Wirkung der abgeleiteten differentiellen Phasenmehrwegeprofile zeigt eine Verbesserung bei den Phasenresiduen. Aufgrund der Vorzeichenproblematik ist eine unabhängige Berechnung von Phasenmehrwegeverbesserungen, basierend auf Signalqualitätswerten, nicht möglich. Des Weiteren sind die Gewinn-Muster der Empfangsantennen nicht frei verfügbar.

Comp und Axelrad (1996, 1998) beschreiben die Optimierung des zuvor dargestellten Ansatzes. Hierzu werden in einer ersten Iteration die Mehrwegefrequenzen mittels adaptiven Kerbfilter (*adaptive notch filter* – ANF) sowie die Amplitude des reflektierten Signals und die Phasenverschiebung mittels angepasster Methode der kleinsten Quadrate (*adaptive least squares* – ALS) bestimmt. In einer zweiten Iteration wird, basierend auf den zuvor geschätzten Parametern, die direkte Signalamplitude erneut ermittelt, um anschließend die Parameterschätzung für A_r , $\Delta \varphi_r$ und f_M auf der Grundlage der verbesserten Differenz zwischen A_{sq} und A_d mittels ANF und ALS erneut durchzuführen. Die Vorzeichenproblematik konnte indessen nicht behoben werden, so dass die Ableitung von Phasenmehrwegeverbesserung allein aus Signalqualitätswerten nicht möglich ist.

Ein weiterer auf Signalqualitätswerten basierender Ansatz zur Lokalisierung eines möglichen Reflektors wird in Reichert und Axelrad (1999) beschrieben. Die Lokalisierung beruht auf der Stapelschätzung (batch estimation) eines Zustandsvektors, welcher aus fünf Parametern - dem Abstand Antenne-Reflektor, Azimut und Elevation der Ebene des Normalenvektors des Reflektors, dem konstanten Teil der direkten Signalamplitude sowie der Amplitude des reflektierten Signals – besteht. Die Initialisierung des Zustandsvektors erfolgt über eine grobe Suche potentieller Reflektoren in einem dreidimensionalen Gitter und einer Schätzung des konstanten Anteils der direkten Signalamplitude mittels der Methode der kleinsten Quadrate-Anpassung (least square fit). Die Schätzung des Zustandsvektors wird solange wiederholt, bis die Differenz zwischen gemessener und geschätzter Signalqualität minimal wird. Basierend auf den Parametern des Zustandsvektors lassen sich mittels Gleichung (3-32) Phasenmehrwegeverbesserungen berechnen. Wie schon bei den von (Axelrad u. a. 1994) sowie (Comp und Axelrad 1996) beschriebenen Ansätzen werden relative Phasenmehrwegeprofile bestimmt. Mit diesen azimut- und elevationsabhängigen Phasenmehrwegeprofilen $(1^{\circ} \times 1^{\circ})$ werden die differentiellen Phasenmessungen korrigiert. In den beschrieben Tests wurden die Amplituden des direkten und reflektierten Signals nicht im Rahmen der Stapelschätzung bestimmt, sondern vorgegeben. Dies kann bei der Anwendung der Phasenmehrwegeverbesserungen mitunter zu einer Verschlechterung der Ergebnisse führen.

Die bisher beschriebenen Ansätze können nicht bei Daten einer einzelnen Station (Einzelantenne) angewandt werden. Eine Möglichkeit zur Bestimmung von Phasenmehrwegeverbesserungen für eine einzelne Station wird von Lau und Cross (2005) erläutert. Das Prinzip beruht auf der in Comp und Axelrad (1996) dargestellten Vorgehensweise und unterscheidet sich im Wesentlichen in den eingesetzten Filtern der Parameterschätzung. So wird statt des ANF eine Kombination aus Brücken- und Kerbfilter (adaptive lattice notch filter - ALNF) zur Bestimmung der Mehrwegefrequenzen verwendet. Statt des ALS wird ein adaptiver Kammfilter (adaptive comb filter – ACF) zur Schätzung der Amplitude und der Phasenverschiebung des reflektierten Signals genutzt. Die Bestimmung der Phasenmehrwegeabweichung beruht auf einer Modifizierung der Gleichung (3-32) in der Form, dass statt des Arkustangens ein Skalierungsfaktor verwendet wird. Er soll die Signalqualitätswerte mit den Phasenmehrwegeabweichungen in Zusammenhang bringen. Der Skalierungsfaktor muss für jede Empfänger-Antennen-Kombination bestimmt werden. Wie dies erfolgt, wird nicht dargelegt. Zusätzlich wird die in der Parameterschätzung bestimmte Phasenverschiebung, um $\pi/2$ verschoben. Die Folge ist Folge, dass Phasenmehrwegeverbesserungen berechnet werden, die gegebenenfalls das falsche Vorzeichen aufweisen. Die Auswirkungen der berechneten Verbesserung im Koordinatenraum werden nicht beschrieben. Aufgrund des Skalierungsfaktors und der zusätzlichen Phasenverschiebung von $\pi/2$ und der daraus resultierenden Vorzeichenproblematik ist dieser Ansatz nicht praxistauglich.

Bilich u. a. (2003) beschreiben eine Möglichkeit zur Bestimmung der Schwingfrequenzen (oscillation frequency) bzw. Periodizitäten in den »bereinigten« Signalqualitätszeitreihen mittels Periodogramm. Die bereinigten Signalqualitätswerte sind das Ergebnis der Differenz der gemessenen und der direkten Signalqualität. Letztere wird mittels Polynomregression höherer Ordnung aus den originären Signalqualitätswerten geschätzt. Auf der Grundlage der ermittelten Schwingfrequenzen können Rückschlüsse auf den Abstand Antenne-Reflektor gezogen werden, der wiederum zur Rekonstruktion der Signalqualität (zur Validierung) und zur Ableitung von Phasenverbesserungen dient. Anhand des Abstandes Antenne-Reflektor kann, im Falle eines horizontalen Reflektors, mit Gleichung (3-23) die relative Phasenverschiebung berechnet werden. Basierend auf den Parametern (A_d , $\Delta \phi_{\rm r}$, $A_{\rm r}$), die aus den Signalqualitätswerten der ersten Trägerfrequenz von GPS bestimmt wurden, werden Phasenmehrwegeverbesserungen für beide GPS-Trägerfrequenzen berechnet (Gl. (3-32)), um anschließend Verbesserungen für die ionosphärefreie Linearkombination zu ermitteln. Die Verbesserungen werden mit Phasenresiduen einer PPP-Auswertung verglichen. Aussagen zur Wirkung der berechneten Verbesserungen im Koordinatenraum werden nicht getroffen. Eine Weiterentwicklung des zuvor beschrieben Ansatzes ist in Bilich und Larson (2007) sowie Bilich u. a. (2008) dargestellt. Zunächst werden, wie bei allen bisherigen Ansätzen, die gemessenen Signalqualitätswerte in die direkte Signalamplitude (konstanter Teil) und die reflexionsbedingte Amplitude (fluktuierender Teil) separiert. Mit Hilfe der Wavelet-Transformation wird die zeitliche Änderung der Phasenverschiebung $(d\Delta \varphi_r/dt)$ bzw. werden die dominierenden Mehrwegefrequenzen $(f_{\Delta \varphi})$ aus dem verbleibenden Signal $(A_{sq} - A_d)$ bestimmt. Durch den Gebrauch der Wavelet-Transformation reduziert sich das zugrunde liegende Modell auf eine Einzelantenne und eine dominierende Reflexionsebene. Die bestimmten Frequenzen werden in der Ausgleichung (ALS) genutzt, um die Parameter $\Delta \varphi_r$ und A_r zu schätzen. Die Nutzung von $f_{\Delta \varphi}$ in der Ausgleichung soll die Robustheit und das Konvergenzverhalten der Parameterschätzung erhöhen. Mittels der drei Parameter kann die Phasenmehrwegeabweichung für die erste GPS-Trägerfrequenz berechnet werden (Gl. (3-32)). Der Test des entwickelten Algorithmus zeigt im Vergleich der quadratischen Mittelwerte (root mean square – RMS) der Doppeldifferenzresiduen unkorrigierter und korrigierter GPS-L1-Phasenbeobachtungen eine Verbesserung von 31 %. Die GPS-L1-Phasenresiduen zeigen insbesondere im unteren Elevationsbereich $(< 20^{\circ})$ eine Verringerung des RMS um ca. 19 % (Bilich u. a. 2008).

* * *

Die große Anzahl der zuvor beschriebenen Möglichkeiten zur Verringerung des Mehrwegeeinflusses verdeutlicht den hohen Stellenwert der Mehrwegeproblematik als den die Genauigkeit limitierenden Faktor bei der hochpräzisen Positionierung mittels GNSS. Die Verringerung, vielleicht sogar die Eliminierung, speziell der Phasenmehrwegeabweichung, bleibt das erklärte Ziel der Forschung.

5

Quantifizierung von Trägerphasenmehrwegeabweichungen

In den vergangenen zwei Jahrzehnten wurden verschiedene Ansätze zur Bestimmung von Abweichungen der Trägerphasenbeobachtungen, hervorgerufen durch Mehrwegesignale in der Stationsumgebung, entwickelt. Die unter dem Oberbegriff Stationskalibrierung geführten Verfahren wurden im Abschnitt 4.7 ausführlich beschrieben. Diese Konzepte bringen Vor- und Nachteile mit sich. Zum einen beruhen die Ansätze auf Annahmen (z. B. Gewinnmuster Empfangsantenne), bedienen sich temporärer Referenzstationen oder eines Referenz- bzw. Basissatelliten und sind auf die Verwendung von Beobachtungsdaten einer GNSS-Frequenz oder eines Satellitensystems begrenzt. Zum anderen wird ein »Kalibrierdatensatz« bestimmt, der unabhängig von den tatsächlichen Verhältnissen (z. B. meteorologische Einflüsse) Anwendung bei der GNSS-Auswertung findet. Bei Verfahren, die Signalqualitätswerte zur Bestimmung der Mehrwegeabweichungen der Trägerphasenmessungen verwenden, werden zunächst die Amplituden des direkten und reflektierten Signals sowie die Phasenverschiebung zwischen beiden Signalen bestimmt. Anhand dieser Parameter werden die eigentlichen Trägerphasenmehrwegeabweichungen berechnet. Abweichungen bei der Parameterschätzung führen zwangsläufig zu einer Verfälschung der bestimmten Trägerphasenmehrwegeabweichungen. Weitere Unterschiede ergeben sich im Einzelnen hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeit und ihrer Relevanz für die Praxis.

Der im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Algorithmus ermöglicht eine in-situ-Bestimmung der Abweichung der GNSS-Trägerphasenbeobachtung, infolge reflektierter Signale in der Stationsumgebung, basierend auf Signalqualitätsmessungen (Rost und Wanninger 2009). Die so bestimmten Trägerphasenmehrwegeabweichungen werden in Form von Verbesserungen, im Rahmen der GNSS-Auswertung, an die GNSS-Trägerphasenbeobachtungen angebracht. Nachfolgend werden das mathematische Modell sowie die Realisierung zur Quantifizierung der Trägerphasenmehrwegeabweichungen ausführlich beschrieben. Zudem werden Anforderungen an die Signalqualitätswerte dargestellt und erläutert.

5.1 Modell zur Quantifizierung der Trägerphasenmehrwegeabweichung

Die Bestimmung der Trägerphasenmehrwegeabweichung aus Signalqualitätswerten beruht auf dem mathematischen Zusammenhang zwischen den Gleichungen (3-32), (3-33) und (3-36). Ausgehend von den Gleichungen (3-33) und (3-36) wird zunächst der Quotient (Q_A) aus den Amplituden des Summensignals (A_{sq}) und des direkten Signals (A_d) gebildet:

$$Q_{\rm A} = \frac{A_{\rm c}}{A_{\rm d}} = \frac{A_{\rm sq}}{A_{\rm d}} = \sqrt{1 + 2\alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r} + \alpha^2}, \tag{5-1}$$

mit

 $Q_{\rm A}$ Quotient der Amplituden des Summensignals und des direkten Signals,

wobei $\alpha < 1$ gelten muss, damit der Amplitudenquotient nicht null wird. Der Zusammenhang zwischen $\delta \varphi$ und Q_A wird anhand der Abbildungen 3-13 und 3-14 im Abschnitt 3.4.2 verdeutlicht. Der Amplitudenquotient ist maximal, wenn die Trägerphasenmehrwegeabweichung null ist. Er wird eins, wenn die Trägerphasenmehrwegeabweichung maximal ist. Im Folgenden wird beschrieben, wie aus dem Amplitudenquotienten die Trägerphasenmehrwegeabweichung berechnet werden kann. Zu diesem Zweck wird die partielle Ableitung des Quotienten (rechte Seite Gl. (5-1)) gebildet:

$$\frac{\partial Q_{\rm A}}{\partial \Delta \varphi_{\rm r}} = -\frac{\alpha \sin \Delta \varphi_{\rm r}}{\sqrt{1 + 2\alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r} + \alpha^2}}.$$
(5-2)

Der Zähler der rechten Seite wird mit Gleichung (3-32) substituiert, so dass sich

$$\frac{\partial Q_{\rm A}}{\partial \Delta \varphi_{\rm r}} = -\frac{\tan \delta \varphi \left(1 + \alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r}\right)}{\sqrt{1 + 2\alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r} + \alpha^2}},\tag{5-3}$$

ergibt. Der im Nenner auf der rechten Seite befindliche Term unter der Wurzel wird wie folgt umgestellt:

$$1 + 2\alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r} + \alpha^2 = (1 + \alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r})^2 - \alpha^2 \cos^2 \Delta \varphi_{\rm r} + \alpha^2,$$

$$= (1 + \alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r})^2 + \alpha^2 (1 - \cos^2 \Delta \varphi_{\rm r}),$$

$$= (1 + \alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r})^2 + \alpha^2 \sin^2 \Delta \varphi_{\rm r},$$
 (5-4)

und in der Gleichung (5-2) substituiert

$$\frac{\partial Q_{\rm A}}{\partial \Delta \varphi_{\rm r}} = -\frac{\tan \delta \varphi \left(1 + \alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r}\right)}{\sqrt{\left(1 + \alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r}\right)^2 + \alpha^2 \sin^2 \Delta \varphi_{\rm r}}},\tag{5-5}$$

wo sich nach weiteren Umformungen und Vereinfachungen unter Verwendung von Gleichung (3-32)

$$\frac{\partial Q_{\rm A}}{\partial \Delta \varphi_{\rm r}} = -\frac{\tan \delta \varphi \left(1 + \alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r}\right)}{\sqrt{\left(1 + \alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r}\right)^2 \left(1 + \frac{\alpha^2 \sin^2 \Delta \varphi_{\rm r}}{\left(1 + \alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r}\right)^2\right)^2}},$$

$$= -\frac{\tan \delta \varphi}{\sqrt{1 + \left(\frac{\alpha \sin \Delta \varphi_{\rm r}}{(1 + \alpha \cos \Delta \varphi_{\rm r})}\right)^2}},$$

$$= -\frac{\tan \delta \varphi}{\sqrt{1 + \tan^2 \delta \varphi}} = -\sin \delta \varphi, \qquad (5-6)$$

ergibt. Die Funktion der Schätzwerte $\delta \varphi_{sq}$ für die Trägerphasenmehrwegeabweichung, basierend auf Signalqualitätswerten, ergibt sich mit

$$\delta \varphi_{\rm sq} = -\arcsin\left(\frac{\partial Q_{\rm A}}{\partial \Delta \varphi_{\rm r}}\right). \tag{5-7}$$

5.2 Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung

Der Algorithmus zur Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung unter Nutzung der protokollierten Signalqualitätswerte geodätischer GNSS-Empfänger beruht auf dem in Gleichung (5-7) dargestellten Zusammenhang. Abbildung 5-1 zeigt dies schematisch. Die linke Seite der Abbildung beschreibt die mathematische Vorgehensweise. Auf der rechten Seite ist die entsprechende grafische Darstellung am Beispiel der ersten Frequenz des GPS-Satelliten 27 dargestellt.

Zunächst liegen keine Informationen über die Änderung des Amplitudenquotienten Q_A in Bezug auf die Phasenverschiebung $\Delta \phi_r$ vor. Bekannt ist lediglich die Amplitude der Signalqualität A_{sq} (Dämpfungsmaß) in einer Epoche t, wie sie in der RINEX-Datei protokolliert wird (Abb. 5-1(a)). Unter Voraussetzung der Kenntnis der direkten Signalamplitude kann die Änderung von Q_A mit der Zeit t aus den Signalqualitätswerten abgeleitet werden. Die direkte Signalamplitude A_d ergibt sich, in Ermangelung eines Gewinnmusters der Empfangsantenne und unter Berücksichtigung der satellitenspezifischen Signalstärken (Abschn. 2.3), als Regressionspolynom höherer Ordnung (Koeffizient a_i) der vom Empfänger protokollierten Signalqualitätswerte (Edgar u. a. 1998). Zuvor müssen die vorliegenden Signalqualitätswerte nach DIN 5493-2 (Gl. (14)) in ein Spannungsverhältnis umgewandelt werden (Bilich 2006). Die entlogarithmierten Signalqualitätswerte und die daraus geschätzte direkte Signalamplitude sind in Abbildung 5-1(b) dargestellt. Die unterschiedlichen Signalstärken der Satelliten sprechen gegen eine Bestimmung der direkten Signalamplitude mittels Kugelflächenfunktionen. Kugelflächenfunktionsmodelle würden dieser Tatsache nicht Rechnung tragen. Zudem können Informationen über kleinräumige Veränderungen durch Anwendung der Kugelflächenfunktionen verloren gehen. Daran anschließend wird der Quotient aus gemessener und direkter Signalamplitude gebildet (Abb. 5-1(c)).



Abb. 5-1: Bestimmung von Trägerphasenmehrwegeabweichungen basierend auf Signalqualitätswerten. Die linke Seite beschreibt den mathematischen Ablauf. Die Abb. (a) – (d), auf der rechten Seite, stellen dies exemplarisch am Beispiel der ersten Frequenz des GPS-Satelliten PRN 27 dar. (e) Trägerphasenmehrwegeabweichungen aller Satelliten im erdfesten topozentrischen Koordinatensystem (24 h).
Der Zusammenhang zwischen Q_A und $\Delta \varphi_r$ ergibt sich aufgrund der Geometrie zwischen Satellit, Reflektor und Empfangsantenne. Zu diesem Zweck wird die Geometrie auf einen dominierenden und nahezu horizontalen oder vertikalen Reflektor im Bereich der Empfangsantenne beschränkt. Dies ermöglicht die Anwendung der Gesetzmäßigkeiten der optischen Strahlengeometrie (s. Abb. 3-9). Zudem wird davon ausgegangen, dass nur ein reflektiertes Signal existiert. Ist der Abstand Antenne–Reflektor bekannt, lässt sich anhand der Gleichung (3-35) die zeitliche Änderung der Phasenverschiebung, die der Frequenz der periodischen Änderung der Trägerphasenmehrwegeabweichung $f_{\delta\varphi}$ entspricht, berechnen. Die in Gleichung (3-35) enthaltene Änderung der Satellitenelevation mit der Zeit (del/dt) kann anhand der *broadcast*-Ephemeriden berechnet werden.

Die Bestimmung des Differentialquotienten aus Gleichung (5-7) beruht auf der Ausnutzung der in Misra und Enge (2006, Abschn. 8.5.3) und Hoffmann (2005, S. 129) beschriebenen Ableitungseigenschaft der Fourier-Transformation. Realisiert wird dies durch Erweiterung des in Press u. a. (2007, Abschn. 12.2) aufgeführten Algorithmus zur schnellen Fourier-Transformation (*Fast Fourier Transformation* – FFT). Beispielhaft ist das Ergebnis der Gleichung (5-7) – die Funktion der Trägerphasenmehrwegeabweichungen – für die erste Frequenz des GPS-Satelliten 27, in Abbildung 5-1(d) dargestellt. Die geschätzten Trägerphasenmehrwegeabweichungen aller GPS-Satelliten eines Beobachtungstages sind im erdfesten topozentrischen Koordinatensystem in der Phasenmehrwegekarte in Abbildung 5-1(e) visualisiert. Zur Orientierung dient die Satellitenbahn des GPS-Satelliten PRN 27. Auf eine Interpolation zwischen den Satellitenbahnen, wie es bei diversen Ansätzen üblich ist, wird verzichtet, da dies zu Problemen bei der Interpretation der Phasenmehrwegekarte führen kann. Die bestimmten Abweichungen werden nun, im Sinne einer Verbesserung bei den Trägerphasenbeobachtungen, berücksichtigt. Entsprechende Auswirkungen der Trägerphasenmehrwegeverbesserungen auf die Positionierung werden in Kapitel sechs ausführlich untersucht.

5.3 Anforderungen an die Signalqualitätswerte

Um die Signalqualitätswerte, wie im vorhergehenden Abschnitt beschrieben, zur Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung nutzen zu können, müssen diese diversen Anforderungen gerecht werden. Eine wesentliche Forderung betrifft die Auflösung der aufgezeichneten Signalqualitätswerte. Des Weiteren müssen die Signalqualitätswerte störungsfrei und frequenzspezifisch sein, d. h. die Werte der verschiedenen Frequenzen sollten unkorreliert sein. Anschließend erfolgt eine detailliertere Beschreibung der einzelnen Forderungen.

5.3.1 Auflösung

Bei der Auflösung der Signalqualität wird zwischen der zeitlichen und der digitalen Auflösung (im Sinne eines Skalenteilungswertes nach DIN 1319-2) unterschieden. Die zeitliche Auflösung be-



Abb. 5-2: Auswirkung der zeitlichen Auflösung der Signalqualität der ersten Frequenz auf die Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung (δφ_{sq}) am Beispiel des absteigenden GPS-Satelliten 8 (temporäre Station, 10. September 2008). Die digitale Auflösung des Empfängers (LEICA GRX1200GGPRO) beträgt 0,25 dBHz bei einer zeitlichen Auflösung von: (a) 1 s, (b) 10 s, (c) 15 s, (d) 30 s und (e) 60 s. Der untere Teil der Abbildung ist eine detaillierte Darstellung des grau unterlegten Bereichs.

schreibt den zeitlichen Abstand zweier Signalqualitätswerte und entspricht dem Epochenabstand der RINEX-Datei. Der Einfluss der zeitlichen Auflösung auf die Schätzung der Trägerphasenabweichung wird in Abbildung 5-2 gezeigt.

Für die Untersuchung wurden Daten mit einem LEICA GRX1200GGPRO Empfänger und einem Epochenintervall von einer Sekunde aufgezeichnet. Die Sekundendaten wurden auf Epochenintervalle von 10 s, 15 s, 30 s sowie 60 s verringert. Für diese fünf Datensätze erfolgte die Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichungen anhand der in Abschnitt 5.2 beschriebenen Vorgehensweise. Exemplarisch sind die Ergebnisse für die erste Frequenz des absteigenden GPS-Satelliten 8 in Abbildung 5-2 dargestellt. Die Verringerung der zeitlichen Auflösung führt, speziell bei den Kurven (d) 30 s und (e) 60 s, zu einer Verringerung der Amplituden der Phasenmehrwegeabweichung (siehe detaillierte Darstellung Abb. 5-2). Dies ist vor allem im unteren Elevationsbereich deutlich erkennbar. Besonders in diesem Bereich ist mit einem stärkeren Phasenmehrwegeeinfluss zu rechnen. Für die Bestimmung der Trägerphasenmehrwegeabweichung mittels des in Abschnitt 5.2 beschriebenen Ansatzes eignet sich eine zeitliche Auflösung von 30 s oder 60 s nicht.

Die digitale Auflösung definiert die »Empfindlichkeit« bzw. das Auflösungsvermögen der Signalqualitätswerte. Dieser Wert variiert in Abhängigkeit vom Empfängertyp und vom Programm zur RINEX-Wandlung. Der Einfluss der digitalen Auflösung der Signalqualität auf die Schätzung der



Abb. 5-3: Auswirkung der digitalen Auflösung der Signalqualität der ersten Frequenz auf die Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung (δφ_{sq}) am Beispiel des vollständigen Satellitendurchgangs des GPS-Satelliten 10 (Genthin, 2. Oktober 2009). Die zeitliche Auflösung des Empfängers (LEICA GRX1200+GNSS) beträgt 15 s bei einer digitalen Auflösung von: (a) 0,05 dBHz, (b) 0,10 dBHz, (c) 0,25 dBHz und (d) 1,00 dBHz. Der untere Teil der Abbildung ist eine detaillierte Darstellung des grau unterlegten Bereichs.

Trägerphasenmehrwegeabweichung wird in Abbildung 5-3 deutlich. Die Datengrundlage bildet ein 24-Stunden-Datensatz eines LEICA GRX1200+GNSS Empfängers der SAPOS-Station Genthin. Die Signalqualität dieses Empfängertyps besitzt eine digitale Auflösung von 0,05 dBHz. Gegenstand der Untersuchung waren die vier geläufigsten digitalen Auflösungen: (a) 0,05 dBHz, (b) 0,10 dBHz, (c) 0,25 dBHz und (d) 1,00 dBHz. Exemplarisch sind die Ergebnisse für die erste Frequenz des vollständigen Satellitenbogens des GPS-Satelliten 10 in Abbildung 5-3 dargestellt. Die zeitliche Auflösung beträgt 15 s. Es wird deutlich, dass die digitale Auflösung im unteren Elevationsbereich keinen Einfluss auf die Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung hat. Im höheren Elevationsbereich (siehe detaillierte Darstellung Abb. 5-3) muss, speziell bei einer digitalen Auflösung von 1,00 dBHz (Kurve (d)), mit einem Einfluss auf die Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung gerechnet werden. Dies kann zu inkorrekten Verbesserungen führen.

Die Untersuchungen zur zeitlichen und digitalen Auflösung zeigen, dass der Einfluss der zeitlichen gegenüber der digitalen Auflösung bei der Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung dominiert. Jedoch sollte bei der digitalen Auflösung stets die höchstmögliche Auflösung angestrebt werden.

5.3.2 Störungsfreiheit

Für die Bestimmung der Trägerphasenmehrwegeabweichung sind störungsfreie Signalqualitätswerte essentiell. Mit Störungen werden jene Beeinträchtigungen der Signalqualitätswerte bezeichnet, die fälschlicherweise als Mehrwege interpretiert werden können und in deren Folge es zwangsläufig zur unzureichenden Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung kommt. Zu diesen Beeinträchtigungen zählen unter anderem empfängerbedingte Abnormitäten (z. B. Drop-out) und Szintillationen.

Drop-outs treten gehäuft im hohen Elevationsbereich bei TRIMBLE 4000SSI Empfängern auf, wenn mit einer geringen Mehrwegeamplitude zu rechnen ist (Abb. 5-4(a)). Die Maxima der Signalqualitätswerte betragen 32,5 dB (f_1) und 37,0 dB (f_2). Aufgrund von Fehlern im Binärdatenformat der Empfänger-Firmware (Version 7.29) werden keine höheren Werte auf der ersten Frequenz ausgegeben. Dies führt zu dem in Abbildung 5-4(a) dargestellten Kurvenverlauf.

Aus Abbildung 5-4(b) ist ebenfalls ein deutlicher Unterschied bei den Signalqualitätswerten der ersten und zweiten Frequenz, nahe des Zenits des Satelliten, ersichtlich. Eine Ursache für dieses Empfängerverhalten ist nicht bekannt.

Wie im Abschnitt 2.3.1 beschrieben, wird die Signalstärke durch Szintillationen beeinflusst. Diese Beeinflussung führt zu Störungen bei den Signalqualitätswerten. Die Abbildungen 5-5(a) und (b) verdeutlichen dies am Beispiel vollständiger Satellitendurchgänge der GPS-Satelliten 5 und 6, gemessen auf der Station Kourou während starker Sonnenaktivität (15. Februar 2002). Bei beiden Satelliten sind im unteren Elevationsbereich der aufsteigenden Satelliten starke Amplituden-Szintillationen zu erkennen. Auf der zweiten Frequenz sind die Amplituden-Szintillationen stärker ausgeprägt. Die Amplituden-Szintillationen der ersten Frequenz können, ohne Betrachtung der zweiten Frequenz, als hochfrequenter Mehrwegeeinfluss interpretiert werden. Diese Art Daten sind für die Bestimmung der Trägerphasenmehrwegeabweichung nicht geeignet.

5.3.3 Frequenzabhängigkeit

Abschnitt 3.4.2 zeigt, dass die Trägerphasenmehrwegeabweichung frequenzspezifisch ist. Für die Bestimmung von Trägerphasenmehrwegeverbesserungen der verschiedenen GNSS-Frequenzen sind frequenzspezifische Signalqualitätswerte ebenfalls erforderlich. Dies ist bei diversen GNSS-Empfängern nicht der Fall. Bilich (2006) sowie Bilich u. a. (2007) zeigen, dass einige Empfänger Oszillationen in den Signalqualitätswerten aufweisen, die als Mehrwegesignal fehlinterpretiert werden können. Dies wird am Beispiel der trendbereinigten Signalqualitätswerte ($A_{sq} - A_d$) eines vollständigen Satellitendurchgangs des GPS-Satelliten 31, gemessen mit einem TRIMBLE NETRS Empfänger auf der Station King Cove (ac25), in Abbildung 5-6 verdeutlicht. Die Amplituden der Signalqualitätswerte der beiden Frequenzen unterscheiden sich deutlich voneinander. Während auf der ersten Frequenz größere Amplitudenschwankungen zu erkennen sind, sind die Daten der zweiten



Abb. 5-4: Signalqualitätswerte beider Frequenzen für einen vollständigen Satellitendurchgang der GPS-Satelliten 22 (a) und 28 (b) zur Verdeutlichung von empfängerbedingten Abnormitäten (Elevation in grau). Die Aufzeichnung erfolgte mittels TRIMBLE 4000SSI Empfänger auf der Station Hartebeesthoek (HARB) am 2. und 3. Januar 2005 (vgl. Bilich u. a. 2007).



Abb. 5-5: Signalqualitätswerte beider Frequenzen für einen vollständigen Satellitendurchgang der GPS-Satelliten 5 (a) und 6 (b) zur Verdeutlichung von Amplituden-Szintillationen (Elevation in grau). Die Aufzeichnung erfolgte mittels ASHTECH Z-XII3 Empfänger auf der Station Kourou (KOUR) am 15. Februar 2002.

Frequenz, abgesehen vom unteren Elevationsbereich, frei von Oszillationen. Gegebenenfalls überlagern diese vermeintlichen Mehrwegesignale den tatsächlichen Mehrwegeeinfluss.

Theoretisch beeinflussen Mehrwegesignale die GNSS-Signalqualitätswerte der unterschiedlichen Frequenzen mit ähnlicher Amplitude, aber unterschiedlicher Frequenz. Bei verschiedenen Empfängern sind die theoretischen Unterschiede in der Frequenz der periodischen Änderungen der Signalqualitätswerte zu erkennen, d. h. die Signalqualitätswerte scheinen frequenzspezifisch zu sein. Bei anderen Empfängern sind keine Unterschiede zwischen den Signalqualitätswerten der einzelnen Frequenzen erkennbar. Die Abbildungen 5-7(a) und (b) verdeutlichen dies am Beispiel der Empfänger LEICA GRX1200+GNSS und SEPT POLARX2E. Die beiden Abbildungen vergleichen die trendbereinigten Signalqualitätswerte der ersten und zweiten GPS-Frequenz. Die grauen Bereiche ent-



Abb. 5-6: Trendbereinigte Signalqualitätswerte $(A_{sq} - A_d)$ beider Frequenzen für einen vollständigen Satellitendurchgang des GPS-Satelliten 31 zur Verdeutlichung eines vermeintlichen »Mehrwegesignals« auf der ersten Frequenz (Elevation in grau). Die Schätzung der direkten Signalamplitude (A_d) erfolgte mittels Polynom höherer Ordnung. Die Aufzeichnung erfolgte mittels TRIMBLE NETRS Empfänger auf der Station King Cove (AC25) am 1. Januar 2007 (vgl. Bilich u. a. 2007).

sprechen ausgewählten Perioden der Signalqualitätswerte der ersten Frequenz im unteren Elevationsbereich. Anhand der Abbildung 5-7(a) wird deutlich, dass die Perioden der beiden Frequenzen unterschiedlich sind, wohingegen die Perioden der Signalqualitätswerte der zwei Frequenzen in Abbildung 5-7(b) ähnlich scheinen. Dieser Vergleich ist kein eindeutiges bzw. vergleichendes Kriterium für die Frequenzabhängigkeit.

Zur Überprüfung der Frequenzabhängigkeit wurde zusätzlich die Codemehrwegeabweichung MP_f beider Frequenzen berechnet und den trendbereinigten Signalqualitätswerten in den Abbildungen 5-7(a) und (b) gegenübergestellt. Ersichtlich wird, dass hauptsächlich auf der ersten Frequenz beider Empfänger eine große Übereinstimmung zwischen Codemehrwegeabweichung und trendbereinigten Signalqualitätswerten besteht. Bei der zweiten Frequenz ist dies lediglich beim Leica-Empfänger erkennbar. Beim Septentrio-Empfänger besteht kein Zusammenhang.

Eine fundiertere Aussage bzgl. der Korrelation zwischen Codemehrwegeabweichung und Signalqualität und damit zur Frequenzabhängigkeit ist für vier verschiedenen Empfängertypen anhand der Häufigkeitsverteilungen in Abbildung 5-8 möglich. Dafür wurden, nach einer in Bilich (2006) und Bilich u. a. (2007) beschriebenen Methode, Korrelationskoeffizienten zwischen Codemehrwegeabweichung und trendbereinigten Signalqualitätswerten in einem Elevationsbereich von 15° bis 25° gebildet und in Abhängigkeit der Häufigkeit der auftretenden Korrelationskoeffizienten (Klassenbreite 0,1) aufgetragen. Die Normierung der Häufigkeitswerte (relative Häufigkeit) erfolgte anhand der Anzahl der verwendeten auf- und absteigenden Satellitendurchgänge. Die Übereinstimmung zwischen Codemehrwegeabweichung und Signalqualität ist umso größer, je weiter rechts von null (grauer Bereich) das Maximum der Häufigkeitsverteilung liegt. Die Häufigkeitsverteilung der ersten Frequenz des Septentrio-Empfängers hat, verglichen mit den Häufigkeitsverteilungen der anderen untersuchten Empfänger, eine schmalere Streuung und somit einen größeren Maximalwert. Die Streuung der Häufigkeitsverteilung der anderen Empfänger ist deutlich breiter. Die Häufigkeits-



(b) SEPT POLARX2E

Abb. 5-7: Vergleich von Codemehrwegeabweichungen (*MP_f*, in m) und trendbereinigter Signalqualität (*A_c* – *A_d*, in dBHz) beider Frequenzen zur Verdeutlichung der Frequenzabhängigkeit der Signalqualitätswerte am Beispiel eines vollständigen Satellitendurchgangs eines GPS-Satelliten:
(a) PRN 31 gemessen mit LEICA GRX1200+GNSS (2. Oktober 2009) – vorwiegend frequenzspezifisch; (b) PRN 8 gemessen mit SEPT POLARX2E (23. April 2008) – vorwiegend frequenzunspezifisch. Die grauen Bereiche entsprechen ausgewählten Perioden der trendbereinigten Signalqualität der ersten Frequenz.

verteilung der zweiten Frequenz des Septentrio-Empfängers hat ihr Maximum bei null, d. h. es besteht keine Korrelation zwischen den Codemehrwegeabweichungen und den Signalqualitätswerten. Auch bei den weiteren Empfängermodellen ergeben sich, im Vergleich zur ersten Frequenz, die Maxima der Häufigkeitsverteilungen bei geringeren Korrelationskoeffizienten.

Für die erste Frequenz ist die Übereinstimmung zwischen Codemehrwegeabweichung und Signalqualität gut bis sehr gut (Septentrio) und auf der zweiten Frequenz gering (Septentrio) bis moderat. Ein Vergleich mit den in Bilich (2006) und Bilich u. a. (2007) dargestellten Ergebnissen meist älterer Empfängermodelle zeigt, dass seitens der Empfängerhersteller Verbesserungen erzielt wurden. Aufgrund der zunehmenden Nutzung der Signalqualitätswerte, für nicht ausschließlich qualitätsbeurteilende Zwecke (z. B. wissenschaftliche), ist eine weitere Optimierung der Signalqualitätswerte für zukünftige Empfänger-Generationen wünschenswert.



Abb. 5-8: Häufigkeitsverteilung zur Korrelation von Signalqualität und Codemehrwegeabweichung, getrennt für beide Frequenzen, am Beispiel ausgewählter Empfängermodelle für einen Elevationsbereich von 15° bis 25°. Die Abszisse entspricht dem Korrelationskoeffizienten und die Ordinate der relativen Häufigkeit (Klassenbreite = 0,1). Je weiter rechts (grauer Bereich) das Maximum der Häufigkeitsverteilung liegt, desto größer ist die Korrelation. Die Zahl in Klammern hinter dem Empfängermodell beschreibt die Anzahl der verwendeten auf- und absteigenden Satellitendurchgänge.

Experimentelle Überprüfung des Ansatzes

Dieses Kapitel dient der experimentellen Überprüfung der Schätzung von Trägerphasenmehrwegeabweichungen, basierend auf dem in Kapitel 5 beschriebenen Ansatz, anhand von zwei Datensätzen. Diese umfassen Beobachtungsdaten, die in Umgebungen mit einem dominanten, horizontalen Reflektor unterhalb der Empfangsantennen gemessen wurden. Für beide Datensätze wird der Einfluss der bestimmten Trägerphasenmehrwegeverbesserungen auf die Positionierung separat im Beobachtungs- und Koordinatenraum analysiert und diskutiert. Die Ergebnisse der Analysen tragen zum besseren Verständnis der Mehrwegeproblematik bei und dienen der Abschätzung des Potentials des zuvor beschriebenen Ansatzes.

6.1 Salar de Uyuni

Der erste Datensatz wurde von Adrian A. Borsa im Rahmen einer Messkampagne auf dem Salar de Uyuni, einem flachen Salzsee des bolivianischen Altiplano, gemessen. Ziel dieser Messkampagne war die Schaffung eines Referenzdatensatzes für die ICESat-Mission (ICESat – *Ice, Cloud and Land Elevation Satellite*) zur Kalibrierung der Höhenmessung (Borsa 2005; Borsa u. a. 2008). Seine topografischen Eigenschaften, die relativ homogene Oberfläche und die Messanordnung (siehe Borsa 2005), sind prädestiniert für eine Analyse mit dem in Kapitel 5 beschriebenen Modellansatz. Die Oberfläche des Salar de Uyuni, mit ca. 10000 km² der größte Salzsee der Erde (s. Abb. 6-1), besteht aus einer festen Salzkruste, die von einer massiven kristallinen Salz-Sedimenteinheit überlagert ist (Fornari u. a. 2001). Die nahezu homogene und ebene Oberfläche der Salzkruste ergibt sich durch »Ausrichtung« des im Wasser (Regenfälle und Flüsse) gelösten Salzes an der Äquipotentialfläche (Borsa 2005).

In der Abbildung 6-1 sind die Lage der temporären GPS-Stationen im Gebiet des Salar de Uyuni und der Messungsaufbau dargestellt. Alle drei Stationen waren mit Dorne & Margolin Choke-Ring-Antennen (ASH700936E_C) sowie ASHTECH Z-XII3 GPS-Empfängern (digitale Auflösung der Signalqualität: 0,1 dBHz) ausgestattet. Die Antennen der zwei Stationen UY04 und UYT1 wurden direkt auf dem Boden des Salzsees montiert. Station UY04 fungierte dabei als temporäre Referenzstation. Die Antenne der dritten Station UYT2 wurde auf einem Stativ (h = 1,4 m) befestigt. Die Abstände zwischen den Stationen betrugen 11-17 m. Die Aufzeichnung erfolgte mit einem Intervall von zehn Sekunden und einer Elevationsmaske von zehn Grad.



Abb. 6-1: Übersichtskarte zum Standort der temporären GPS-Stationen (UY04, UYT1, UYT2) im Vergleich zur Ausdehnung des Salar de Uyuni in Bolivien (graue Fläche $\approx 10000 \text{ km}^2$). Die Abbildung unten rechts zeigt die Messanordnung.

Diese einfache Messanordnung ermöglicht, neben der anschaulichen Darstellung der im Kapitel 3 beschriebenen Mehrwegeproblematik, den Test des in Kapitel 5 vorgestellten Ansatzes zur Schätzung von Trägerphasenmehrwegeverbesserungen aus Signalqualitätswerten. Abbildung 6-2 veranschaulicht die Mehrwegeproblematik am Beispiel von einfachdifferenzierten PPP-Phasenresiduen als Funktion der Satellitenelevation. Hierfür wurden die Daten der Stationen UY04, UYT1 und UYT2 mittels CSRS-PPP (Canadian Spatial Reference System-PPP), einem online verfügbaren PPP-Service für GPS-Daten-Prozessierung, ausgewertet (Mireault u. a. 2008). Zur Eliminierung von troposphärischen Restabweichungen wurden Empfänger-Einfachdifferenzen (Δ-Operator) der Phasenresiduen gebildet. Die einfachdifferenzierten PPP-Phasenresiduen im oberen Teil der Abbildung 6-2 sind das Ergebnis der Basislinie UY04-UYT1 (Boden-Boden). Der untere Teil der Abbildung entspricht den Residuen der Basislinie UY04-UYT2 (Boden-Stativ). Während sich bei gleichem Stationsaufbau die Mehrwegeabweichungen eliminieren (Abb. 6-2 oben), ist dies bei einem unterschiedlichen Stationsaufbau nicht der Fall (Abb. 6-2 unten). Der Einfluss der verschiedenen Stationshöhen ist anhand der periodischen Fluktuationen der Residuen im Elevationsbereich von 10° bis 30° deutlich erkennbar. Die praktischen Ergebnisse entsprechen der in Abschnitt 3.4.2 beschriebenen Theorie. In den Standardabweichungen der einfachdifferenzierten PPP-Phasenresiduen spiegelt sich zudem die Auswirkung des Stationsaufbaus wider (s. Abb. 6-2).



Abb. 6-2: Einfachdifferenzierte PPP-Phasenresiduen aller verfügbarer Satelliten (*i*) zwischen den Stationen UY04, UYT1 (oben) und UY04, UYT2 (unten) als Funktion der Satellitenelevation. Zusätzlich sind die Standardabweichungen (*s*) für die PPP-Phasenresiduen angegeben.

Die Fläche der ersten Fresnel-Zone (Abb. 3-3), jenem Bereich in dem die Satellitensignale reflektiert werden, beträgt nach Gleichung (3-3), bei einem Abstand Antenne – Reflektor von 1,4 m und einer minimalen Elevation von 10°, ca. 27 m² (GPS-L1). Der Bereich um die Antennen ist aufgrund der Oberflächenbeschaffenheit des Salzsees eben, d. h., es kommt zu einer gerichteten Reflexion der Satellitensignale. Die Permittivität der Reflektorebene hat Auswirkung auf die Änderung der Polarisation. Im Fall des Salzsees, dessen Oberfläche zur Messung sehr trocken war, kommt es erst bei einem Elevationswinkel größer als 30° zur Änderung der Polarisation von RHEP zu LHEP (s. Abb. 3-4 oben). Mehrwegesignale, die aufgrund von Reflexion in der Antennenumgebung entstehen, werden nicht durch die polarisationsabhängige Sensitivität der Empfangsantenne gedämpft.

6.1.1 Bestimmung der Trägerphasenmehrwegeabweichungen

Die Bestimmung der Trägerphasenmehrwegeabweichungen der drei Stationen (UY04, UYT1 und UYT2) erfolgte anhand des in Kapitel 5 beschrieben Ansatzes. Das Ergebnis dieser Schätzung ist für die Station UYT2 (Stativ) in Abbildung 6-3, getrennt für die beiden GPS-Frequenzen, als Funktion von Azimut und Elevation dargestellt. Zur Orientierung sind die Satellitendurchgänge der GPS-Satelliten 27 und 28 visualisiert. Es wird deutlich, dass hauptsächlich Satellitensignale mit einer Elevation kleiner als 30° durch Mehrwegesignale beeinflusst werden. Dies korrespondiert mit den in Abbildung 6-2 dargestellten einfachdifferenzierten PPP-Phasenresiduen. Der Vergleich der Trägerphasenmehrwegeabweichungen beider Frequenzen offenbart, dass sich die Ergebnisse der Schätzungen in Bezug auf die Mehrwegeperioden ähneln. Dies suggeriert, dass die Signalqualitätswerte beider Frequenzen nicht, wie in Abschnitt 5.3.3 gefordert, frequenzspezifisch sind. Die Abbildung 6-4, eine detailliertere Darstellung des grauen Bereichs in Abbildung 6-2, bestätigt dies. Somit können die Signalqualitätswerte der zweiten Frequenz des ASHTECH Z-XII3 Empfängers nicht für die



Abb. 6-3: Berechnete Trägerphasenmehrwegeabweichungen $\delta \varphi_{sq}$, für GPS-L1 und -L2 der Stativstation UYT2 als Funktion von Azimut und Elevation. Zur Orientierung sind die Satellitendurchgänge der GPS-Satelliten 27 und 28 dargestellt. Der rechteckige Bereich ist in Abb. 6-4 detaillierter dargestellt.



Abb. 6-4: Geschätzte Trägerphasenmehrwegeabweichungen (tiefpassgefiltert) für GPS-L1 und -L2 des GPS-Satelliten 28 (rechteckiger Bereich Abb. 6-3).

Bestimmung der Trägerphasenabweichungen genutzt werden. Diese Einschätzung teilen auch Bilich u. a. (2007, 2008).

Der Einfluss der bestimmten Trägerphasenmehrwegeverbesserungen auf die Positionierung wird nachfolgend für den Beobachtungs- und den Koordinatenraum getrennt betrachtet. Die Analyse beruht auf der Basislinienauswertung originärer und verbesserter Beobachtungsdaten mit dem Basislinienprozessor Wa1. In den kurzen Basislinien (11 - 17 m) eliminieren sich Satellitenuhr- und Orbitabweichungen sowie troposphärische und ionosphärische Effekte durch Bildung einfacher Differenzen der Beobachtungsdaten (s. Gl. (2-2a)). Antennenphasenzentrumsvariationen und -offsets wurden durch Verwendung von Antennenphasenzentrumskorrektionen im Rahmen der Basislinienauswertung berücksichtigt.

6.1.2 Auswirkungen im Beobachtungsraum

Anhand der Residuen doppelt differenzierter Phasendaten (s. Gl. (2-4)) lässt sich der Einfluss der Trägerphasenmehrwegeverbesserungen im Beobachtungsraum abschätzen. Die Ergebnisse dieser

Analyse – Standardabweichungen über alle Doppeldifferenzresiduen ($\nabla\Delta\Phi$) originärer und verbesserter Phasendaten – sind, separat für GPS-L1 und -L2, in Tabelle 6-1 zusammengefasst. Der Vergleich der Standardabweichungen der Doppeldifferenzresiduen ($\nabla\Delta\Phi$) zeigt den Einfluss der Anzahl der verbesserten Stationen (beide vs. eine). Speziell die Standardabweichungen für GPS-L1 der Basislinie der beiden Bodenstationen (UY04 – UYT1) veranschaulicht dies. Werden Trägerphasenmehrwegeverbesserungen bei den Phasendaten beider Stationen berücksichtigt, vergrößert sich der Wert der Standardabweichung, verglichen mit dem Wert der Standardabweichung der Basislinienlösung aus originären Phasendaten. Wird nur die zweite Station verbessert (UYT1), ändert sich der Wert der Standardabweichung minimal. Dies lässt vermuten, dass die Annahme der Gesetzmäßigkeiten der einfachen Strahlengeometrie (s. Abb. 3-9) im Fall der Bodenstationen nicht erfüllt werden. Die Trägerphasenmehrwegeverbesserungen führen zu einer Verschlechterung der Phasendaten.

Die Wirkung der Anzahl der verbesserten Stationen auf den Wert der Standardabweichungen ist ebenfalls bei den Basislinien zwischen Boden- und Stativstation (UY04 – UYT2 und UYT1 – UYT2) erkennbar (s. Tab. 6-1). Der Wert der Standardabweichung verringert sich am stärksten, wenn lediglich die Stativstation verbessert wird.

Selbst bei der Berücksichtigung der Trägerphasenmehrwegeverbesserungen beider Stationen der Basislinie wird keine Vergrößerung der Werte der Standardabweichungen für GPS-L2 erzielt (s. Tab. 6-1). Dies bestätigt die Erkenntnis aus Abschnitt 6.1.1, dass die Signalqualitätswerte der zweiten Frequenz nicht frequenzspezifisch sind. Eine Eliminierung der GPS-L2-Trägerphasenmehrwegeabweichung ist nicht möglich.

Die Gründe für die marginale Abnahme der Werte der Standardabweichungen werden in Abbildung 6-5 deutlich. Die Abbildung zeigt die Doppeldifferenzresiduen (originärer und verbesserter Phasendaten), getrennt für GPS-L1 und -L2, am Beispiel der GPS-Satelliten 27 und 28. In Abbildung 6-5(a) wurden Trägerphasenmehrwegeverbesserungen bei beiden Stationen der Basislinie UY04–UYT1 und in Abbildung 6-5(b) nur bei der zweiten Station der Basislinie UY04–UYT2 berücksichtigt. Abbildung 6-5(a) zeigt anhand der originären Phasendaten, dass sich der langperiodische Mehrwegeeffekt der beiden Bodenstationen, aufgrund der identischen Stationsumgebung und der identischen Antennenhöhe, bei der Bildung doppelter Differenzen (grau) eliminiert. Die Berücksichtigung von Trägerphasenmehrwegeverbesserungen bei beiden Stationen führt zu einer Verschlechterung der Phasendaten mit direkter Wirkung auf die Doppeldifferenzresiduen (schwarz). Dies wird speziell bei GPS-L1 deutlich. Die Doppeldifferenzresiduen der zweiten Frequenz bleiben nach Anwendung der Trägerphasenmehrwegeverbesserungen nahezu unverändert.

Bei den Doppeldifferenzresiduen der Basislinie UY04–UYT2 ist der Einfluss der unterschiedlichen Antennenhöhen, bei ansonsten gleicher Stationsumgebung, erkennbar. Der langperiodische Mehrwegeeffekt der Bodenstation und der kurzperiodische der Stativstation sind in der Abbildung 6-5(b) zu Beginn und am Ende der Funktion (grau) deutlichen zu erkennen. Die Anwendung der

Tab. 6-1: Vergleich der GPS-L1- und -L2-Standardabweichungen über alle Doppeldifferenzresiduen (originärer und verbesserter Phasendaten – 101858 ∇ΔΦ-Residuen). Bei den verbesserten Phasendaten wird hinsichtlich der Anzahl der verbesserten Stationen unterschieden (ⓐ Boden – Boden; ⓑ Boden – Stativ).

Тур	Basislinie	Standardabweichung, in mm							
		GPS-L1			GPS-L2				
		original	verbessert [‡]	verbessert [†]	original	verbessert [‡]	verbessert [†]		
(a)	UY04-UYT1	1,5	1,9	1,6	2,1	2,1	2,1		
Ð	UY04–UYT2 UYT1–UYT2	3,3 3,2	3,0 3,0	2,8 2,8	6,7 6,6	6,4 6,3	6,3 6,3		

[‡] beide Stationen wurden verbessert

[†] nur die zweite Station wurde verbessert



Abb. 6-5: Vergleich von Doppeldifferenzresiduen ∇ΔΦ, für GPS-L1 und -L2, die zum einen aus originären (grau) und zum anderen aus verbesserten (schwarz) Phasenbeobachtungen berechnet wurden:
(a) beide Bodenstationen (UY04, UYT1) verbessert; (b) Bodenstation UY04 nicht verbessert, Stativstation UYT2 verbessert. Zusätzlich sind die Standardabweichungen (originär/verbessert) angegeben. Die Daten sind tiefpassgefiltert.

Trägerphasenmehrwegeverbesserungen auf die Phasendaten der Stativstation führt zu einer deutlichen Verringerung des kurzperiodischen Mehrwegeeinflusses. Dies wird anhand der Funktion der Doppeldifferenzresiduen (schwarz) veranschaulicht. Der langperiodische Einfluss der (nicht verbesserten) Bodenstation verbleibt in den Doppeldifferenzresiduen. Dies zeigen die monoton steigenden Funktionswerte zu Beginn (< 1h) und am Ende (> 3h). Der Wert der Standardabweichung wird durch die Beseitigung des kurzperiodischen Mehrwegeeffekts nur gering beeinflusst. Der Vergleich der Funktionsverläufe der GPS-L2-Doppeldifferenzresiduen bestätigt die Annahme, dass keine wesentliche Verbesserung der GPS-L2-Phasendaten erfolgt.

6.1.3 Auswirkungen im Koordinatenraum

Der Effekt der Trägerphasenmehrwegeverbesserungen auf die Positionierung wurde mittels Einzelepochenresiduen (originärer und modifizierter Phasendaten) untersucht. Tabelle 6-2 fasst die Standardabweichungen, getrennt für die horizontalen Komponenten – Nord (dN); Ost (dO) – und die Höhe (dH), für die GPS-L1- und -L2-Basislinienlösung zusammen. Weiterhin wird, wie bereits bei den Doppeldifferenzresiduen, zwischen der Anzahl der verbesserten Stationen unterschieden. Wie erwartet, vergrößern sich die Werte der GPS-L1-Standardabweichung bei Verbesserung beider Bodenstationen (Basislinie UY04-UYT1). Dies betrifft im geringeren Maße auch die Basislinien mit Stativstation (UYT2). Werden nur die Phasendaten der Stativstation UYT2 verbessert, verringern sich die Werte der Standardabweichung gegenüber den Werten aus originären Phasendaten. Die marginale Änderung ($< 0.5 \,\mathrm{mm}$) ist auf die in den Phasendaten der Bodenstationen verbleibenden langperiodischen Mehrwegeeffekte zurückzuführen. Der kurzperiodische Mehrwegeanteil kann weitestgehend eliminiert werden (s. Abb. 6-5(b)). Die Werte in Tabelle 6-2 erlauben es der verbreiteten Annahme zu widersprechen, dass sich Trägerphasenmehrwege durch simple Mittelbildung über eine entsprechende Messzeit eliminieren lassen. Bei den Standardabweichungen der zweiten Frequenz sind die Unterschiede zwischen Werten aus originären und verbesserten Beobachtungsdaten mit 0,1 mm vernachlässigbar. Dies bestätigt die in den Abschnitten 6.1.1 und 6.1.2 getroffene Aussage, dass anhand der Signalqualitätswerte der zweiten Frequenz des ASHTECH Z-XII3 Empfängers keine Trägerphasenmehrwegeverbesserungen bestimmt werden können.

6.1.4 Fazit

Die Untersuchungen des Datensatzes zeigen, dass der in Kapitel 5 beschriebene Ansatz das Potential zur Bestimmung von Trägerphasenmehrwegeabweichungen hat. Als vorteilhaft erweist sich, dass die Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichung auch bei kürzeren Beobachtungszeiten (zehn Stunden) möglich ist. Allerdings ergibt sich nur eine Verbesserung der GPS-L1-Trägerphasenbeobachtungen, da die Signalqualitätswerte der zweiten Frequenz des verwendeten ASHTECH Z-II3

Tab. 6-2: GPS-L1- und -L2-Standardabweichungen, berechnet aus 3601 Einzelepochenresiduen der originären und der verbesserten Beobachtungsdaten, getrennt für Koordinatenkomponenten Nord (*dN*), Ost (*dO*) und Höhe (*dH*). Bei den verbesserten Beobachtungsdaten wird hinsichtlich der Anzahl der verbesserten Stationen unterschieden (ⓐ Boden – Boden; ⓑ Boden – Stativ).

Тур	Basislinie	Standardabweichung, in mm							
		GPS-L1			GPS-L2				
		original dN/dO/dH	verbessert [‡] dN/dO/dH	verbessert [†] dN/dO/dH	original dN/dO/dH	verbessert [‡] dN/dO/dH	verbessert [†] dN/dO/dH		
a	UY04-UYT1	0,6/0,6/1,6	0,9/0,8/2,2	0,7/0,7/1,8	0,8/0,9/2,1	0,9/0,9/2,2	0,9/0,9/2,2		
℗	UY04–UYT2 UYT1–UYT2	0,9/1,2/2,6 0,9/1,1/2,5	1,0/1,1/2,8 1,0/1,2/2,8	0,8/1,1/2,4 0,8/1,0/2,4	2,0/1,8/5,8 2,0/1,8/5,9	2,1/1,8/5,8 2,0/1,7/5,9	2,0/1,8/5,7 2,0/1,8/5,9		

[‡] beide Stationen wurden verbessert

[†] nur die zweite Station wurde verbessert

Empfängers nicht frequenzspezifisch sind. Es zeigt sich, dass der Abstand Antenne – Reflektor erheblich die Qualität der Trägerphasenmehrwegeverbesserungen beeinflusst. Die langperiodischen Mehrwegeeffekte der beiden Bodenstationen UY04 und UYT1 konnten nicht eliminiert werden. Dies liegt einerseits daran, dass die Annahme der einfachen Strahlengeometrie bei einem so geringen Abstand nicht erfüllt ist und andererseits die Information in den Signalqualitätswerten (Unterschied zwischen minimaler und maximaler Signalamplitude) für die Schätzung geeigneter Trägerphasenmehrwegeverbesserungen zu gering ist. Bei hinreichend großem Abstand Antenne – Reflektor, wie bei der Stativstation UYT2, wurde der durch diesen Abstand hervorgerufene kurzperiodische Mehrwegeeinfluss weitestgehend beseitigt. Aufgrund des größeren Einflusses der langperiodischen Mehrwegeeffekte auf die Positionslösung wurde keine wesentliche Steigerung bei den Werten der Standardabweichungen erzielt. Eine abschließende Einschätzung des Potentials des vorgestellten Ansatzes ist mit diesem Datensatz nicht möglich. Im nächsten Abschnitt werden die Ergebnisse eines Datensatzes mit modifizierter Messanordnung beschrieben.

6.2 Messe Dresden

Eine Messung (16. September 2008) auf dem Parkplatz P₁ der Messe Dresden lieferte die Beobachtungsdaten des zweiten Datensatzes. Die Ausdehnung ($100 \text{ m} \times 130 \text{ m}$) sowie die relativ homogene und ebene Oberfläche des Parkplatzgeländes (Asphalt, feiner Schotter) eignen sich für eine weitergehende Analyse des in Kapitel 5 vorgestellten Ansatzes. Die Lage der temporären GPS-Stationen und die Messkonfiguration sind in Abbildung 6-6 dargestellt. Alle Stationen wurden mit LEICA GRX1200GGPRO Empfängern (Firmware: 5.62; Version der *Measurement Engine*: 3.014) betrieben. Die digitale Auflösung der Signalqualität der Empfänger betrug 0,25 dBHz. Bei den Boden-



Abb. 6-6: Übersicht zum Standort der temporären GPS-Stationen im Vergleich zur Ausdehnung der Parkplatzfläche der Messe Dresden (100 m × 130 m). Die Fotos zeigen die Stativstationen 1433 und 5428 (⊙) sowie die Bodenstationen 5419 und 5424 (⊡). Die Pfeile an den Fotos entsprechen den Blickrichtungen. Die Asphaltstreifen sind 6 m und die die Schotterstreifen 10 m breit.



Abb. 6-7: Einfachdifferenzierte PPP-Phasenresiduen aller verfügbarer Satelliten (*i*) zwischen den Stationen 5424, 1433 (oben) und 5424, 5428 (unten) als Funktion der Satellitenelevation. Zusätzlich sind die Standardabweichungen (*s*) für die PPP-Phasenresiduen angegeben. Der graue Bereich entspricht einer Mehrwegeperiode der oberen Kurve.

stationen 5419 und 5424 (\boxdot) wurden Trimble Zephyr GNSS Geodetic II Antennen (TRM55971.00) verwendet. Die Stativstationen 1433 und 5428 (\odot) wurden mit Septentrio PolaNt Antennen betrieben. Der vertikale Abstand Antenne – Reflektor (*h*) betrug bei Station 1433 1,40 m und bei Station 5428 0,69 m. Die Abstände zwischen den Stationen lagen zwischen 6 m und 12 m. Die Aufzeichnung erfolgte mit einem Intervall von zehn Sekunden und einer Elevationsmaske von fünf Grad. Aufgrund von Signalbeugungen an Bäumen und Gebäuden in der Umgebung wurde die Analyse mit einer Elevationsmaske von zehn Grad durchgeführt.

Die erweiterte Messanordnung ermöglicht, im Gegensatz zur Messanordnung aus Abschnitt 6.1, eine weiterreichende Analyse des Ansatzes zur Schätzung von Phasenmehrwegeverbesserungen. Abbildung 6-7 auf der vorhergehenden Seite zeigt die unterschiedlichen Mehrwegeperioden, als Folge des Abstandes Antenne – Reflektor, am Beispiel von einfachdifferenzierten PPP-Phasenresiduen als Funktion der Satellitenelevation. Die einfachdifferenzierten PPP-Phasenresiduen im oberen Teil der Abbildung sind das Ergebnis der Basislinie 5424 - 1433 (Boden – Stativ, h = 1,40m). Der untere Teil der Abbildung entspricht den Residuen der Basislinie 5424 - 5428 (Boden – Stativ, h = 0,69m). Aufgrund der unterschiedlichen Antennenhöhen wird der stationsabhängige Mehrwegeeinfluss nicht vollständig eliminiert (s. Abb. 6-2 oben). Der Einfluss der verschiedenen Stationshöhen auf die Mehrwegeperioden ist an den periodischen Fluktuationen der Residuen deutlich zu erkennen. Der graue Bereich in Abbildung 6-7 stimmt mit einer vollständigen Mehrwegeperiode der einfachdifferenzierten PPP-Residuen der Basislinie 5424 - 1433 überein. Dies entspricht einer halben Mehrwegeperiode der einfachdifferenzierten PPP-Residuen der Basislinie 5424 - 5428. Eine Halbierung der Stationshöhe ergibt eine Verdopplung der Mehrwegeperiode (s. Abb. 3-16).

Die maximale Fläche der ersten Fresnel-Zone beträgt bei h = 1,40 m ca. 27 m² und bei h = 0,69 m ca. 14 m² (GPS-L1). Aufgrund der homogenen Oberfläche des Parkplatzes wird von gerichteter Reflexion in den Reflexionsbereichen ausgegangen. Die Permittivität der Reflektorebene ist vergleichbar mit der des Salzsees. Eine Änderung der Polarisation (RHEP zu LHEP) ist theoretisch ab einem Elevationswinkel größer als 30° zu erwarten (s. Abb. 3-4).

6.2.1 Trägerphasenmehrwegeabweichungen

In Abbildung 6-8 sind die Ergebnisse der Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichungen für die Stativstationen 1433 (a) und 5428 (b), getrennt für die beiden GPS-Frequenzen, als Funktion von Azimut und Elevation dargestellt. Zur Orientierung sind die Satellitendurchgänge der GPS-Satelliten 8 und 15 visualisiert. Die Darstellungen zeigen, dass speziell bei Satellitensignalen mit einer Elevation kleiner als 30° der Mehrwegeeinfluss am größten ist. Im direkten Vergleich zwischen den Teilabbildungen 6-8(a) und (b) wird zudem der Einfluss des Abstandes Antenne–Reflektor deutlich. Dies belegen die Farbwechsel (blau \leftrightarrow orange bzw. dunkel \leftrightarrow hell), die die Fluktuation der Trägerphasenmehrwegeabweichung visualisieren. In Abbildung 6-9 ist der Vergleich geschätzter



Abb. 6-8: Berechnete Trägerphasenmehrwegeabweichungen $\delta \varphi_{sq}$ für GPS-L1 und -L2 der Stativstationen (a) 1433; (b) 5428 als Funktion von Azimut und Elevation. Zur Orientierung dienen die Satellitendurchgänge der GPS-Satelliten 8 und 15. Der Elevationsbereich von 10° bis 30° des GPS-Satelliten 8 wird in Abb. 6-9 detaillierter gezeigt.



Abb. 6-9: Geschätzte Trägerphasenmehrwegeabweichung (tiefpassgefiltert) für GPS-L2 der Stativstationen 1433 und 5428 des GPS-Satelliten 8 (s. Abb. 6-8).

Trägerphasenmehrwegeabweichungen beider Stativstationen (1433 und 5428) am Beispiel des GPS-Satelliten 8 dargestellt. Die unterschiedlichen Mehrwegeperioden, als Folge der unterschiedlichen Antennenhöhen, sind deutlich zu erkennen. Eine vollständige Mehrwegeperiode der Station 1433 entspricht der Hälfte einer Mehrwegeperiode der Station 5428. Dies korrespondiert mit den in Abbildung 6-7 dargestellten einfachdifferenzierten PPP-Residuen.

Die Abbildungen 6-8(a) und (b) bestätigen den Unterschied der Phasenmehrwegeabweichungen beider GPS-Frequenzen. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Signalqualitätswerte beider Frequenzen des LEICA GRX1200GGPRO frequenzspezifisch sind (s. Abb. 5-8).

Die Analyse des Einflusses der bestimmten Trägerphasenmehrwegeverbesserungen auf die Positionierung erfolgte annähernd gleich der vorangegangenen aus Abschnitt 6.1.

6.2.2 Auswirkungen im Beobachtungsraum

Die Ergebnisse der Analyse – Standardabweichungen über alle Residuen der doppelt differenzierten Phasendaten (originär; verbessert) – werden, separat für verschiedene Basislinien und für verschiedene Lösungstypen, in Abbildung 6-10 veranschaulicht. Da Trägerphasenmehrwegeabweichungen für beide GPS-Frequenzen geschätzt werden können, ermöglicht dies die Bildung von Linearkombinationen, insbesondere die der ionosphärefreien Linearkombination L0. Dies erlaubt das Abschätzen der Auswirkungen der Trägerphasenmehrwegeverbesserungen bei längeren Basislinien (l > 5 km). Deshalb sind in Abbildung 6-10 zusätzlich zu den Lösungstypen GPS-L1 und -L2 die Lösungstypen GPS-L0 sowie GPS-L0 + Troposphäre (GPS-L0 mit zusätzlicher Schätzung troposphärischer Zenitparameter) dargestellt.

Wie bereits in Abschnitt 6.1.2 wurde erneut ein Einfluss der Anzahl der verbesserten Stationen (beide vs. eine) auf die Standardabweichungen festgestellt. Die dem Ansatz aus Kapitel 5 zugrunde liegende Modellannahme – einfache Strahlengeometrie bei gerichteter Reflexion – gilt für den Fall der Bodenstationen nicht. Konsequenterweise wurde in der Auswertung auf die Verbesserung der Phasendaten der Bodenstationen (5419 und 5424) verzichtet. Lediglich bei den Phasenbeobachtungen der Stativstationen (1433 und 5428) wurden Trägerphasenmehrwegeverbesserungen berücksichtigt.

Die Abbildung 6-11 veranschaulicht, dass sich die Werte der Standardabweichungen für die Basislinie vom Typ (a) (Boden – Boden) bei allen Lösungstypen, bis auf GPS-L1, vergrößern (maximal 3 mm bei GPS-L0 + Troposphäre). Dies ist auf die zuvor genannten Gründe zurückzuführen. Bei den Basislinien des Typs (b) (Boden – Stativ) verringern sich die Werte der Standardabweichungen um 1-7 mm.

Die Unterschiede zwischen den Werten der Standardabweichungen (verbesserte Phasendaten) der Lösungstypen GPS-L0 und GPS-L0+Troposphäre, sind im Wesentlichen auf die Schätzung des zusätzlichen Troposphärenparameters in Zenitrichtung zurückzuführen. Aufgrund der kurzen



Abb. 6-10: Standardabweichungen von GPS-L1, -L2, -L0 und -L0 + Troposphäre Doppeldifferenzresiduen originärer und verbesserter Beobachtungsdaten verschiedener Basislinien: (a) Boden – Boden;
(b) Boden – Stativ; (c) Stativ – Stativ. Bei den Basislinien (a) sowie (b) wurde nur die zweite Station und bei (c) wurden beide Stationen verbessert.

Basislinien (l < 12 m) können troposphärische Unterschiede zwischen den Stationen ausgeschlossen werden. Der verbleibende langperiodische Einfluss der Bodenstation wird teilweise als troposphärischer Einfluss erfasst und bei der Basislinienlösung verbessert.

Die moderate Verringerung der Werte der Standardabweichungen ist darauf zurückzuführen, dass nur der kurzperiodische Mehrwegeeinfluss der Stativstationen eliminiert werden konnte. Für den langperiodischen Mehrwegeeinfluss war dies nicht möglich. Im Vergleich der Doppeldifferenzresiduen (originäre mit verbesserten Phasendaten), am Beispiel verschiedener Lösungstypen der Basislinie 5424–1433 sowie der GPS-Satelliten 8 und 15, wird dies in der Abbildung 6-11(a) deutlich. Speziell bei GPS-L2 ist der verbleibende langperiodische Mehrwegeeinfluss des jeweils hochstehenden Satelliten der Bodenstation bei den verbesserten Phasendaten (schwarz) gut zu erkennen. Der Wert der Standardabweichung wird durch die Beseitigung des kurzperiodischen Mehrwegeeinflusses nur gering verändert.

Für die Werte der Standardabweichungen zeigen sich die auffälligsten Verringerungen (3-11 mm)bei der Basislinie vom Typ © (Stativ–Stativ) (s. Abb. 6-10). Die kurzperiodischen Trägerphasenmehrwegeabweichungen beider Stativstationen werden anhand der Signalqualitätswerte gut modelliert. Phasenmehrwegeverbesserungen führen zur Eliminierung dieser Einflüsse (s. Abb. 6-11(b)). Die positive Wirkung auf die Werte der Standardabweichung ist für alle Lösungstypen ersichtlich.

GPS-L2C-Phasenmessungen

Zusätzlich zu der im Vorfeld beschriebenen Messungskonfiguration (4 LEICA GRX1200GGPRO Empfängern) waren drei weitere LEICA GRX1200GGPRO Empfänger über Antennensplitter an die Stationen 5419, 5424 und 1433 angeschlossenen. Diese wurden so konfiguriert, dass sie statt der



Abb. 6-11: Doppeldifferenzresiduen ∇ΔΦ, für GPS-L1, -L2 und -L0, die zum einen aus originären (grau) und zum anderen aus verbesserten (schwarz) Phasenbeobachtungen berechnet wurden: (a) Bo-denstation 5428 nicht verbessert, Stativstation 1433 verbessert; (b) Stativstationen (1433, 5428) verbessert. Zusätzlich sind die Standardabweichungen (originär/verbessert) angegeben. Die Daten wurden tiefpassgefiltert.

GPS-L2-Signale GPS-L2C-Signale aufzeichneten. Mit der Firmware 5.62 und der Version 3.014 der *Measurement Engine* war eine gemeinsame Aufzeichnung beider Signale mit demselben Empfänger nicht möglich.

GPS-L2C ist ein neues ziviles Signal auf der Trägerfrequenz von GPS-L2 und soll, aufgrund der höheren Signalstärke, eine Steigerung der Leistungsfähigkeit bei der Messung auf der zweiten Frequenz ermöglichen. Der gewünschte Vorteil, höhere Leistungsfähigkeit der Kreuzkorrelation in signalschwachen Gebieten, wird erst erreicht, wenn der Großteil der bestehenden GPS-Satelliten-Konstellation durch L2C-fähige Satelliten ersetzt wird (Hofmann-Wellenhof u. a. 2008). Zum Zeitpunkt der Messung waren sechs GPS-Satelliten vom Typ Block IIR-M Bestandteil der Konstellation.

Der Vergleich doppelt differenzierter GPS-L2- und GPS-L2C-Phasendaten ermöglicht Aussagen zum Mehrwegeverhalten des neuen Signals. Die Analyse der Satellitenkombinationen PRN 7 mit PRN 15 und PRN 12 mit PRN 15 (alle drei Block IIR-M Satelliten) in drei verschiedenen Basislinien ergab nur marginale Unterschiede in den aus GPS-L2- und GPS-L2C-Phasendaten bestimmten Doppeldifferenzresiduen. Dieses Ergebnis kann zwei Ursachen haben: Zum einen die leistungsfähige L2-Phasenmessung der verwendeten Empfänger und zum anderen die Funktionalität der L2C-Phasendaten, welche nicht im vollen Umfang von den Empfängern unterstützt wird.

Für den in Kapitel 5 vorgestellten Ansatz ergeben sich aufgrund der höheren Signalstärke keine Vorteile für die Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichungen. Die GPS-L2C-Phasenmessungen bleiben bei der weiteren Analyse unberücksichtigt.

6.2.3 Auswirkungen im Koordinatenraum

Die Auswirkungen der Trägerphasenmehrwegeverbesserungen auf die Positionierung, insbesondere auf die Standardabweichungen von Einzelepochenresiduen basierend auf originären und verbesserten Phasendaten, werden in Abbildung 6-12 gezeigt. Die Standardabweichungen sind, getrennt für die horizontalen Komponenten (dN, dO) und die Höhe (dH), für verschiedene Basislinienlösungen dargestellt. Wie bei den Doppeldifferenzresiduen wird zwischen den Basislinien-Typen (a), (b) und (c) unterschieden. Für (a) und (b) wurde jeweils nur die zweite Station verbessert. Im Fall des Basislinien-Typs (c) wurden Trägerphasenmehrwegeverbesserungen beider Stationen berücksichtigt.

Abgesehen vom Basislinien-Typ (a) ermöglicht die Verwendung der zuvor bestimmten Trägerphasenmehrwegeverbesserungen für die Typen (b) und (c) eine Verringerung der Werte der Standardabweichungen bei den vier verschiedenen Lösungstypen von 0,5 mm bis 7,2 mm. Die größten Effekte werden in der Nord- und Höhenkomponente erzielt. Die Ostkomponente profitiert am wenigsten von den angebrachten Trägerphasenmehrwegeverbesserungen.

Die Werte der Standardabweichungen der Lösungstypen GPS-L0 und GPS-L0 + Troposphäre für die Höhenkomponente unterscheiden sich nicht wesentlich, da sich systematische Abweichungen (Offset) in den Ergebnissen (speziell GPS-L0 + Troposphäre) nicht widerspiegeln. Letztendlich wird durch die Standardabweichung die Variation der Residuen – deren Präzision – beschrieben.

Die Verringerung der Werte der Standardabweichungen der Basislinien 5419–1433 und 5424– 1433 ist größer als die der Basislinien UY04–UYT2 und UYT1–UYT2 (vgl. Abb. 6-12 u. Tab. 6-2). Dies ist auf die Antennen zurückzuführen, mit denen die Stativstationen ausgestattet waren. Die Septentrio PolaNt Antenne (Station 1433) ist deutlich »anfälliger« für Mehrwegesignale als eine Choke-



Abb. 6-12: Standardabweichungen von GPS-L1, -L2, -L0 und -L0 + Troposphäre Einzelepochenresiduen originärer und verbesserter Beobachtungsdaten verschiedener Basislinien: (a) Boden – Boden;
(b) Boden – Stativ; (c) Stativ – Stativ. Bei den Basislinien (a) sowie (b) wurde nur die zweite Station und bei (c) wurden beide Stationen verbessert.

Ring-Antenne (Station UYT2). Das Potential zur Verbesserung der Phasendaten ist bei Station 1433 größer, d. h. die Trägerphasenmehrwegeverbesserungen wirken effektiver.

Die Auswirkungen der Trägerphasenmehrwegeabweichungen auf die Basislinie vom Typ \bigcirc sind am stärksten. Für beide Stationen trifft die Modellannahme der einfachen Strahlengeometrie bei gerichteter Reflexion zu, d. h. Trägerphasenmehrwegeverbesserungen können für beide Stationen berücksichtigt werden. Dies führt zur Verringerung der Werte der Standardabweichung zwischen 1 mm und 7 mm (ca. 23 % – 38 %).

Ein Vergleich der Einzelepochenresiduen aus originären und verbesserten GPS-L1-Phasendaten sowie deren Häufigkeitsverteilung ist in Abbildung 6-13 dargestellt. Anhand der Residuen und der Häufigkeitsverteilung zeigt sich, dass durch Berücksichtigung der Phasenmehrwegeverbesserungen die Präzision der Residuen zunimmt. Die Anzahl der Residuen, die kleiner als ein paar Millimeter sind, nimmt zu, wohingegen die Anzahl der Residuen abnimmt, die größer als ein paar Millimeter sind. Es wird deutlich, dass die Präzision der Ostkomponente im Vergleich mit der Nord- und der Höhenkomponente größer ist.

6.2.4 Fazit

Die Ergebnisse der Auswertung des Datensatzes zeigen, dass die Schätzung von Trägerphasenmehrwegeabweichungen anhand der Signalqualitätswerte der LEICA GRX1200GGPRO Empfänger



Abb. 6-13: Einzelepochenresiduen originärer (grau) und verbesserter (schwarz) Phasendaten der Basislinie 1433 – 5428 (Stativ – Stativ) als Funktion der Zeit getrennt für die Koordinatenkomponenten dN, dO und dH (links). Zusätzlich sind die Standardabweichungen angegeben. Häufigkeitsverteilung der Einzelepochenresiduen, getrennt für die Koordinatenkomponenten (rechts). Die Abszisse entspricht der relativen Häufigkeit (Klassenbreite 0,1) und die Ordinate der Größe des Residuums.

für beide GPS-Frequenzen möglich ist. Die Berücksichtigung von Phasenmehrwegeverbesserungen führt, unter bestimmten Voraussetzungen, zu präziseren Einzelepochenlösungen.

Die im Abschnitt 6.1.4 getroffenen Aussagen zum Einfluss des Abstandes Antenne–Reflektor werden bestätigt. Somit sollte, speziell bei der Errichtung neuer GNSS-Referenzstationen, auf einen bodennahen Aufbau der Antenne verzichtet werden. Ein ausreichender Abstand zwischen Antenne und möglichen Reflektoren ist zwingend erforderlich. Am effektivsten ist es, sich auf ein Niveau von Antennenhöhen zu begeben, das den langpriodischen Mehrwegeeinfluss nicht verstärkt und die Modellierung des kurzperiodischen Mehrwegeeinflusses unterstützt. Eine Antenne, die zehn Zentimeter über der Pfeileroberkante eines zehn Meter hohen Betonpfeilers mit einem Durchmesser größer als ein Meter montiert wird, ist keine akzeptable Lösung (s. Abb. 4-1(b)). Das Festlegen einer kritischen Grenze für die Antennenhöhe ist aufgrund weiterer Einflussfaktoren schwierig (z. B. Dämpfungsfaktor α). Die Möglichkeit, Trägerphasenmehrwegeabweichungen für verschiedene Frequenzen bestimmen zu können, bietet das Potential, das Verfahren zur Schätzung von Trägerphasenmehrwegeverbesserungen in GNSS-Stationsnetzen mit längeren Basislinien anzuwenden. Dies wird anschließend ausführlich in Kapitel 7 beschrieben.

Anwendung im GNSS-Referenzstationsnetz

Im vorangegangenen Kapitel wurde der Ansatz zur Trägerphasenmehrwegereduzierung an GPS-Beobachtungsdaten untersucht. Diese wurden zwar unter realen Bedingen gemessen, besitzen aber einen experimentellen Charakter. Aussagen zur Praxistauglichkeit waren bisher nicht möglich.

Die praktische Relevanz des Ansatzes wird anhand von GNSS-Beobachtungsdaten des SAPOS-Netzes Sachsen-Anhalt validiert (Rost und Wanninger 2010).

7.1 SAPOS-Teilnetz Sachsen-Anhalt

Die Validierung des Ansatzes zur Verringerung des Trägerphasenmehrwegeeinflusses erfolgt mit Beobachtungsdaten ausgewählter Stationen des SAPOS-Teilnetzes von Sachsen-Anhalt. Die Auswahl beschränkt sich zunächst auf die zwölf SAPOS-Referenzstationen, die mit Leica-GNSS-Empfängern ausgestattet sind. Abbildung 7-1(a) gibt einen Überblick zur Verteilung und zum Equipment der verwendeten Stationen. Acht Stationen werden mit LEICA GRX1200GGPRO Empfängern sowie LEIAT504GG Antennen (konventionelle Choke-Ring-Antenne) betrieben. Vier Stationen sind mit einem LEICA GRX1200+GNSS Empfänger und einer konischen Choke-Ring-Antenne – LEIAR25 (s. Abb. 4-2(b)) – ausgestattet. Die Eignung der beiden Empfängertypen zur Schätzung von Trägerphasenmehrwegeabweichungen, anhand der Signalqualitätswerte, wurde im Vorfeld untersucht (s. Abschn. 5.3.3).

Alle Antennen sind auf Gebäudedächern montiert. In den Teilabbildungen 7-1(b)-(g) sind die Stationsumgebungen der Referenzstationen dargestellt. Diese dienen zur Identifizierung möglicher Reflektoren in der Antennenumgebung. Der Abstand Antenne–Reflektor variiert zwischen 0,1 m und 4,2 m. Die Basislinienlängen differieren zwischen 23,3 km und 161,0 km.

Das Landesamt für Vermessung und Geoinformation Sachsen-Anhalt (LVermGeo) stellte für die Analyse GPS/GLONASS-Beobachtungsdaten zur Verfügung. Diese umfassen einen Zeitraum von sieben Tagen (2. – 8. Oktober 2009) und wurden mit einem Epochenabstand von 15 s und einer Elevationsmaske von 0° bzw. 5° aufgezeichnet, wobei die für die Empfängermodelle höchste digitale Auflösung der Signalqualitätswerte genutzt wurde (LEICA GRX1200GGPRO: 0,25 dBHz; LEI-CA GRX1200+GNSS: 0,05 dBHz). Diese besondere Aufzeichnung war erforderlich, da die digitale Auflösung der Signalqualitätswerte von SAPOS-Daten aufgrund der RINEX-Wandlung gewöhnlich 1,0 dBHz beträgt (s. Abschn. 5.3.1).



Abb. 7-1: Ausgewählte SAPOS-Referenzstationen Sachsen-Anhalts: (a) Verteilung der SAPOS-Referenzstationen einschließlich Informationen zum jeweils verwendeten Equipment (GNSS-Empfänger und -Antenne); (b) – (m) Orthophotos der Umgebung der Referenzstationen. Der Antennenstandort ist mit × gekennzeichnet. (Quelle: DOP-Viewer; Bundesamt für Kartographie und Geodäsie)

7.2 GNSS-Trägerphasenmehrwegeabweichungen

Für die GPS- als auch die GLONASS-Trägerphasenbeobachtungen wurden Trägerphasenmehrwegeabweichungen für alle Referenzstationen mit dem in Kapitel 5 beschriebenen Ansatz bestimmt. In der Abbildung 7-2(a) sind die bestimmten Trägerphasenmehrwegeabweichungen für den gesamten Beobachtungszeitraum als Funktion von Azimut und Elevation am Beispiel von GLONASS-L1 der



Abb. 7-2: GLONASS-L1-Trägerphasenmehrwegeabweichungen der Station 0067 als Funktion von Azimut und Elevation: (a) gestapelte Trägerphasenmehrwegeabweichungen (2. – 8. Oktober 2009);
(b) detaillierte Darstellung des rechteckigen Bereichs in Abb. (a). Tiefpassgefilterte Trägerphasenmehrwegeabweichungen von 13 Satellitendurchgängen (2. – 8. Oktober 2009). Zur besseren Veranschaulichung sind die Kurven vertikal versetzt.

Referenzstation 0067 dargestellt. Die symmetrische Stationsumgebung der Referenzstation 0067 (s. Abb. 7-1(b)) spiegelt sich in den Ergebnissen der Trägerphasenmehrwegeschätzung wider.

Infolge dessen, dass sich die Konstellation Satellit – Empfangsantenne – Reflektor bei GLONASS erst nach acht Sternentagen wiederholt, kommt es zu einer »Überlagerung« mehrerer Satellitendurchgänge. Verschiedene GLONASS-Satelliten überfliegen einen ähnlichen Bereich eines möglichen Reflektors. Die Trägerphasenmehrwegeabweichungen der verschiedenen Satelliten müssen infolge des ähnlichen Reflektors (s. Abb. 7-1(b)) nahezu gleich sein. Der rechteckige Bereich in Abbildung 7-2(a) ist in Abbildung 7-2(b) gesondert dargestellt. Die Phasenmehrwegeabweichungen der 13 GLONASS-Satellitendurchgänge zeigen in gleichen Elevationsbereichen vergleichbare Extremwerte.

7.3 Auswirkungen im Koordinatenraum

Die Auswirkungen der abgeleiteten GPS/GLONASS-Trägerphasenmehrwegeverbesserungen auf die Positionierung wurden im Basislinienmodus analysiert (GPS, GLONASS und GPS/GLONASS). Zu diesem Zweck erfolgte die Prozessierung von originären und verbesserten Trägerphasendaten mit dem Basislinien-Prozessor Wa1 unter Verwendung präziser GPS/GLONASS-Orbits des ESOC. Des Weiteren wurden Antennenphasenzentrumskorrektionen berücksichtigt. Zur Vereinheitlichung blieben Beobachtungen mit einem Elevationswinkel kleiner als 5° unberücksichtigt.

Die Berechnung der Einzelepochenkoordinatenlösungen erfolgte für die ionosphärefreie Linearkombination L0, wobei aufgrund der Basislinienlängen zusätzlich eine Schätzung troposphärischer Zenitparameter durchgeführt wurde (L0 + Troposphäre). Im Vergleich der Werte der Standardabweichungen der Einzelepochenresiduen (getrennt für dN, dO, dH) der 66 möglichen Basislinien wurde deutlich, dass sich bei ca. 50 % der Basislinien die Werte der Standardabweichungen entweder vergrößerten oder gleich blieben. Die eingehende Analyse ergab, dass bei den Referenzstationen 0077, 0082, 0084, 0091, 0095 und 0098 die Modellannahme – dominanter horizontaler oder vertikaler Reflektor – nicht erfüllt ist (vgl. Abb. 7-1(h) – (m)). Dies führt zu unzureichenden Schätzungen der Trägerphasenmehrwegeabweichungen. Als Konsequenz blieben diese Referenzstationen bei der weiteren Untersuchung unberücksichtigt. Die Antennen-umgebungen der verbleibenden Stationen (0067, 0072, 0078, 0083, 0097 und 0101) werden von nahezu horizontalen Reflektorebenen dominiert (vgl. Abb. 7-1(b) – (g)).

Der Vergleich der Standardabweichungen der verbleibenden 15 Basislinien ist, getrennt für die einzelnen Koordinatenkomponenten, in Abbildung 7-3 separat für die GPS-, die GLONASS- und die kombinierte GPS/GLONASS-Lösung dargestellt. Wird zunächst das absolute Niveau der Standardabweichungen betrachtet, zeigt sich, dass die Standardabweichungen der GLONASS-Lösung um den Faktor zwei größer sind als die der GPS-Lösung. Dies ist weitestgehend auf die Satellitengeometrie und die unvollständige Satellitenkonstellation bei GLONASS zurückzuführen. Bei der Berechnung der Standardabweichungen wurden nur Einzelepochenlösungen berücksichtigt, deren PDOP (positional dilution of precision) kleiner als ein im Vorfeld definierter Schwellwert waren. Als Schwellwert wurde drei festgelegt, was dem maximal vorkommenden PDOP-Wert der GPS-Lösung entspricht. Die Verwendung des Schwellwertes führte zu einer Verringerung der GLONASS-Einzelepochenlösungen um 25 %, verglichen mit den GPS-Einzelepochenlösungen. Dies ist bei der Beurteilung der Standardabweichungen zu berücksichtigen. Die Anzahl der Satelliten, und damit die Anzahl der Beobachtungen pro Epoche, hat einen entscheidenden Einfluss auf die Einzelepochenlösung. Für die GLONASS-Einzelepochenlösung wurden die Beobachtungen von durchschnittlich 5,7 Satelliten verwendet. Bei den GPS- und GPS/GLONASS-Lösungen waren es durchschnittlich 9,7 und 14,9 Satelliten. Eine größere Anzahl der Beobachtungen führt letztlich zu einer robusteren Schätzung der Einzelepochenlösung und zu kleineren Werten bei den Standardabweichungen.

Anhand der Abbildungen wird deutlich, dass die Berücksichtigung von GPS- und GLONASS-Trägerphasenmehrwegeverbesserungen zu präziseren Positionsergebnissen führt. Die Berücksichtigung der Trägerphasenmehrwegeverbesserungen hat eine Verringerung der Werte der Standardabweichungen (*dN/dO/dH*) um 1,4 mm/0,9 mm/3,0 mm bei der GPS-Lösung zur Folge (Abb. 7-3(a)). Bei der GLONASS-Lösung ist die Verringerung der Werte der Standardabweichungen um den Faktor zwei bis drei größer (3,0 mm/3,0 mm/9,4 mm) als bei der GPS-Lösung (Abb. 7-3(b)). Gegebenenfalls sind die Unterschiede zwischen GPS- und GLONASS-Lösung auf eine heterogene Mehrwegeunterdrückung im GNSS-Empfänger zurückzuführen. Die Verringerung der Werte der Standardabweichungen liegt bei der GPS/GLONASS-Lösung im Bereich der GPS-Lösung (Abb. 7-3(c)). Andererseits führen die berücksichtigten Trägerphasenmehrwegeverbesserungen zu vernachlässig-



Abb. 7-3: Standardabweichungen von L0 + Troposphäre Einzelepochenresiduen originärer und verbesserter Beobachtungsdaten. Fortsetzung nächste Seite.



(c) GPS/GLONASS-Lösung (Ø Satellitenanzahl: 14,9; Ø PDOP: 1,3)

bar kleinen Veränderungen oder zu einer Verschlechterung der Standardabweichungen von maximal -0.5 mm.

Deutlicher werden die Verringerung und die Vergrößerung der Werte der Standardabweichungen, wenn nur die Änderungen der Standardabweichungen (Differenz originär – verbessert) zwischen den einzelnen Basislinien betrachtet werden. Abbildung 7-4 visualisiert dies am Beispiel der GPS-Lösung für den gesamten Beobachtungszeitraum (sieben Tage), getrennt für die Koordinatenkomponenten. Für die Lagekomponenten sind die Änderungen des gesamten Beobachtungszeitraums nahezu gleich. Kleinere Unterschiede zwischen den einzelnen Beobachtungstagen werden in der Höhenkomponente ersichtlich. Speziell die Ergebnisse der letzten beiden Tage des Beobachtungszeitraums weichen von denen der anderen Tage ab. Dies ist auf einen heterogenen troposphärischen Einfluss im gesamten Beobachtungszeitraum zurückzuführen.

In Basislinien, mit den Referenzstationen 0067 und 0083 als Bestandteil, führen die Trägerphasenmehrwegeverbesserungen stets zu einer Verringerung der Werte der Standardabweichungen. In den Basislinienkombinationen der Stationen 0072, 0078, 0097 und 0101 sind die Veränderungen zu ver-

Abb. 7-3: Standardabweichungen von L0 + Troposphäre Einzelepochenresiduen originärer und verbesserter Beobachtungsdaten (2. – 8. Oktober 2009) verschiedener Basislinien: (a) Standardabweichungen der Koordinatenkomponenten der GPS-Lösung; (b) Standardabweichungen der Koordinatenkomponenten der GLONASS-Lösung; (c) Standardabweichungen der Koordinatenkomponenten der kombinierten GPS/GLONASS-Lösung. Unter den Teilabbildungen sind die durchschnittliche Satellitenanzahl sowie der durchschnittliche PDOP (*positional dilution of precision*) angegeben.



Abb. 7-4: Differenz der Standardabweichungen der Einzelepochenresiduen (original – verbessert) der möglichen Basislinien in Abhängigkeit vom jeweiligen Beobachtungstag (GPS-Lösung).

nachlässigen oder negativ. Ursache hierfür sind, wie in den Abbildungen 7-1(d)-(g) zu erkennen, zwei horizontale Reflektorebenen unterhalb der GNSS-Empfangsantenne.

Die Ergebnisse der GLONASS- und der GPS/GLONASS-Lösungen sind vergleichbar.

7.4 Evaluation mit WaSoft/Multipath

Um fundiertere Aussagen zum Einfluss mehrerer horizontaler Reflektorebenen auf die Bestimmung der Trägerphasenmehrwegeverbesserungen zu treffen, ist die Evaluation mit einem unabhängigen Verfahren zur Mehrwegedetektierung erforderlich. Zu diesem Zweck wurden die originären und die verbesserten Beobachtungsdaten genutzt, um mit WaSoft/Multipath die Trägerphasenmehrwegeabweichungen der einzelnen Referenzstationen zu bestimmen. Im Unterschied zu dem in Kapitel 5 vorgestellten Ansatz nutzt WaSoft/Multipath Trägerphasenbeobachtungen zum Detektieren und zum Lokalisieren von GPS-Phasenmehrwegeabweichungen der ionosphärefreien Linearkombination (Wanninger und May 2000).

Die Ergebnisse dieser Untersuchung – Trägerphasenmehrwegekarten aus originären und verbesserten Phasendaten – sind in Abbildung 7-5 für die verschiedenen Referenzstationen gegenüber-



Abb. 7-5: WaSoft/Multipath-Trägerphasenmehrwegekarten ausgewählter SAPOS-Referenzstationen als Ergebnis der Auswertung mit originären und verbesserten Phasenbeobachtungen vom 2. bis 8. Oktober 2009. Die Angaben in Klammern neben der Stationsnummer kennzeichnen den Mehrwege-Index (originär/verbessert).

gestellt. Die gezeigten Phasenmehrwegekarten entsprechen dem Mittel aus den Mehrwegekarten der sieben Beobachtungstage. Neben den Stationsbezeichnungen ist in Klammern der Mehrwege-Index (originär/verbessert) angegeben. Dieser Indexwert wird von den Phasenmehrwegekarten abgeleitet.

Speziell an den Stationen 0067 und 0083 (Abb. 7-5(a)-(b)) wird deutlich, dass ein großer Teil des Mehrwegeeinflusses beseitigt wurde. Die Antennenumgebungen beider Stationen gehen mit der Modellannahme eines dominierenden horizontalen Reflektors konform. Aus der Abbildung der Mehrwegekarte der Station 0067 (Abb. 7-5(a)) wird ersichtlich, dass eine konische Choke-Ring-Antenne keinesfalls mehrwegefreie Phasenbeobachtungen niedrigstehender Satelliten garantiert.

Im Fall der Referenzstation 0097 (Abb. 7-5(c)) ist die Wirkung der Trägerphasenmehrwegeverbesserungen zu vernachlässigen. Bei der Beurteilung der Phasenmehrwegekarten ist zu berücksichtigen, dass der Algorithmus, der WaSoft/Multipath zugrundeliegt, auf das Detektieren und das Lokalisieren von kurzperiodischen Mehrwegeeinflüssen optimiert ist. Der langperiodische Einfluss $(T_{\delta\phi} > 20 \text{ min})$, der durch den zweiten horizontalen Reflektor hervorgerufen wird, bleibt unberücksichtigt.

Die Phasenmehrwegekarten der Stationen 0072, 0078 und 0101 (Abb. 7-5(d)-(f)) visualisieren, dass die Trägerphasenmehrwegeverbesserungen in bestimmten Bereichen zur Verringerung, jedoch vereinzelt auch zur scheinbaren Verstärkung des Mehrwegeeinflusses führen. Dies veranschaulicht die Station 0078 sehr gut. Die Bereiche der Phasenmehrwegekarten der Station 0078, in denen es zur Verringerung und zur scheinbaren Verstärkung des Mehrwegeeinflusses kommt, sind in der Abbildung 7-6 dargestellt. Der Mehrwegeeinfluss tiefstehender Satelliten aus nordöstlicher Richtung konnte verringert werden, wohingegen der Einfluss der Satelliten aus südwestlicher Richtung eine scheinbare Verstärkung erfuhr (vgl. Abb. 7-6(a) und (b)). Die Überlagerung des Luftbildes der Abbildung 7-5(e) mit der WaSoft/Multipath-Trägerphasenmehrwegekarte aus der Abbildung 7-6(b) verdeutlicht, dass es, infolge einer zweiten Reflektorebene in der südwestlichen Empfangsantennenumgebung, zu einer unzureichenden Schätzung der Trägerphasenmehrwegeverbesserungen kommt. Die Abbildung 7-6(d) vermittelt einen Eindruck von der vertikalen Lage und der Größe der zweiten Reflektorebene – der Brüstung im linken Bildbereich – im Vergleich zur Referenzstationsantenne. Bei den anderen Referenzstationen war ebenfalls eine Identifizierung jener Bereiche möglich, die zu einer defizitären Schätzung des Trägerphasenmehrwegeabweichung und damit zu einer scheinbaren Verstärkung des Mehrwegeeinflusses führen.

7.5 Revision der Ergebnisse im Koordinatenraum

Basierend auf den Erkenntnissen der vorangegangenen Abschnitte erfolgte erneut eine Schätzung der Trägerphasenmehrwegeabweichungen. Der Bereich einer evtl. vorhandenen zweiten Reflektorebene blieb, im Gegensatz zu Abschnitt 7.3, bei der Modifikation der originären Phasenbeobachtungen mit den abgeleiteten Trägerphasenmehrwegeverbesserungen unberücksichtigt. Die Ergebnisse der Basislinienauswertung der 15 Basislinien – Änderungen der Standardabweichungen – sind in Abbildung 7-7 für die GPS-Lösung zusammengefasst. Verglichen mit den Ergebnissen aus Abbildung 7-4 werden die Unterschiede deutlich. Die Änderungen der Standardabweichungen sind infolge des Ausschlusses der Bereiche unzureichender Trägerphasenmehrwegeschätzung, speziell bei Basislinien mit der Station 0078, weitgehend positiv. Nachteilig ist, dass der langperiodische Mehrwegeeinfluss der zweiten Reflektorebene in den Beobachtungsdaten, und damit in den Koordinatenergebnissen, weiterhin vorhanden ist.

Lediglich bei drei Basislinien (0072–0097, 0072–0101, 0097–0101) beeinflussen die vorgenommenen Veränderungen bei der Trägerphasenmehrwegeschätzung die Einzelepochenresiduen un-



Abb. 7-6: Analyse des Einflusses einer weiteren Reflektorebene in der Antennenumgebung der Station 0078:
 (a) u. (b) WaSoft/Multipath-Trägerphasenmehrwegekarten der Station 0078 mit Visualisierung der Bereiche, in den Trägerphasenmehrwegeverbesserungen zur Verringerung und zur scheinbaren Verstärkung des Mehrwegeeinflusses führen. (c) Ausschnitt der Luftbildaufnahme aus Abb. 7-1(e)

wesentlich. Dies ist darauf zurückzuführen, dass zwar der Bereich des zweiten Reflektors bei der Schätzung der Trägerphasenmehrwegeänderungen unberücksichtigt blieb, dessen Einfluss aber nur sehr gering ist. Ursache ist die Lage der zweiten Reflektorebene im Bereich des Nordlochs (vgl.

Stationsumgebung vor dem Antennenwechsel (Quelle: LVermGeo Sachsen-Anhalt).

überlagert mit Trägerphasenmehrwegekarte (modifizierte Beobachtungsdaten). (d) Aufnahme der

Abb. 7-1(d), (c) und (f)).

Die Ergebnisse der GLONASS- und der GPS/GLONASS-Lösungen bestätigen die zuvor getroffenen Aussagen.

7.6 Resümee

Mehrwegeabweichungen können mit dem in Kapitel 5 beschriebenen Ansatz sowohl für GPS- als auch für GLONASS-Phasenbeobachtungen bestimmt werden. Der Vergleich von Basislinienlösungen


Abb. 7-7: Differenz der Standardabweichungen der Einzelepochenresiduen (original – verbessert) der möglichen Basislinien in Abhängigkeit vom jeweiligen Beobachtungstag. Die verbesserten Beobachtungsdaten sind das Ergebnis einer angepassten Trägerphasenmehrwegeschätzung (GPS-Lösung).

im GNSS-Referenzstationsnetz offenbart sowohl das Potential als auch die Schwäche der abgeleiteten Phasenmehrwegeverbesserungen und damit des Ansatzes.

Die Erfahrungen zeigen, dass der Erfolg der beschrieben Technik zur Minimierung des Phasenmehrwegeeinflusses im Wesentlichen von der direkten Antennenumgebung der Referenzstation abhängt. Für den Fall, dass die Stationsumgebung dem Modellansatz einer dominierenden horizontalen oder vertikalen Reflektorebene entspricht, ist speziell bei der Nord- und Höhenkomponente eine Verringerung der Werte der Standardabweichungen der Einzelepochenkoordinaten um bis zu 13 % möglich. Dies setzt einen entsprechend großen Abstand Antenne – Reflektorebene voraus, so dass die Modellannahmen der einfachen Strahlengeometrie zutreffen. Jedoch führt eine Antennenumgebung, die im größeren Umfang von den Modellannahmen abweicht, zu einer Verschlechterung der Standardabweichung der Einzelepochenkoordinaten. Aufgrund der Restriktionen kann der zuvor beschriebene Ansatz nicht generell zur Mehrwegeminimierung eingesetzt werden.

Gleichwohl zeigen die Ergebnisse, dass, adäquate Signalqualitätswerte auf beiden Frequenzen vorausgesetzt, der kurzperiodische Phasenmehrwegeeinfluss bei GNSS-Referenzstationen mittels des entwickelten Ansatzes verringert werden kann. Speziell die Ergebnisse der Station 0067 zeigen, dass eine konische Choke-Ring-Antenne kein Garant für mehrwegefreie Beobachtungsdaten ist.

8

Zusammenfassung

Die Mehrwegeabweichung, insbesondere die der Trägerphase, gilt bei der hochpräzisen GNSS-Positionierung als der die Genauigkeit limitierende Faktor. Eine Reihe von Konzepten kann zur Verringerung bzw. zur Reduzierung der Mehrwegeausbreitung führen. Die Erfahrungen zeigen, dass die stationsabhängig wirkende Abweichung weder durch spezielle Messmethoden noch durch gerätetechnische Entwicklungen usw. vollständig eliminiert werden kann.

Eine durchaus vielversprechende Möglichkeit bietet die gezielte Bestimmung der Mehrwegeabweichung mittels Stationskalibrierung. Die existierenden Verfahren sind jedoch vom Mess- und Auswerteaufwand teilweise sehr komplex oder benötigen lange Beobachtungszeiträume zur Ableitung geeigneter »Korrektionen«. Vielfach werden die Verfahren durch andere Faktoren (z. B. Witterung) beeinflusst oder die zeitliche Gültigkeit der ermittelten »Korrektionen« ist nicht ausreichend. Die Mehrheit der vorhandenen Verfahren zur Stationskalibrierung ist nicht praxistauglich und wird den heutigen Anforderungen vieler GNSS-Referenzstationen – Unterstützung verschiedener Satellitenpositionierungssysteme – nicht gerecht.

Im Rahmen der vorliegenden Dissertation wurde eine effiziente Methode zur Reduzierung des Trägerphasenmehrwegeeinflusses entwickelt. Dem dargelegten Ansatz liegt ein Algorithmus zugrunde, welcher auf dem mathematischen Zusammenhang zwischen Trägerphasenmehrwegeabweichung und Signalqualität basiert. Dieser ermöglicht unter bestimmten Voraussetzungen (dominanter horizontaler oder vertikaler Reflektor) eine stations- und satellitenbezogene Bestimmung von Mehrwegeabweichungen der GNSS-Trägerphasenbeobachtungen anhand der Signalqualität. Störungsfreie und frequenzspezifische Signalqualitätswerte sind daher zwingend erforderlich. Untersuchungen zeigten, dass primär die zeitliche Auflösung der Signalqualitätswerte einen entscheidenden Einfluss auf die korrekte Ableitung der Trägerphasenmehrwegeabweichung hat. Bereits ab einer zeitlichen Auflösung von 30 Sekunden und mehr muss mit einer unzureichenden Trägerphasenmehrwegeschätzung gerechnet werden. Die digitale Auflösung ist bei dem hier vorgestellten Ansatz sekundär. Bezüglich der Forderung nach frequenzspezifischen Signalqualitätswerten besteht, speziell für die zweite Frequenz, Bedarf zur Optimierung seitens einiger Hersteller.

Das Auswerten mehrerer Datensätze ermöglichte hinsichtlich der Reduzierung des Trägerphasenmehrwegeeinflusses Rückschlüsse auf das Potential der entwickelten Technik. Die Datensätze wurden unter realen Bedingungen mit spezieller Konfiguration (zwei Bodenstationen, ein bis zwei Stativstationen unterschiedlicher Höhe) gemessen. Der Einfluss der verschiedenen Abstände zwischen den Antennen und dem dominierenden horizontalen Reflektor auf die Mehrwegeabweichung wurde sowohl in den GNSS-Trägerphasenbeobachtungen als auch in den Signalqualitätswerten nachgewiesen.

Die Analyse im Beobachtungs- und Koordinatenraum – Vergleich von Standardabweichungen originärer und verbesserter Phasenbeobachtungen – gab Aufschluss über die Wirkung der geschätzten Trägerphasenmehrwegeverbesserungen. Anhand der Ergebnisse der Basislinienkombinationen zwischen Boden und Stativstationen wurde deutlich, dass es schwierig bzw. teilweise unmöglich ist, den Mehrwegeeinfluss der Bodenstationen zu modellieren. Die Modellannahme der einfachen Strahlengeometrie bei der Reflexion elektromagnetischer Signale ist für die Bodenstationen nicht gegeben. Zudem ist der Informationsgehalt in den Signalqualitätswerten zu gering, um adäquate Mehrwegeverbesserungen zu bestimmen. Der langperiodische Mehrwegeeinfluss dominiert weiterhin die Ergebnisse und kann nicht, wie meist angenommen, durch eine längere Beobachtungszeit eliminiert werden. Für Basislinien mit überwiegend kurzperiodischem Mehrwegeeinfluss bei beiden Stationen erwies sich der Ansatz als besonders geeignet.

Die Auswertung der Beobachtungsdaten von zwölf GNSS-Referenzstationen des SAPOS-Netzes von Sachsen-Anhalt zeigte unter anderem, dass konventionelle und konische Choke-Ring-Antennen keine Garanten für mehrwegefreie Beobachtungsdaten sind. Entsprach die Antennenumgebung der einzelnen Stationen den festgelegten Modellannahmen, d. h. einer homogenen Antennenumgebung, so wurden die Werte der Standardabweichungen, speziell für die Nord- und Höhenkomponente, um bis zu 13 % verringert. Dies ist beachtlich, da alle Referenzstationen mit Choke-Ring-Antennen betrieben werden. Allerdings wurde ebenfalls deutlich, dass eine heterogene Antennenumgebung die Validität der geschätzten Trägerphasenmehrwegeabweichungen mindert. Dies führt letztlich zu einer scheinbaren Verstärkung des Mehrwegeeinflusses in den Trägerphasenbeobachtungen.

Die im Rahmen dieser Dissertation entwickelte Methode demonstriert die Möglichkeit der Reduzierung des Einflusses von Phasenmehrwegeabweichungen auf die GNSS-Positionierung anhand der Signalqualitätswerte geodätischer GNSS-Empfänger. Die Erfahrungen zeigen, dass die Wirksamkeit der beschriebenen Technik wesentlich von der direkten Antennenumgebung der GNSS-Station und dem verwendeten Empfängermodell abhängig ist. Gegenüber anderen bekannten Verfahren erwiesen sich sowohl die stations- und satellitenspezifische Bestimmung als auch die Autonomie vom Satellitenpositionierungssystem als vorteilhaft. Aufgrund der Tatsache, dass bereits geringe Beobachtungszeiten (mindestens 20 min) für eine in-situ-Bestimmung der Trägerphasenmehrwegeabweichung ausreichen, bleibt die Anwendung nicht auf Stationen mit langen Beobachtungszeiten (z. B. im GNSS-Referenzstationsnetz) beschränkt.

* * *

Anhand der Erkenntnisse aus dieser Arbeit lassen sich Konsequenzen für den Aufbau von GNSS-Stationen gewinnen. Beim Errichten neuer und beim Modernisieren bestehender GNSS-Referenzstationen ist ein Umdenken der Referenzstationsbetreiber hinsichtlich der »Gestaltung« der Antennenumgebung im Bezug auf die Verringerung des Trägerphasenmehrwegeeinflusses erforderlich. Grundsätzlich sollte bei der Antennenmontage auf einen ausreichenden Abstand der Antenne zu einer potentiellen Reflektorebene geachtet werden. Dieser muss so gewählt werden, dass der Einfluss langperiodischer Mehrwegeeffekte minimiert und die Modellierung des kurzperiodischen Mehrwegeeinflusses unterstützt werden. Dabei gilt zu beachten, dass z. B. eine Antenne, die zehn Zentimeter über der Pfeileroberkante eines zehn Meter hohen Betonpfeilers mit einem Durchmesser von mehr als einem Meter montiert wird, keine akzeptable Lösung ist.

Nach momentanem Erkenntnisstand ist es noch nicht möglich, eine »kritische« Grenze für den Abstand zwischen Antenne und Reflektor aufgrund weiterer Einflussfaktoren festzulegen. Der dominierende kurzperiodische Einfluss kann, wie im Rahmen dieser Arbeit gezeigt wurde, besser modelliert werden. Als Richtwert werden 0,7 m vorgeschlagen. Bei diesem Abstand wird der durch das Antennennahfeld hervorgerufene langperiodische Mehrwegeeinfluss nicht zusätzlich verstärkt.

* * *

Für die Erweiterung des bestehenden Algorithmus zum Detektieren und zum Eliminieren des Trägerphasenmehrwegeeinflusses in komplexeren/heterogenen Antennenumgebungen (mehrere Reflektorebenen unterschiedlicher Neigungen) ist eine Modelladaption erforderlich. Hierzu ist das Separieren der Einflüsse der verschiedenen Reflektoren auf die Signalqualitätswerte notwendig. Durch eine geeignete Messanordnung muss analysiert werden, ob die Signalqualitätswerte Rückschlüsse auf eine Lageänderung oder eine Neigungsänderung der Reflektoren zueinander ermöglichen. Die so gewonnenen Informationen sind in ein brauchbares Modell zu überführen. Auf der Grundlage dieses Modells kann eine Adaption des Algorithmus erfolgen.

Die vorliegende Dissertation zeigt, dass horizontale Reflektorebenen mit homogener glatter Oberflächenstruktur die gerichtete Reflexion und somit die Entstehung von Mehrwegesignalen begünstigen. Zukünftig sollte erforscht bzw. untersucht werden, inwieweit eine Reflektorebene mit rauer Oberfläche die diffuse Reflexion von Satellitensignalen fördert und ob dies den Einfluss von Trägerphasenmehrwegeabweichungen bei der GNSS-Positionierung minimiert.

Literaturverzeichnis

- Aparicio, M. (1996). Characteristics of the GPS L-Band Satellite Antenna. In B. W. Parkinson und J. J. J. Spilker (Hrsg.), *Global Positioning System: Theory and Application* (Bd. 1, S. 234–244). American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc. 41
- Ávila-Rodríguez, J.-Á., Hein, G. W., Wallner, S., Schüler, T., Schüler, E. und Irsigler, M. (2005).
 Revised Combined Galileo/GPS Frequency and Signal Performance Analysis. In Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GNSS 2005 (S. 846–860). Long Beach, CA. 89
- Ávila-Rodríguez, J.-Á., Irsigler, M., Hein, G. W. und Pany, T. (2004). Combined Galileo/GPS
 Frequency and Signal Performance Analysis. In *Proceedings of the 17th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GNSS 2004* (S. 632–649). Long Beach, CA. 89
- Axelrad, P., Comp, C. und MacDoran, P. (1994). Use of Signal-To-Noise Ratio for Multipath Error Correction in GPS Differential Phase Measurements: Methodology and Experimental Results. In *Proceedings of the 7th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 1994* (S. 655–666). Salt Lake City, UT. 81, 99, 100
- Axelrad, P., Comp, C. J. und MacDoran, P. E. (1996). SNR-based multipath error correction for GPS differential phase. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, *32*(2), 650–660. 99
- Badke, B. (2009). GNSS-Solutions: Carrier-to-Noise Density. Inside GNSS, 4(5), 20-23. 47, 80
- Balanis, C. A. (1997). Antenna Theory : Analysis and Design (2. Aufl.). Chichester: John Wiley & Sons, Inc. 41, 69
- Bauersima, I. (1983). NAVSTAR/Global Positioning System (GPS). (II). Radiointerferometrische Satellitenbeobachtungen (Nr. 10). Bern: Universität Bern. 35
- Beckmann, P. und Spizzichino, A. (1987). *The scattering of electromagnetic waves from rough surfaces* (1. Aufl.). Norwood, MA: Artech House. 59, 61
- Betz, J. W. (2006). Free-Space Propagation Loss. In E. D. Kaplan und C. J. Hegarty (Hrsg.), Understanding GPS : Principles and Applications (2. Aufl., S. 669–673). Artech House. 42
- Beutler, G. (1996). GPS Satellite Orbits. In A. Kleusberg und P. J. G. Teunissen (Hrsg.), GPS for Geodesy (S. 37-101). Springer-Verlag. 35, 36
- Bilich, A. L. (2006). Improving the Precision and Accuracy of Geodetic GPS: Applications to Multipath and Seismology. Ph.D. Dissertation, University of Colorado, Department of

Aerospace Engineering Sciences, Boulder, CO. 81, 105, 110, 112, 113

- Bilich, A. L., Axelrad, P. und Larson, K. M. (2007). Scientific Utility of the Signal-to-Noise Ratio (SNR) Reported by Geodetic GPS Receivers. In *Proceedings of the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GNSS 2007* (S. 1999–2010). Fort Worth, TX. 110, 111, 112, 113, 118
- Bilich, A. L. und Larson, K. M. (2007). Mapping the GPS multipath environment using the signal-to-noise ratio (SNR). *Radio Science*, 42(RS6003). 101
- Bilich, A. L., Larson, K. M. und Axelrad, P. (2003). Observations of Signal-to-Noise Ratios (SNR) at Geodetic GPS Site CASA: Implications for Phase Multipath. In European Center for Geodynamics and Seismology (Hrsg.), *Proceedings of the Workshop: The State of GPS Vertical Positioning Precision: Separation of Earth Processes by Space Geodesy* (Bd. 23, S. 77–83). Luxemburg (Stadt), Luxemburg. 101
- Bilich, A. L., Larson, K. M. und Axelrad, P. (2008). Modeling GPS phase multipath with SNR:
 Case study from the Salar de Uyuni, Boliva. *Journal of Geophysical Research*, *113*(B04401).
 101, 118
- Bishop, G. J., Klobuchar, J. A. und Doherty, P. H. (1985). Multipath effects on the determination of absolute ionospheric time delay from GPS signals. *Radio Science*, 20(3), 388–396. 74
- Black, H. D. (1978). An easily implemented algorithm for the tropospheric range correction. *Journal of Geophysical Research*, 83(B4), 1825–1827. 37
- Blakney, T. L., Connell, D. D., Lamberty, B. J. und Lee, J. R. (1986). *Broad-band antenna structure having frequency-independent, low-loss ground plane* (Patent Nr. 4608572). Seattle, WA. 87
- Boehm, J., Niell, A., Trogoning, P. und Schuh, H. (2006). Global mapping function (GMF): A new empirical mapping function based on numerical weather model data. *Geophysical Research Letters*, 33(L07304). 38
- Boehm, J. und Schuh, H. (2004). Vienna mapping functions in VLBI Analyses. *Geophysical Research Letters*, 31(L01603). 38
- Borsa, A. A. (2005). *Geomorphology of the Salar de Uyuni, Bolivia*. Ph.D. Dissertation, University of California, Scripps Institution of Oceanography, San Diego, CA. 115
- Borsa, A. A., Fricker, H. A., Bills, B. G., Minster, J.-B., Carabajal, C. C. und Quinn, K. J. (2008). Topography of the Salar de Uyuni, Bolivia from kinematic GPS. *Geophysical Journal International*, *172*(1), 31–40. 115
- Braasch, M. S. (1992). On the characterization of multipath errors in satellite-based precision approach and landing systems. Ph.D. Dissertation, Ohio University, Faculty of the College of Engineering and Technology, Lancaster, OH. 72, 83
- Braasch, M. S. (1996). Multipath Effects. In B. W. Parkinson und J. J. J. Spilker (Hrsg.), *Global positioning system: Theory and application* (Bd. 1, S. 547–568). American Institute of

Aeronautics and Astronautics, Inc. 72, 83

- Braasch, M. S. und Van Dierendonck, A. J. (1999). GPS receiver architectures and measurements. In *Proceedings of the IEEE* (Bd. 87, S. 48–64). Institute of Electrical and Electronics Engineers. 45
- Brown, A. (2000). Multipath Rejection Through Spatial Processing. In Proceedings of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 2000 (S. 2330–2337). Salt Lake City, UT. 94
- Brown, A. (2001). High Accuracy GPS Performance using a Digital Adaptive Antenna Array. In *Proceedings of the 2001 National Technical Meeting of the Institute of Navigation* (S. 335–343). Long Beach, CA. 94, 95
- Brown, A. und Mathews, B. (2005). GPS Multipath Mitigation Using a Three Dimensional Phased Array. In Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GNSS 2005 (S. 659–666). Long Beach, CA. 95
- Brown, A., Silva, R. und Zhang, G. (1999). Test Results of a High Gain advanced GPS Receiver. In Proceedings of the 55th Annual Meeting of the Institute of Navigation (S. 557–566). Cambridge, MA. 94
- Brunner, F. K., Hartinger, H. und Troyer, L. (1999). GPS signal diffraction modelling: the stochastic SIGMA- δ model. *Journal of Geodesy*, 73(5), 259–267. 80, 84, 92
- Butsch, F. (2001). Untersuchungen zur elektromagnetischen Interferenz bei GPS. Dissertation, Universität Stuttgart. (Schriftenreihe der Institute des Studiengangs Geodäsie und Geoinformatik – Nr. 2001.1) 47
- Butsch, F. (2002). A Growing Concern : Radiofrequency Interference and GPS. *GPS World*, 13(10), 40–46. 47
- Butsch, F. und Kipka, A. (2004). Die Bedeutung des Signal- zu Rauschleistungsverhältnisses und verwandter Parameter für die Messgenauigkeit bei GPS. *AVN Allgemeine Vermessungs-Nachrichten*, *111*(2), 46–55. 47
- 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* (S. 2166–2176). Salt Lake City, UT. 97
- Collins, J. P. und Langley, R. B. (1999). Possible weighting schemes for GPS carrier phase observations in the presence of multipath (Final contract report for the U.S. Army Corps of Engineers Topographic Engineering Center Nr. DAAH04-96-C-0086 / TCN 98151).
 Fredericton, N.B.: Geodetic Research Laboratory, University of New Brunswick. 92

- Comp, C. J. und Axelrad, P. (1996). An Adaptive SNR-Based Carrier Phase Multipath Mitigation Technique. In Proceedings of the 9th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 1996 (S. 683–697). Kansas City, MO. 99, 100
- Comp, C. J. und Axelrad, P. (1998). Adaptive SNR-based carrier phase multipath mitigation technique. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, *34*(1), 264–276. 99
- Czopek, F. M. und Shollenberger, S. (1993). Description and Performance of the GPS Block I and II L-Band Antenna and Link Budget. In *Proceedings of the 6th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS-93* (S. 37–43). Salt Lake City, UT. 41, 44, 45
- David, P. und Voge, J. (1969). Propagation of waves (1. Aufl.). Oxford: Pergamon Press. 56
- Davies, K. (1990). Ionospheric radio. London: Peter Peregrinus Ltd. 36
- de Latour, A., Artaud, G., Ries, L., Legrand, F. und Sihrener, M. (2009). New BPSK, BOC and MBOC tracking structures. In *Proceedings of the 22nd International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GNSS 2009* (S. 396–405). Anaheim, CA. 91
- Dilßner, F. (2007). Zum Einfluss des Antennenumfeldes auf die hochpräzise GNSS-Positionsbestimmung. Dissertation, Leibniz Universität Hannover. (Wissenschaftliche Arbeiten der Fachrichtung Vermessungswesen der Universität Hannover – Nr. 271) 34, 98
- Dilßner, F., Seeber, G., Wübbena, G. und Schmitz, M. (2008). Impact of Near-Field Effects on the GNSS Position Solution. In *Proceedings of the 21st International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GNSS 2008* (S. 612–624). Savannah, GA. 70
- DIN 1319-2. (2005). *Grundlagen der Messtechnik Teil 2: Begriffe für Messmittel (DIN1319-2)*. Deutsches Institut für Normung e.V. 107
- DIN 5493-2. (1994). Logarithmische Größen und Einheiten : Logarithmierte Größenverhältnisse Maße, Pegel in Neper und Dezibel (DIN 5493-2). Deutsches Institut für Normung e.V. 46, 105
- Edgar, C., Price, J. und Reigh, D. (1998). GPS Block IIA and IIR Received Signal Power Measurements. In *Proceedings of the 1998 National Technical Meeting of the Institute of Navigation* (S. 401–411). Long Beach, CA. 39, 105
- Eisfeller, B. (1997). Ein dynamisches Fehlermodell für GPS Autokorrelationsempfänger.
 Habilitationsschrift, Universität der Bundeswehr München. (Schriftenreihe des Instituts für Geodäsie der Universität der Bundeswehr München Heft 55) 47, 70, 72, 76
- Eissfeller, B. und Schüler, T. (2006). Das Europäische Satellitennavigationssystem GALILEO. In GPS und GALILEO – Methoden, Lösungen und neueste Entwicklungen: Beiträge zum 66. DVW-Seminar (S. 17–39). Darmstadt. 89

- Elósegui, P., Davis, J. L., Jaldehag, R. T. K., Johansson, J. M., Niell, A. E. und Shapiro, I. I. (1995).
 Geodesy using the Global Positioning System: The effects of signal scattering on estimates of site position. *Journal of Geophysical Research*, 100(B7), 9921–9934. 70, 86
- EPN. (2010). *EUREF Permanent Network Guidelines*. Zugriff 25.01.2010, unter http://www.epncb.oma.be/_organisation/guidelines/ 86
- Feldmann-Westendorff, U. (2001). Initiative zum Vergleich von Kalibrierverfahren f
 ür SAPOS. In 3. GPS-Antennenworkshop 2001 (S. 98–101). Bonn. 38, 39
- Feldmann-Westendorff, U. und Sorge, B. (2002). Vergleichstest von Kalibrierverfahren f
 ür GPS-Antennen. In 4. GPS-Antennenworkshop 2002. Hannover. 39
- Fenton, P. C., Falkenberg, B., Ford, T., Ng, K. und Van Dierendonck, A. J. (1991). NovAtels GPS Receiver, the High Performance OEM Sensor of the Future. In *Proceedings of the 4th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 1991* (S. 9–13). Albuquerque, NM. 47
- Fenton, P. C. und Jones, J. (2005). The Theory and Performance of NovAtel Inc.'s Vision Correlator. In *Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GNSS 2005* (S. 2178–2186). Long Beach, CA. 91
- Filippov, V., Sutiagin, I. und Ashjaee, J. (1999). Measured Characteristics of Dual Depth Dual Frequency Choke Ring for Multipath Rejection in GPS Receivers. In *Proceedings of the 12th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 1999* (S. 793–796). Nashville, TN. 88
- Filippov, V., Tatarnicov, D., Ashjaee, J., Astakhov, A. und Sutiagin, I. (1998). The First Dual-Depth Dual-Frequency Choke Ring. In *Proceedings of the 11th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 1998* (S. 1035 – 1040). Nashville, TN. 88
- Fisher, S. C. und Ghassemi, K. (1999). GPS IIF the next Generation. In *Proceedings of the IEEE* (Bd. 87, S. 24–47). 39, 40, 41
- Flock, W. L. (1987). Propagation effects on satellite systems as frequencies below 10 GHz (2. Aufl.) (Nr. 1102(02)). Washington, DC: NASA. 56
- Fornari, M., Risacher, F. und Féraud, G. (2001). Dating of paleolakes in the central Altiplano of Bolivia. *Palaeogeography, Palaeoclimatology, Palaeoecology*, 172(3-4), 269-282. 115
- Forssell, B. (2008). Radionavigation Systems. Boston/London: Artech House. 41, 59
- Ganguli, G., Reynolds, M. A. und Liemohn, M. W. (2000). The Plasmasphere and Advances in Plasmaspheric Research. *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*, 62(17–18), 1647–1657. 36

- Garin, L. und Rousseau, J.-M. (1997). Enhanced Strobe Correlator Multipath Rejection for Code & Carrier. In Proceedings of the 10th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 1997 (S. 559–568). Kansas City, MO. 91
- Gendt, G. und Nischan, T. (2008). 2003/2004 Analysis Coordinator Report (Bericht). Pasadena, CA: IGS Central Bureau. Zugriff 5.2.2009, unter

http://igscb.jpl.nasa.gov/igscb/resource/pubs/2003-2004_IGS_Annual_Report.pdf 35

- Geng, N. und Wiesbeck, W. (1998). *Planungsmethoden für die Mobilkommunikation* (1. Aufl.). Berlin: Springer-Verlag. 60, 61, 62, 63
- Georgiadou, Y. und Kleusberg, A. (1988). On Carrier Phase Multipath Effects in Relative GPS Positioning. *Manuscripta Geodaetica*, *13*, 172–179. 74
- Granström, C. und Johansson, J. (2007). Site-Dependent Effects in High-Accuracy Applications of GNSS. In *Report on the Symposium of the IAG Subcommission for Europe (EUREF)*. London. 96, 98
- Granström, C., Johansson, J. und Görres, B. (2006). Einfluss stationsabhängiger Effekte auf hochpräzise GNSS-Anwendungen. In *6. GPS-Antennenworkshop 2006.* Bonn. 98
- Gurtner, W. und Estey, L. (2007). *RINEX: The Receiver Independent Exchange Format Version* 2.11. Zugriff 1.9.2008, unter ftp://ftp.unibe.ch/aiub/rinex/ 48
- Hargreaves, J. K. (1992). *The solar-terrestrial environment* (1. Aufl.). Cambridge: Cambridge University Press. 36
- Hartinger, H. und Brunner, F. K. (1998). Attainable Accuracy of GPS measurements inEngineering Surveying. In *Proceeding of the XXI FIG Congress* (S. 18–31). Brighton. 92
- Hartinger, H. und Brunner, F. K. (1999). Variances of GPS Phase Observations: The SIGMA-ε Model. GPS Solutions, 2(4), 35–43. 80, 92
- Hartl, P. (1988). Fernwirktechnik der Raumfahrt (2. Aufl.). Berlin: Springer-Verlag. 42, 46
- Hatanaka, Y., Sawada, M., Horita, A. und Kusaka, M. (2001a). Calibration of antenna-radome and monument-multipath effect of GEONET Part 1: Measurement of phase characteristics. *Earth, Planets and Space*, *53*(1), 13–21. 96
- Hatanaka, Y., Sawada, M., Horita, A. und Kusaka, M. (2001b). Calibration of antenna-radome and monument-multipath effect of GEONET Part 2: Evaluation of the phase map by GEONET data. *Earth, Planets and Space*, *53*(1), 23–30. 96
- Hatch, R. (1982). The synergism of GPS code and carrier measurements. In Proceedings of the 3rd International Geodetic Symposium on Satellite Doppler Positioning (S. 1213–1231). Las Cruces, NM. 90
- Herring, T. A. (1992). Modeling atmospheric delays in the analysis of space geodetic data. In *Refraction of transatmospheric signals in Geodesy* (S. 157–164). Delft: Netherlends Geodetic Commison. 37

- Hoffmann, R. (2005). *Grundlagen der Frequenzanalyse : Eine Einführung für Ingenieure und Informatiker* (2. Aufl.). Renningen: expert-Verlag. 107
- Hofmann-Wellenhof, B., Lichtenegger, H. und Wasle, E. (2008). GNSS Global Navigation Satellite Systems : GPS, GLONASS, Galileo and more (1. Aufl.). Wien/New York: Springer-Verlag. 36, 48, 95, 129
- Hopfield, H. S. (1969). Two-Quartic tropospheric refractivity profile for correcting satellite data. *Journal of Geophysical Research*, 74(18), 4487–4499. 37
- ICD-GLONASS. (2002). GLONASS Interface Control Document (Interface Control Document 2002 Revision G). Russian Space Agency. Zugriff 18.12.2009, unter http://www.glonass-ianc.rsa.ru/i/glonass/ICD02_e.pdf 39
- IEEE. (1993). *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas* (Standard Definition). New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers. 69
- IEEE. (1997). IEEE Standard Definitions of Terms for Radio Wave Propagation (IEEE Std 211-1997 (Revision of IEEE Std 211-1990)). New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers. 165
- IGS. (2009). *Monumentation Design and Implementation Recommendations*. Zugriff 26.11.2009, unter http://igscb.jpl.nasa.gov/network/monumentation.html 86
- Irsigler, M. (2008). *Multipath Propagation, Mitigation and Monitoring in the Light of Galileo and the Modernized GPS.* Dissertation, Universität der Bundeswehr München. 65
- Irsigler, M. und Eissfeller, B. (2003). Comparison of Multipath Mitigation Techniques with Consideration of Future Signal Structures. In *Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS/GNSS 2003* (S. 2584–2592). Portland, OG. 89
- Irsigler, M., Hein, G. W. und Eissfeller, B. (2004). Multipath Performance Analysis for Future GNSS Signals. In *Proceedings of the 2004 National Technical Meeting of the Institute of Navigation* (S. 225 – 238). San Diego, CA. 89
- IS-GPS. (2006). Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces (Interface Specification, IS-GPS-200 Revision D, IRN-200D-001). ARINC Engineering Services. Zugriff 30.01.2008, unter http://www.arinc.com/downloads/is-gps-200mar06.pdf 39, 40, 41, 43, 45
- ITG. (1993). ITG 2.1/02 : Begriffe aus dem Gebiet der Antennen Elektrische Eigenschaften und Kenngrößen. ntz – Fachmagazin für Telekommunikation und Informationstechnik, 46(12), 957–962. 165
- ITU-R. (1992). *Electrical Characteristics of the surface of the earth* (Recommendation Nr. ITU-R P.527-3). 56
- ITU-R. (2007). Propagation by diffraction (Recommendation Nr. ITU-R P.526-10). 61, 63

- Iwabuchi, T. und Miyazaki, S. (2003). Characteristics of Multipath and Phase Center Variation Errors in GEONET. In International Workshop on GPS Meteorology – GPS Meteorology: Ground-Based and Space-Borne Applications (S. 1-15-1–1-15-4). Tsukuba, Japan. 99
- Iwabuchi, T., Shoji, Y., Shimada, S. und Nakamura, H. (2004). Tsukuba GPS Dense Net Campaign Observations: Comparison of the Stacking Maps of Post-fit Phase Residuals Estimated from Three Software Packages. *Journal of the Meteorological Society of Japan*, 82(1B), 315–330.
 99
- Jacobson, M. (2008). Dielectric-Covered Ground Reflectors in GPS Multipath Reception Theory and Measurement. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 5(3), 396–399. 86
- Janes, H. W., Langley, R. B. und Newby, S. P. (1991). Analysis of tropospheric delay prediction models: comparisons with ray-tracing and implications for GPS relative positioning. *Bulletin Géodésique*, 65(3), 151–61. 37
- Jeske, H. (1988). Meteorological Optics and Radiometeorology. In G. Fischer (Hrsg.), (Bd. 4B, S. 187-348). Springer-Verlag. 37
- Joos, G. (1956). *Lehrbuch der Theoretischen Physik* (9. Aufl.). Leipzig: Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G. 75
- Jovanovic, A., Tawk, Y., Botteron, C. und Farine, P.-A. (2010). Multipath Mitigation Techniques for CBOC, TMBOC and AltBOC Signals using Advanced Correlators Architectures. In *Proceedings of IEEE/ION PLANS 2010* (S. 1127 – 1136). Indian Wells, CA. 91
- Kadish, J. E. und East, T. W. R. (2000). *Satellite Communications Fundamentals*. Boston/London: Artech House. 45
- Keith, J. (2000). Multipath Errors Induced by Electronic Components in Receiver Hardware. In Proceedings of the 2000 National Technical Meeting of the Institute of Navigation (S. 706–715). Anaheim, CA. 45
- Kelley, M. C. und Heelis, R. A. (2007). The Earth's Ionosphere: Plasma Physics & Electrodynamics (2. Aufl.). San Diego, CA: Academic Press. 36
- Klobuchar, J. A. (1996). Ionosperic Effects on GPS. In B. W. Parkinson und J. J. J. Spilker (Hrsg.), *Global Positioning System: Theory and Application* (Bd. 1, S. 485–515). American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc. 36, 37
- Klostius, R., Wieser, A. und Brunner, F. K. (2006). Treatment of diffraction effects caused by mountain ridges. In Proc. 3rd IAG Symp. Geodesy for Geotechnical and Structural Engineering / 12th FIG Symposium on Deformation Measurements. Baden/Wien. 80, 84
- Klukas, R., Julien, O., Dong, L., Cannon, E. und Lachapelle, G. (2004). Effects of building materials on UHF ranging signals. *GPS Solution*, 8(1), 1–8. 74, 80
- Kraus, J. D. (1988). Antennas (2. Aufl.). New York (u. a.): McGraw-Hill. 41

- Kunysz, W. (2000). High Performance GPS Pinwheel Antenna. In Proceedings of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 2000 (S. 2506–2511). Salt Lake City, UT. 89
- Kunysz, W. (2001). Advanced Pinwheel[™] Compact Controlled Reception Pattern Antenna (AP-CRPA) designed for Interference and Multipath Mitigation. In *Proceedings of the 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 2001* (S. 2030–2036). Salt Lake City, UT. 89
- 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 (S. 1883 – 1888). Portland, OG. 88
- Langley, R. B. (1996a). GPS receivers and the observables. In A. Kleusberg und P. J. G. Teunissen (Hrsg.), *Global Positioning System: Theory and Application* (1. Aufl., S. 141–173). Springer-Verlag. 46
- Langley, R. B. (1996b). Propagation of the GPS Signals. In A. Kleusberg und P. J. G. Teunissen (Hrsg.), *Global Positioning System: Theory and Application* (1. Aufl., S. 103–140). Springer-Verlag. 36
- Langley, R. B. (1997). GPS Receiver System Noise. GPS World, 8(6), 40-45. 46, 92
- Langley, R. B. (1998). A Primer on GPS Antennas. GPS World, 9(7), 50-54. 165
- Lau, L. und Cross, P. (2005). Use of Signal-to-Noise Ratios for Real-Time GNSS Phase Multipath Mitigation. In *Proceedings of National Navigation Conference NAV05*. London: The Royal Institute of Navigation. 100
- Leica Geosystems. (2010). *GNSS Choke-Ring-Antenne Leica AR25*. Zugriff 22.01.2010, unter http://www.leica-geosystems.com/thumbs/originals/FRRL_1665.jpg 88
- Lemaire, J. F. und Gringauz, K. I. (1998). *The Earth's Plasmasphere*. Cambridge: Cambridge University Press. 36
- MacGougan, G., Lachapelle, G., Nayak, R. und Wang, A. (2001). Overview of GNSS signal degradation phenomena. In *Proceedings of the International Symposium on Kinematic Systems in Geodesy (KIS2001) »Geomatics And Navigation«* (S. 87–100). Banff, Canada. 65
- Mader, G. L. (1999). GPS antenna calibration at the National Geodetic Survey. *GPS Solutions*, 3(1), 50-58. 38
- McGraw, G. A. (2006). GNSS Solutions: How can dual frequency code and carrier measurements be optimally combined to enhance position solution accuracy? *Inside GNSS*, *1*(5), 17–19. 90
- McGraw, G. A. und Braasch, M. S. (1999). GNSS Multipath Mitigation Using Gated and High Resolution Correlator Concepts. In *Proceedings of the 1999 National Technical Meeting of the Institute of Navigation* (S. 333–342). San Diego, CA. 91

- Mendes, V. B. (1995). Zenith wet tropospheric delay determination using prediction models: accuracy analysis. *Cartografie E Cadastro*(2), 41–47. 37
- Mendes, V. B. (1999). Modeling the Neutral-Atmosphere Propagation Delay in Radiometric Space Techniques. Ph.D. Dissertation, University of New Brunswick, Department of Geodesy and Geomatics Engineering, Fredericton, Canada. 37
- Mendes, V. B. und Langley, R. B. (1994). A comprehensive analysis of mapping functions used in modeling tropospheric propagation delay in space geodetic data. In *Proceeding of the International Symposium on Kinematic Systems in Geodesy, Geomatics and Navigation (JKIS94)*. Banff, Canada. 37
- Menge, F. (2002). Vergleichstest von Kalibrierverfahren für GPS-Antennen Analysen Institut für Erdmessung. In *4. GPS-Antennenworkshop 2002.* Hannover. 39
- Mireault, Y., Tétreault, P., Lahaye, F., Héroux, P. und Kouba, J. (2008). Online Precise Point Positioning : A New, Timely Service from Natural Resources Canada. *GPS World*, 19(9), 59–64. 116
- Misra, P. und Enge, P. (2006). Global Positioning System : Signals, Measurements, and Performance (2. Aufl.). Lincoln, MA: Ganga-Jamuna Press. 41, 45, 72, 107
- Mockler, S. B. (1995). *Water vapor in the climate system* (Special Report). Washington, DC: American Geophysical Union (AGU). 37
- NGS. (2006). *Guidelines for New and Existing Continuously Operating Reference Stations (CORS)*. Zugriff 25.01.2010, unter http://www.ngs.noaa.gov/PUBS_LIB/CORS_guidelines.pdf 86
- Niell, A. E. (1996). Global mapping functions for the atmosphere delay at radio wavelengths. *Journal of Geophysical Research*, *101*(B2), 3227–3246. 37
- Otero, M. F. und Rojas, R. G. (1995). Analysis and treatment of edge effects on the radiation pattern of a microstrip patch antenna. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995. AP-S. Digest* (S. 1050–1053). Newport Beach, CA. 87
- Park, K.-D., Davis, J. L., Jarlemark, P. O. J., Elósegui, P., Normandeau, J. E., Corey, B. E. et al. (2002). Multipath characteristics of GPS signals as determined from the Antenna and Multipath Calibration System. In *Proceedings of the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 2002* (S. 2103–2110). Portland, OG. 97
- Park, K.-D., Elósegui, P., Davis, J. L., Jarlemark, P. O. J., Corey, B. E., Niell, A. E. et al. (2004). Development of an antenna and multipath calibration system for Global Positioning System sites. *Radio Science*, 39(RS5002), 1–13. 97
- Press, W. H., Teukolsky, S. A., Vetterling, W. T. und Flannery, B. P. (2007). *Numerical Recipes : The Art of Scientific Computing* (3. Aufl.). Cambridge: Cambridge University Press. 107

- Rama Rao, B., Williams, J., Rosario, E. und Davis, R. (2000). GPS Microstrip Antenna Array on a Resistivity Tapered Ground Plane for Multipath Mitigation. In *Proceedings of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 2000* (S. 2468–2476). Salt Lake City, UT. 87
- Ray, J., Crump, D. und Chin, M. (2007). New global positioning system reference station in Brazil. *GPS Solutions*, 11(1), 1–10. 86
- Ray, J. K. (1999). Use of Multiple Antennas to Mitigate Carrier Phase Multipath in Reference Stations. In Proceedings of the 12th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 1999 (S. 269–280). Nashville, TN. 94
- Ray, J. K., Cannon, M. E. und Fenton, P. (1998). Mitigation of Static Carrier Phase Multipath Effects Using Multiple Closely-Spaced Antennas. In *Proceedings of the 11th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 1998* (S. 1025 – 1034). Nashville, TN. 94, 95
- Reichert, A. K. und Axelrad, P. (1999). GPS Carrier Phase Multipath Reduction Using SNR Measurements to Characterize an Effective Reflector. In *Proceedings of the 12th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 1999* (S. 1951 – 1960). Nashville, TN. 45, 100
- Reichert, A. K. und Axelrad, P. (2001). Carrier-phase multipath corrections for GPS-based satellite attitude determination. *Navigation: Journal of the Institute of Navigation*, 48(2), 77–88. 45
- Richter, B. und Euler, H. J. (2001). Study of Improved Observation Modeling for Surveying Type Applications in Multipath Environment. In *Proceedings of the 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 2001* (S. 1048 1055). Salt Lake City, UT. 93
- Rocken, C., Johnson, J., Braun, J., Meertens, C. und Perry, S. (1994). UNAVCO Facility GPS receiver tests. Boulder, CO. 73
- Rocken, C., Meertens, C., Stephens, J., Braun, J., van Hove, T., Perry, S. et al. (1995). UNAVCO Academic Research Infrastructure (ARI) Receiver and Antenna Test Report. Boulder, CO. 73
- Rojas, R. G., Colak, D., Otero, M. F. und Burnside, W. D. (1995). Synthesis of tapered resistive ground plane for a microstrip antenna. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995. AP-S. Digest* (S. 1224–1227). Newport Beach, CA. 87
- Rost, C. und Wanninger, L. (2009). Carrier phase multipath mitigation based on GNSS signal quality measurements. *Journal of Applied Geodesy*, *3*(2), 81–87. 103
- Rost, C. und Wanninger, L. (2010). Carrier Phase Multipath Corrections Based on GNSS Signal Quality Measurements to Improve CORS Observations. In *Proceedings of IEEE/ION PLANS* 2010 (S. 1162–1167). Indian Wells, CA. 133

- Rothacher, M. (2001). Comparison of absolute and relative antenna phase center variations. *GPS Solutions*, *4*(4), 55–60. 39
- Rothacher, M., Springer, T. A., Schaer, S. und Beutler, G. (1997). Processing strategies for regional GPS networks. In Advances in Positioning and Reference Frames : IAG Scientific Assembly (S. 93-100). Rio de Janeiro, Brasilien: Springer-Verlag. 92
- Rothammel, K. (1991). Antennenbuch (10. Aufl.). Stuttgart: Franckh-Kosmos. 41
- Saastamoinen, J. (1973). Contributions to the theory of atmospheric refraction. *Bulletin Géodésique*, *107*, 13–34. 37
- Santos, M. C. und Farret, J. C. (2002). Analysis and generalization of a dual-antenna multipath mitigation technique. In *Proceedings of the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 2002* (S. 487–492). Portland, OG. 94
- Schmid, R. und Rothacher, M. (2002). Ergebnisse und Analyse des Vergleichstests vonKalibrierverfahren für GPS-Antennen. In 4. GPS-Antennenworkshop 2002. Hannover. 39
- Schupler, B. R. und Clark, T. A. (2000). High Accuracy Characterization of Geodetic GPS
 Antennas Using Anechoic Chamber and Field Tests. In *Proceedings of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 2000* (S. 2499–2505). Salt Lake City, UT. 38
- Schüler, T. (2001). On Ground-Based GPS Tropospheric Delay Estimation. Dissertation, Universität der Bundeswehr München. (Schriftenreihe des Instituts für Geodäsie der Universität der Bundeswehr München – Heft 73) 37
- Shibuya, S. (1987). *A basic atlas of radio-wave propagation*. New York: John Wiley & Sons. 41, 43, 46, 47
- Simsky, A., Mertens, D., Sleewaegen, J.-M., De Wilde, W., Hollreiser, M. und Crisci, M. (2008).
 Multipath and Tracking Performance of Galileo Ranging Signals Transmitted by GIOVE-B.
 In Proceedings of the 21st International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GNSS 2008 (S. 1525 – 1536). Savannah, GA. 89
- Sizun, H. (2005). Radio Wave Propagation for Telecommunication Applications (2. Aufl.). Berlin/Heidelberg: Springer-Verlag. 53, 54
- Sleewaegen, J.-M. (1997). Multipath mitigation, benefits from using the signal-to-noise ratio. In Proceedings of the 10th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 1997 (S. 531–540). Kansas City, MO. 81
- Spilker, J. J. J. (1996a). GPS Signal Structure and Theoretical Performance. In B. W. Parkinson und J. J. J. Spilker (Hrsg.), (Bd. 1, S. 57–119). American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc. 37, 40, 41, 45

- Spilker, J. J. J. (1996b). Tropospheric Effects on GPS. In B. W. Parkinson und J. J. J. Spilker (Hrsg.), (Bd. 1, S. 517–546). American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc. 42
- Springer, T. und Dilßner, F. (2009). SVN49 and other GPS anomalies. *Inside GNSS*, 4(4), 32–36. 44
- Stroppe, H. (1986). *Physik für Studenten der Natur- und Technikwissenschaften* (6. Aufl.). Leipzig: VEB Fachbuchverlag. 53
- Suckrow, S., Böttcher, M., Bashir, M. und Edelmann, B. (1995). *Stationäre und mobile Antennen* (1. Aufl.). Berlin: Verlag Technik. 69
- Tatarnikov, D., Filippov, V., Soutiaguine, I., Astahov, A., Stepanenko, A. und Shamatulsky, P. (2005). Multipath mitigation by conventional antennas with ground planes and passive vertical structures. *GPS Solutions*, 9(3), 194–201. 87
- Townsend, B., Fenton, P., Van Dierendonck, K. und van Nee, R. D. J. (1995). L1 Carrier Phase Multipath Error Reduction Using MEDLL Technology. In *Proceedings of the 8th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 1995* (S. 1539–1544). Palm Springs, CA. 90
- Townsend, B., van Nee, R. D. J., Fenton, P. und Van Dierendonck, K. (1995). Performance
 Evaluation of the Multipath Estimating Delay Lock Loop. In *Proceedings of the 1995* National Technical Meeting of the Institute of Navigation (S. 277 283). Anaheim, CA. 90
- Tranquilla, J. M. und Carr, J. P. (1990). GPS Multipath Field Observations at Land and Water Sites. *Navigation: Journal of The Institute of Navigation*, *37*(4), 393–414. 86
- Tranquilla, J. M., Carr, J. P. und Al-Rizzo, H. M. (1994). Analysis of a choke ring groundplane for multipath control in Global Positioning System (GPS) applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 42(7), 905–911. 88
- Tranquilla, J. M. und Colpitts, B. G. (1989). Development of a class of antennas for space-based
 NAVSTAR GPS applications. In *Sixth International Conference on (Conf. Publ. No.301)* Antennas and Propagation, 1989. ICAP 89 (S. 65–69). Coventry. 87, 88
- Tranquilla, J. M., Colpitts, B. G. und Carr, J. P. (1989). Measurement of low-multipath antennas for TOPEX. In *Proceedings of 5th International Geodetic Symposium on Satellite Positioning* (S. 356–361). Las Cruces, NM. 87, 88
- UNAVCO. (2009). Permanent GPS Stations Monumentation Summary. Zugriff 25.01.2010, unter

http://facility.unavco.org/project_support/permanent/monumentation/monument_table.html 86

UNAVCO. (2010). Development & Testing – Development of an Antenna and Multipath Calibration System for GPS. Zugriff 22.01.2010, unter http://facility.unavco.org/science_tech/dev_test/testing/amcs/amcs.html 98

- Van Dierendonck, A. J. (1996). GPS receivers. In B. W. Parkinson und J. J. J. Spilker (Hrsg.),
 (Bd. 1, S. 329-407). American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc. 45, 47, 72
- Van Dierendonck, A. J., Fenton, P. und Ford, T. (1992). Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver. *Navigation: Journal of the Institute of Navigation*, 39(3), 265–283. 47, 90
- van Nee, R. D. J. (1991). Multipath Effects on GPS Code Phase Measurements. In Proceedings of the 4th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation ION GPS 1991 (S. 915–924). Albuquerque, NM. 71, 73
- van Nee, R. D. J. (1992). The Multipath Estimating Delay Lock Loop. In *IEEE Second* International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSTA '92) (S. 39-42). Institute of Electrical and Electronics Engineers. 90
- van Nee, R. D. J. (1995). *Multipath and multi-transmitter interference in spread-spectrum communication and navigation systems*. Dissertation, Technische Universität Delft. 55, 70
- von Hippel, A. (Hrsg.). (1954). Dielectric Materials and Applications (1. Aufl.). New York: John Wiley & Sons. 56
- Wanninger, L. (1993). Effects of the Equatorial Ionosphere on GPS. GPS World, 4(7), 48-54. 43
- Wanninger, L. (1994). Der Einfluss der Ionosphäre auf die Positionierung mit GPS. Dissertation, Leibniz Universität Hannover. (Wissenschaftliche Arbeiten der Fachrichtung Vermessungswesen der Universität Hannover – Nr. 201) 36, 37
- Wanninger, L. (2000). Präzise Positionierung in regionalen GPS-Referenzstationsnetzen.
 Habilitationsschrift, Technische Universität Dresden. (Deutsche Geodätische Kommission Reihe C – Nr. 508) 31, 34, 36, 37, 85
- Wanninger, L. (2002a). Möglichkeiten und Grenzen der relativen GPS-Antennenkalibrierung. *zfv Zeitschrift für Geodäsie, Geoinformation und Landmanagement, 127*(1), 51–58. 39
- Wanninger, L. (2002b). Qualitätskontrolle relativer Antennenkalibrierung. In 4. GPS-Antennenworkshop 2002 (Bd. 4). Hannover. 39
- Wanninger, L. (2003). Detailanalyse der Mehrwegeverhältnisse auf dem Dach einer GPS-Referenzstation. In 5. GPS-Antennenworkshop 2003. Frankfurt am Main. 70
- Wanninger, L. (2009). Correction of apparent position shifts caused by GNSS antenna changes. *GPS Solution*, *13*(3), 133–139. 70
- Wanninger, L., Frevert, V. und Wildt, S. (2000). Der Einfluss der Signalbeugung auf die präzise Positionierung mit GPS. zfv – Zeitschrift für Geodäsie, Geoinformation und Landmanagement, 125(1), 8–16. 80, 84, 93
- Wanninger, L. und May, M. (2000). Carrier Phase Multipath Calibration of GPS Reference Stations.
 In Proceedings of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 2000 (S. 132–144). Salt Lake City, UT. 95, 96, 98, 139

- Ward, P. W., Betz, J. W. und Hegarty, C. J. (2006a). GPS Satellite Signal Characteristics. In
 E. D. Kaplan und C. J. Hegarty (Hrsg.), *Understanding GPS : Principles and Applications* (2. Aufl., S. 113–151). Artech House. 45
- Ward, P. W., Betz, J. W. und Hegarty, C. J. (2006b). Interference, Multipath and Scintillation. In
 E. D. Kaplan und C. J. Hegarty (Hrsg.), *Understanding GPS : Principles and Applications* (2. Aufl., S. 243 299). Artech House. 63, 64, 65
- Warren, D. L. M. und Raquet, J. F. (2003). Broadcast vs. precise GPS ephemerides: a historical perspective. *GPS Solutions*, 7(3), 151–156. 35
- Weill, L. R. (1997). Conquering Multipath: The GPS Accuracy Battle. *GPS World*, 8(4), 59–66. 88, 90, 91
- Weill, L. R. (2002). Multipath Mitigation using Modernized GPS Signals: How Good Can it Get? In Proceedings of the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation : ION GPS 2002 (S. 493 – 505). Portland, OG. 90
- Westfall, B. G. (1997). *Antenna with R-card ground plane* (Patent Nr. 5694136). Sunnyvale, CA. 87
- Wieser, A. (2001). *Robust and fuzzy techniques for parameter estimation and quality assessment in GPS*. Dissertation, Technische Universität Graz. 93
- Wieser, A. und Brunner, F. (2002). SIGMA-F: Variances of GPS Observations Determined by a Fuzzy System. In Vistas for Geodesy in the New Millennium (S. 365-370). Budapest, Ungarn. 80, 93
- Wieser, A. und Brunner, F. K. (2000). An extended weight model for GPS phase observations. *Earth, Planets and Space*, *52*(10), 777–782. 93
- Williams, S. D. P., Bock, Y., Fang, P., Jamason, P., Nikolaidis, R. M., Prawirodirdjo, L. et al. (2004, March). Error analysis of continuous GPS position time series. *Journal of Geophysical Research*, 109(B03412). 85
- Wübbena, G. (2001). Zur Modellierung von GNSS-Beobachtungen für die hochgenaue Positionsbestimmung. In *Festschrift zum 60. Geburtstag von Prof. Dr.-Ing. Günther Seeber* (S. 143–155). Hannover. 34
- 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* (S. 1205 – 1214). Kansas City, MO. 38
- Wübbena, G., Schmitz, M. und Boettcher, G. (2002). Analyse der Absoluten GPS Antennen PCV des AdV Benchmark. In 4. GPS-Antennenworkshop 2002. Hannover. 39
- Wübbena, G., Schmitz, M. und Boettcher, G. (2003). Zum Einfluss des Antennennahfeldes. In 5. GPS-Antennenworkshop 2003. Frankfurt am Main. 70

- Wübbena, G., Schmitz, M. und Boettcher, G. (2006). Near-field Effects on GNSS Sites: Analysis using Absolute Robot Calibrations and Procedures to Determine Corrections. In *Proceedings* of the IGS Workshop »Perspectives and Visions for 2010 and beyond«. Darmstadt. 70
- 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* (S. 2512–2522). Salt Lake City, UT. 38, 98
- Xu, G. (2007). *GPS Theory, Algorithms and Applications* (2. Aufl.). Berlin/Heidelberg: Springer-Verlag. 36
- Young, L. E., Neilan, R. E. und Bletzacker, F. R. (1985). GPS satellite multipath: an experimental investigation. In *Proceeding of the 1st international Symposium on precise positioning with the Global Positioning System* (S. 423–432). Rockville, MD: IUGG. 44
- Zeimetz, P., Kuhlmann, H., Wanninger, L., Frevert, V., Schön, S. und Strauch, K. (2009). Ringversuch 2009. In *7. GNSS-Antennenworkshop 2009*. Dresden. 39
- Zielinski, J. B. (1988). Covariances in 3D network resulting from orbital errors. In Proceedings of the International GPS-Workshop Darmstadt (S. 504–514). Springer-Verlag. 35
- Zumberge, J. F. und Bertiger, W. I. (1996). Ephemeris and Clock Navigation Message Accuracy. In
 B. W. Parkinson und J. J. J. Spilker (Hrsg.), *Global Positioning System: Theory and Application* (Bd. 1, S. 585–599). American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc. 34

Glossar

Die im Glossar aufgeführten Begriffe aus dem Gebiet der Elektrotechnik sind ITG (1993) und IEEE (1997) entnommen und werden im Text mit * gekennzeichnet.

effektive isotrope Strahlungsleistung

(engl. effective isotropic radiated power (EIRP))

Wirkleistung, die anstelle der Antenne einem verlustlosen, isotropen Strahler zugeführt werden muss, damit dieser die gleiche elektromagnetische Leistungsdichte liefert wie die Antenne in ihrer Hauptstrahlrichtung (Fernfeld).

Elliptizität

(engl. axial ratio)

entspricht dem Verhältnis der orthogonalen Komponenten des elektrischen Feldes. Ein zirkular polarisiertes Feld besteht aus zwei orthogonalen Feldkomponenten gleicher Amplitude. Die Elliptizität ist in diesem Fall 1 bzw. 0 dB. Der ideale Wert für zirkulare Polarisation ist 0 dB. Gute GNSS-Antennen haben eine Elliptizität von 2 dB oder besser (Langley 1998).

Gewinn

(engl. gain)

Sendefall:

Verhältnis der von einer Antenne in Hauptstrahlrichtung im Fernfeld erzeugten Strahlstärke zur Strahlstärke des verlustlosen, isotropen Strahlers mit gleicher Eingangsleistung wie die der betrachteten Antenne.

Empfangsfall:

Verhältnis der maximalen Empfangsleistung im ebenen Wellenfeld zur Empfangsleistung des verlustlosen, isotropen Strahlers bei Leistungs- und Polarisationsanpassung.

Der Gewinn ist im Sende- und Empfangsfall das Produkt aus Richtfaktor und Wirkungsgrad (sofern das Reziprozitätsgesetz gilt).

Üblicherweise wird der Gewinn als Gewinnmaß in Dezibel angegeben.

Polarisation

(engl. polarisation)

Die Ortskurve der Spitze des elektrischen Feldvektors in einer Ebene senkrecht zur Wellennormalen (Ausbreitungsrichtung).

1. Der Allgemeinfall ist die elliptische Polarisation.

2. Die Polarisation elektromagnetischer Wellen wird durch den Neigungswinkel, das Achsverhältnis und das Vorzeichen des Achsverhältnisses beschrieben. Letzteres gibt Auskunft über die Richtung der Rotation der Polarisationsellipse.

rechtsdrehende Polarisation

(engl. right hand polarised wave)

Eine zirkular oder elliptisch polarisierte elektromagnetische Welle, dessen elektrischer Feldvektor, entgegengesetzt dem Uhrzeigersinn rotiert (Blickrichtung: Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Welle).

Reziprozitätstheorem

(engl. reciprocity)

Die ideale Antenne zeigt sowohl beim Senden als auch beim Empfangen gleiche Eigenschaften (z. B. übereinstimmende Richtdiagramme). In der Praxis gilt das Reziprozitätstheorem nur bedingt.

Richtcharakteristik

(engl. radiation pattern)

Sendefall:

Richtungsabhängigkeit der von einer Antenne erzeugten Feldstärke nach Amplitude, Phase und Polarisation in einem konstanten Abstand unter Fernfeldbedingungen.

Empfangsfall:

Richtungsabhängigkeit der von einer Antenne aus einem ebenen Wellenfeld vorgegebener Polarisation aufgenommenen Empfangsspannung nach Amplitude und Phase.

zirkular polarisiert

(engl. circularly polarised)

Die Ortskurve der Spitze des elektrischen Feldvektors beschreibt in einer Ebene senkrecht zur Wellennormalen (Ausbreitungsrichtung) einen Kreis.

»Leider lässt sich eine wahrhafte Dankbarkeit mit Worten nicht ausdrücken.«

JOHANN WOLFGANG VON GOETHE (1797)