

Technische Universität Dresden

Fakultät Forst-, Geo-, Hydrowissenschaften  
Geodätisches Institut

## Mehrwegeausbreitung bei GNSS-gestützter Positionsbestimmung

Vollständiger Abdruck der von der  
Fakultät für Forst-, Geo- und Hydrowissenschaften  
der Technischen Universität Dresden  
genehmigten Dissertation  
zur Erlangung des akademischen Grades  
eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)  
vorgelegt von

Dipl.-Ing. Steffen Wildt

Dresden 2006

## Prüfungskommission

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. R. Dietrich, TU Dresden  
Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. W. Augath, TU Dresden  
Univ.-Prof. Dr.-Ing. B. Ritter, TU Cottbus  
Univ.-Prof. Dr.-Ing. W. Mansfeld, TU Dresden

## Inhaltsverzeichnis

<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>5</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>8</b>
<b>Kurzfassung</b>	<b>10</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>11</b>
<b>2 Welleneigenschaften</b>	<b>13</b>
2.1 Wellenbeschreibung	13
2.2 Wellenausbreitungseigenschaften	16
2.2.1 Reflexion und Streuung	16
2.2.2 Brechung	24
2.2.3 Polarisierung	25
2.2.4 Beugung	30
2.2.5 Interferenz	33
2.2.6 Absorption (Ausbreitungsdämpfung)	35
2.3 Signalstärke-Verhältnisse	36
2.4 Doppler-Effekt	42
<b>3 Grundlagen der präzisen Positionierung</b>	<b>45</b>
3.1 Beobachtungsgleichungen und Differenzbildung	45
3.2 Bildung von Linearkombinationen der Phasenmessungen	48
<b>4 Mehrwegeausbreitung bei Satellitenmessungen</b>	<b>49</b>
4.1 Grundprinzip der Mehrwegeausbreitung und maximale Fehler	51
4.1.1 Trägerphasenmehrwegefehler	53
4.1.2 Codemehrwegefehler	55
4.2 Mittelbildung und Koordinatengenauigkeit	57
4.2.1 Trägerphasenmessung	58
4.2.2 Codemessung	59
4.3 Fehlerfortpflanzung in der Linearkombination	60
4.4 Berechnung der Umweglänge	61
4.5 Periode der Trägerphasenmehrwegeausbreitung	63
4.6 Beziehungen zwischen Code- und Phasenmehrwegeeffekten	65
4.7 Bestimmung der Mehrwegeeffekte aus Meßdaten	66
4.7.1 Trägerphasenmehrwegeausbreitung	67
4.7.1.1 Bestimmung aus dem Residuenverlauf	67
4.7.1.2 Bestimmung innerhalb eines Referenzstationsnetzes	68
4.7.1.3 Bestimmung über die SNR-Werte	75
4.7.1.4 Multiantennensysteme	78
4.7.2 Codemehrwegeausbreitung	79
4.8 Wiederholbarkeit der Mehrwegeausbreitung	81
4.8.1 Korrelationsanalyse	82
4.8.2 Filterung	87
4.9 Elevationsabhängigkeit der Mehrwegeeffekte	88

<b>5</b>	<b>Signalbeugung bei Satellitenmessungen</b>	<b>90</b>
5.1	Vergleich mit der klassischen Mehrwegeausbreitung	91
5.2	Nachweis von Beugungseffekten in den Meßdaten	92
5.3	Wiederholbarkeit von Beugungseffekten	94
<b>6</b>	<b>Modelle zur Verringerung von Mehrwegeefflässen und Beugungseffekten bei GPS-Messungen</b>	<b>95</b>
6.1	Empfangssituationen bei Mehrwegeausbreitung und Beugung	96
6.2	Verringerung von Trägerphasenmehrwegeefflässen	97
6.2.1	Korrektur im Referenzstationsnetz	97
6.2.1.1	Residuenbasierte Netzausgleichung	98
6.2.1.2	Korrekturwertermittlung durch Residuentests in Echtzeit	100
6.2.1.3	Korrektur mittels ausgewählter Modelle	111
6.3	Verringerung von Trägerphasenbeugungseffekten	115
6.3.1	Analyse der Signalstärkewerte	115
6.3.2	Geometrische Methode	119
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>122</b>
<b>8</b>	<b>Literatur</b>	<b>124</b>
	<b>Anhang A Einleitung</b>	<b>130</b>
	<b>Anhang B Welleneigenschaften</b>	<b>131</b>

## Abbildungsverzeichnis

2.1	<i>E</i> - und <i>H</i> -Vektoren einer ebenen elektromagnetischen Welle mit Ausbreitung in <i>z</i> -Richtung	14
2.2	Wellenfunktion $S(z, t)$ in Abhängigkeit von <i>z</i> bei festem <i>t</i> und in Abhängigkeit von <i>t</i> bei festem <i>z</i>	15
2.3	Reflexion einer Welle an einer Grenzfläche zu einem dichteren Medium	17
2.4	Verhältnisse beim Rayleigh-Kriterium zur Beurteilung der Oberflächenrauheit	18
2.5	Oberflächenrauheit als Funktion des mittleren Höhenunterschiedes von Unebenheiten auf einer Reflektoroberfläche in Abhängigkeit von Wellenlänge und Elevationswinkel für GPS	20
2.6	Abhängigkeit der Rückstrahleigenschaften von der Oberflächenrauheit	21
2.7	Oberflächen mit langer und kurzer Korrelationslänge	22
2.8	Phasenverhalten abhängig von der Reflektoroberfläche (Punkte: Orte gleicher Phasenlage paralleler Wellen; Pfeile: Ausbreitungsrichtung)	22
2.9	Darstellung der Fresnel-Zone	23
2.10	Brechung einer Welle an der Grenzfläche zu einem dichteren Medium	24
2.11	Zusammensetzung zweier linear polarisierter Wellen zu einer rechts zirkular polarisierten Welle	26
2.12	Polarisationsstatus als Punkt auf der Poincaré-Kugel	27
2.13	Richtcharakteristik für eine GPS-Zweifrequenzantenne ohne Berücksichtigung einer möglichen azimutabhängigen Variation	29
2.14	Reflexions- und Schattengrenzen in der Nähe von Sichthindernissen	30
2.15	Strahlablenkung infolge Beugung in den Schattenbereich eines Hindernisses	31
2.16	Geometrische Verhältnisse bei Beugung an einer leitenden Kante	32
2.17	Interferenz elektromagnetischer Wellen am Empfangspunkt	34
2.18	Datenvollständigkeit zweier in unmittelbarer Nachbarschaft messender GPS-Empfänger mit unterschiedlicher Empfangstechnik	35
2.19	Werte der Freiraumdämpfung für GPS- und GLONASS- Satelliten	37
2.20	GPS- <i>SNR</i> -Werte (in empfängerspezifischen Einheiten) abhängig vom Elevationswinkel (Trimble 4000SSI-Empfänger + Microcenter-Antenne)	38
2.21	Amplitude der Trägerphasenfehler bei unterschiedlichen <i>SMR</i> -Werten	41
2.22	Standardabweichung der Trägerphasenfehler bei Vorhandensein von Rayleigh-Mehrwegesignalen	42
2.23	Prinzipdarstellung zum Dopplereffekt	43
4.1	Grundprinzip der Mehrwegeausbreitung	51
4.2	Vektordarstellung des Mehrwegefehlers	53
4.3	Resultierender Mehrwegefehler des Gesamtsignals bei unterschiedlichen Dämpfungsfaktoren des Umwegsignals	54
4.4	Resultierender Signalfaktor des Gesamtsignals bei unterschiedlichen Dämpfungsfaktoren des Umwegsignals	54
4.5	S-Kurve und Mehrwegesignaleinfluß in der Coderegelschleife	56

4.6	Maximale GPS-Code-Mehrwegefehler in einer Standardregelschleife	57
4.7	Phasenmehrwegeeffekte und Meßrauschen aller sichtbaren Satelliten in ausgewählten Doppeldifferenzresiduen einer 6km-Basislinie	58
4.8	Mittlerer Codemehrwegefehler in Abhängigkeit von der Differenz zwischen direktem und Mehrwegesignal	59
4.9	Codemehrwegeeffekte und Meßrauschen aller sichtbaren Satelliten auf einer Referenzstation	59
4.10	Trägerphasenmehrwegefehler in den Originalsignalen und in der ionosphärenfreien Linearkombination	60
4.11	Graphik zur Ableitung der Formel für die Berechnung der Umweglänge	62
4.12	Einfluß des Abstandes Antenne-Reflektor auf die Geschwindigkeit der Änderung dieses Abstandes	64
4.13	Zusammenhang zwischen Code- und Trägerphasenmehrwegefehler	66
4.14	L1-Doppeldifferenzresiduen eines Basissatelliten zu allen anderen gemessenen Satelliten; deutliche Mehrwegeeffekte auf den Basissatellitensignalen bei geringen Einflüssen der anderen beteiligten Signale	67
4.15	Mehrwegeeffekte, Meßrauschen und ionosphärische Einflüsse aus Meßdaten in Originalsignalen und Linearkombinationen (als Doppeldifferenzresiduen) auf einer kurzen und einer langen Basislinie für ein Satellitenpaar zur selben Zeit, die mehrwegebehaftete Station taucht dabei in beiden Basislinien auf	69
4.16	Doppeldifferenzresiduen der ionosphärenfreien Linearkombination aus den Phasenbeobachtungen eines tief- und eines hochstehenden Satelliten auf der zu untersuchenden Station A und den weiteren Stationen B bis H	72
4.17	Beispiele für nachgewiesene Mehrwegeeffekte auf Referenzstationen	74
4.18	Wiederholbarkeit der Signal-Rausch-Werte eines Satelliten an 6 aufeinander folgenden Tagen, Korrelation des ersten Tages mit allen folgenden, Darstellung in Trimble-typischen Amplituden-Meßeinheiten	76
4.19	Simulation von Mehrwegeeffekten, eines aus <i>SNR</i> -Daten abgeleiteten Mehrwegeprofils und das Ergebnis der Verwendung dieses Profils für die Mehrwegekorrektur	77
4.20	Positionsbestimmung eines Nutzers bezüglich eines Referenzantennenfeldes mit minimalem Abstand der Antennenelemente zueinander	78
4.21	Code-Mehrwegeeffekte eines Satelliten auf einer Referenzstation	80
4.22	Doppeldifferenzresiduen (Für L0 an zwei aufeinander folgenden Sterntagen)	82
4.23	Empirische Korrelationskoeffizienten abhängig vom zeitlichen Abstand zweier Satellitenkonstellationen (hier = 1 Tag)	83
4.24	Wiederholbarkeit der Satellitenposition nach etwa 24 Stunden	84
4.25	Bahnvariationen zweier ausgewählter Satelliten über den Zeitraum eines Jahres	85
4.26	Ablaufschema zur Bestimmung der Zeitdifferenz zweier gleicher Satellitenkonstellationen mittels Fouriertransformation	86

4.27	Korrelationsergebnis aus der Fourier-Transformation	86
4.28	Ergebnis einer Datenfilterung und der Anwendung eines Polynoms 6. Grades	88
4.29	Elevationsabhängigkeit der Phasen- und Codemehrwegeeffekte inklusive Meßrauschen	89
5.1	Nachweis der Frequenzunabhängigkeit von Beugungseffekten in den Doppeldifferenzresiduen einer kurzen Basislinie	91
5.2	Beispiele für Beugungseffekte an einem Gebäude und an einer Baumgruppe	93
5.3	Wiederholbarkeit der Beugungseffekte in den Doppeldifferenz- residuen einer kurzen Basislinie bei unveränderter Empfangs- antennenumgebung durch Vergleich der entsprechenden Beobachtungsblöcke (dunkle Bereiche: Satellit abgeschattet)	94
6.1	Mögliche Empfangsszenarien beim Auftreten von Mehrwege- effekten und/oder Beugungseinflüssen	96
6.2	Prozentuale Reduktion der Standardabweichung der Messungs- residuen nach Anwendung des Korrekturansatzes	99
6.3	Prinzipdarstellung zur Zuweisung der Mehrwegeeffekte zu den Satelliten	101
6.4	Alternative Bildung der Doppeldifferenzresiduen als Zuweisungs- grundlage für Mehrwegeeffekte	102
6.5	Problemfälle während der Ermittlung von Korrekturwerten	104
6.6	Fiktive absolute Mehrwegeeeinflüsse eines ausgewählten Satelliten je Basislinie (Ziel: Zuweisung der Effekte zu einer Station)	104
6.7	Sämtliche L0-Doppeldifferenzresiduen einer Basislinie mit einer stark belasteten Station vor der Korrektur und nach Anbringen der Korrekturwerte an den Rohdaten und einer Neuberechnung	106
6.8	Mehrwegeverhältnisse vor der Korrektur für eine belastete und eine unbelastete Station	108
6.9	Mehrwegeverhältnisse nach der Korrektur für eine belastete und eine unbelastete Station	108
6.10	Auswirkung der Rohdatenkorrektur auf die Koordinatenlösung (7 Tage á 24 Stundenlösungen)	109
6.11	Unbefriedigende Korrekturergebnisse zweier Stationen S1 und S2	110
6.12	Auswirkung der positionsabhängigen Mehrwegekorrektur auf die Beobachtungsfehler einer 24 km langen Basislinie	113
6.13	SNR-Werte (Punkte) und zugehörige Template- Kurven zur Visualisierung von Bereichen mit potentiellen Beugungserscheinungen (Einkreisungen)	116
6.14	Ermittlung der Signalstärkewerte nach dem Sigma- $\Delta$ -Gewichtungsansatz	118
6.15	Vier Signalbeugungen und deren Auswirkungen auf den SNR-Wert, die Doppeldifferenzresiduen (mitte) und die resultierenden Koordinatenfehler	119
6.16	Sichtbarkeitsmaske einer problematischen Referenzstation	120

## Tabellenverzeichnis

2.1	Abhängigkeit zwischen Abstand zum Reflektor und notwendiger Reflektorenfläche $A$ für eine spiegelnde Reflexion	23
2.2	Polarisationsanforderungen für Satellitensignale	26
2.3	Minimale Empfangssignalstärke für GPS an der Erdoberfläche	37
2.4	Reduzierung der Signalstärke durch die jeweils angewandte Code-Rekonstruktionstechnik im Vergleich mit originaler P-Code-Korrelation	39
3.1	Arten der Differenzbildung und deren Auswirkung auf den Fehlerhaushalt	46
4.1	Hauptfehlereinflüsse und resultierende Positionsbestimmungsgenauigkeit bei GPS für Code- und Phasenmessungen (relativ)	50
4.2	Maximale Trägerphasenfehler infolge Mehrwegeausbreitung	53
4.3	Mehrwegefehler für C/A-Code und P-Code	57
4.4	Ausgewählte GPS-Linearkombinationen und deren maximaler Trägerphasenmehrwegeeinfluß	61
4.5	Beispiele für den Einfluß der unterschiedlichen Parameter auf die Periode der Mehrwegeausbreitung	64
4.6	Standardabweichungen und Korrelationskoeffizienten der in Abb. 4.16 gekennzeichneten 15-Minuten-Abschnitte von Doppeldifferenz-Beobachtungen	72
5.1	Vergleich von Beugung und Mehrwegeausbreitung	90
6.1	Vergleich von Bestimmungsverfahren und Korrekturansatz	107
6.2	Koordinatengenauigkeit vor und nach der Korrektur als Differenz zur Solllösung (24-Stunden-Datensatz) und als Standardabweichung der Stundenlösungen	109



## **Danksagung**

Ich möchte mich herzlich bei allen bedanken, die entweder direkt durch fachliche Anregungen oder indirekt durch Bereitstellung von Fördermitteln, Übernahme der Gutachtertätigkeit und die Betreuung in der Promotionsphase zum Gelingen der Dissertation beigetragen haben.

## **Kurzfassung**

GNSS-Messungen werden neben systembedingten Fehlereinflüssen vor allem von den Auswirkungen der Mehrwegeausbreitung und Signalbeugung insbesondere in der Empfangsumgebung dominiert. Verschiedene Dienste z.B. der Landesvermessungsämter haben deshalb ein primäres Interesse daran, die Auswirkungen der Effekte möglichst gering zu halten oder aber genau bestimmen zu können, um Korrekturwerte zu generieren. Mehrwege- und Beugungseffekte lassen sich besonders innerhalb von Netzstrukturen gut bestimmen. Liegen Sollkoordinaten aller Beobachtungsstationen vor gelingt dies auch in Echtzeit. In der vorliegenden Arbeit werden neben einer detaillierten Beschreibung der jeweiligen Einflussgrößen auch Möglichkeiten aufgezeigt, die genannten Effekte zu erkennen und Maßnahmen zur Reduktion der Auswirkungen auf das Meßergebnis zu ergreifen. Kern der Untersuchungen ist ein zweistufiges Modell zur Reduzierung von Mehrwegeeffekten in Echtzeit innerhalb von (Referenz-) Stationsnetzen durch Bestimmung von Korrekturwerten für originale und abgeleitete Meßwerte pro Epoche, Station und Satellit.

## 1 Einleitung

Die Positionsbestimmung stellt einen ganz wesentlichen Aspekt für viele Bereiche in Wirtschaft und Gesellschaft dar. Die Grundlagen hierzu liefern die jeweiligen Vermessungsbehörden in Gestalt unterschiedlicher Netze mit spezifischen Aufgabenfeldern. Die Einführung globaler Satellitensysteme zur Positionsbestimmung (GNSS=Global Navigation Satellite System) mit dem amerikanischen Global Positioning System (GPS) und dem russischen Global Navigation Satellite System (GLONASS) als Realisierungen hat hier zu einer radikalen Wandlung der für die Netzrealisierung und –laufendhaltung eingesetzten Verfahren geführt. Bisherige Anforderungen u.a. an Sichtbarkeit und Netzgestalt brauchten nun nicht mehr berücksichtigt zu werden. Mit GNSS steht seitdem ein kostengünstiges und genaues Verfahren zur Verfügung. So lassen sich mittels relativer Positionsbestimmung je nach eingesetzter Empfangstechnik und Meßdauer Genauigkeiten von etwa 1ppm (1mm pro 1km Stationsabstand) erreichen. Durch die Weiterentwicklung der Auswertelgorithmen sind diese Genauigkeiten teilweise in Echtzeit realisierbar. Andererseits sind selbst auf sehr großen Entfernungen im globalen Maßstab Genauigkeiten im cm-Bereich erzielbar [Gendt u.a., 1995].

In den Anfangszeiten der Positionsbestimmung mittels Satelliten war es noch notwendig, beide Endpunkte einer zu bestimmenden Basislinie mit eigenen Empfängern zu besetzen. Seit einigen Jahren stehen jedoch auf den Anschlußpunkten an die Netze der Vermessungsverwaltungen fest installierte Empfangseinheiten zur Verfügung, die permanent Daten in hoher Rate aufzeichnen. Insgesamt wird damit das System für den Anwender noch kostengünstiger. Gleichzeitig können durch die Vernetzung der Stationen die Genauigkeit und Zuverlässigkeit der Meßdaten sowie der daraus abgeleiteten Positionsinformationen erhöht werden. Ausdruck dafür sind Neuentwicklungen wie das Konzept der virtuellen Referenzstationen, bei dem die Stationsvernetzung zur Erfassung verschiedener Einflußgrößen und der Bildung entsprechender Korrekturwerte genutzt wird [Wanninger, 2000]. Dies kann auch in Echtzeit durchgeführt werden. Immer mehr Nutzer erwarten diese Funktionalität auch. Problematisch ist dies jedoch für den sich normalerweise mit zunehmender Meßdauer vermittelnden Mehrwegeeinfluß. Dieser wirkt sich bei immer kürzeren Beobachtungszeiten immer deutlicher auf die momentane Position aus. Das in dieser Arbeit entwickelte Verfahren zur Korrektur von Mehrwege- und Beugungseffekten ist echtzeitfähig und versucht damit, diesen Tatsachen gerecht zu werden.

Die öffentlichen Vermessungsverwaltungen in Deutschland vertreiben ihre Produkte unter dem Namen SAPOS. Hier werden vom Meterniveau bis zum Subzentimeterbereich alle Nutzerwünsche abgedeckt ([Hankemeier, 1995], [AdV, 1999]). Der Aufbau dieser Netze ist nahezu abgeschlossen. Der durchschnittliche Punktabstand beträgt dabei zwischen 30 und 50 km. Damit kann zum Einen die gestellte Genauigkeitsforderung erfüllt und zum Anderen die Zahl der Stationen aus wirtschaftlichen Gründen relativ gering gehalten werden. Daraus resultiert trotz des höheren Meßbrauschens die standardmäßige Verwendung der ionosphärenfreien Linearkombination für die Koordinatenermittlung.

Jedes Meßverfahren hat aufgrund der verwendeten Methoden und Mittel seine besonderen Eigenheiten. So unterliegt auch ein GNSS-basiertes Positionsbestimmungssystem Fehlerein-

flüssen, die für bestimmte Anwendergruppen limitierend sein können. Diese Einflüsse resultieren aus den Eigenschaften des Übertragungsweges und der gewählten Übertragungsfrequenzen.

GNSS-Signale werden mittels elektromagnetischer Wellen übertragen. Zu deren Eigenschaften zählen unter anderem Reflexion und Beugung, die wiederum verantwortlich sind für Mehrwegeausbreitungseinflüsse als eine der Hauptfehlerquellen bei GNSS-Messungen. Speziell durch Mehrwegeeffekte sind vor allem Parameter wie Polarisation, Laufzeit, Phase und Signalstärke betroffen. Hier besteht eine deutliche Abhängigkeit vom Antennenstandort (Geometrie, elektrische Eigenschaften, Oberflächenrauheit) [Eissfeller, 1997]. Die Kenntnis dieser und anderer Eigenschaften ist somit notwendig bei der Suche nach Verfahren zur Reduzierung der Mehrwegeeinflüsse. Deshalb erfolgt im Kapitel 2 eine Vorstellung der relevanten Parameter und deren Einflußmöglichkeiten auf GNSS-Signale. Hier und auch in den folgenden Kapiteln steht dabei GPS im Vordergrund. Zum Einen bestehen hier bereits einige relevante Verfahren zur Beschreibung und Eindämmung von Fehlereinflüssen und zum anderen soll damit dem Problem des Frequenzmultiplex bei GLONASS aus dem Weg gegangen werden. Grundsätzlich bestehen jedoch mehr Gemeinsamkeiten als Unterschiede, so daß die Korrekturverfahren dem Grunde nach übertragbar sind. Alle Aussagen sind jedoch voll auf das europäische Satellitennavigationssystem GALILEO anwendbar, da sich dieses an GPS orientiert. Auf den Einfluß der Mehrwegeausbreitung am Satelliten selbst soll nicht näher eingegangen werden, da sich dieser Einfluß durch die standardmäßig verwendeten Differenztechniken nur bei sehr großen Basislinien im globalen Maßstab auswirken würden [Young u.a., 1985].

Nachdem im 3. Kapitel die Grundlagen der präzisen Positionsbestimmung vorgestellt werden, erfolgt in Kapitel 4 die detaillierte Beschreibung des Mehrwegeeffektes mit dem Grundprinzip, den wesentlichen Eigenschaften und den Methoden der Bestimmung und des Nachweises dieses Effektes. Aufgrund vieler Gemeinsamkeiten aber auch einiger Unterschiede gibt dann Kapitel 5 einen Einblick in die Problematik der Signalbeugung, die der Mehrwegeausbreitung verwandt ist, wieder. Aus diesen Darstellungen werden nun Korrekturverfahren abgeleitet, die im Kapitel 6 vorgestellt werden. Insbesondere erfolgt hier eine vertiefte Beschreibung einer neu entwickelten Methode (s. Abschnitt 6.2.1.2.) zur Echtzeitkorrektur von Mehrwegeeffekten und Signalbeugungseinflüssen.

## 2 Welleneigenschaften

Wellen als Form einer zeitlich nicht konstanten Energieausbreitung mit gleichem zeit- und ortsabhängigem Verlauf [Käs und Pauli, 1991] weisen unterschiedliche Eigenschaften auf, die sowohl zu erwünschten als auch zu nachteiligen Effekten für technische Anwendungen führen können. Zu diesen ausbreitungsbedingten Effekten zählen insbesondere Reflexion, Brechung, Beugung, Interferenz und Polarisationsänderung. Diese spielen im Zusammenhang mit Mehrwegeausbreitung bei GNSS-gestützter Positionsbestimmung eine Rolle und werden deshalb im Folgenden näher betrachtet.

### 2.1 Wellenbeschreibung

Grundlage aller Formen elektromagnetischer Wellen sind die Maxwell'schen Gleichungen. Die Frequenzen umfassen einen Bereich von ca. 100 Hz bis zu  $10^{24}$  Hz. Alle Wellen dieser Art sind transversal und ihre Ausbreitungsgeschwindigkeit ist im Vakuum gleich der Lichtgeschwindigkeit.

Eine sich ausbreitende periodische Welle ist durch die Eigenschaften Wellenlänge  $\lambda$ , Frequenz  $f$  und Ausbreitungsgeschwindigkeit  $v$  definiert [Grimsehl, 1985]:

$$v = \lambda f. \quad [2.1]$$

Die Periodizität einer Welle bezeichnet einen Zustand, der sich zum einen an einem vorgegebenen Ort regelmäßig nach einer bestimmten Zeit wiederholt und sich zum anderen nach einer bestimmten Entfernung (Wellenlänge  $\lambda$ ) wiederholt. Sie wird durch die Periodendauer  $T$  angegeben und ist der Kehrwert der Frequenz  $f$ . Der Bruchteil der Periodendauer wird als Phase der Welle bezeichnet und dient zur Definition der Ausbreitungsrichtung.

Elektromagnetische Wellen bestehen sowohl aus einem elektrischen als auch aus einem magnetischen Feld. Diese stehen senkrecht aufeinander und auch senkrecht zur Ausbreitungsrichtung und besitzen damit eine transversale und eine longitudinale Modenstruktur [Karamanolis, 1996]. Letztere stellt den zeitlichen Verlauf der Welle in Ausbreitungsrichtung dar. Die transversale Modenstruktur entspricht im einfachsten Fall dem transversalen elektromagnetischen Grundmode TEM. Neben diesem Grundmode können auch andere Moden entstehen abhängig von der Anzahl der Nullstellen der Wellen senkrecht zur Ausbreitungsrichtung. Diese Richtung wird durch den Poyntingschen Vektor  $\vec{z}^0$  dargestellt, der für den Energietransport der Wellen verantwortlich ist (Abb. 2.1). Der Leistungsdichtevektor  $P$  ergibt sich nach Gleichung 2.2 als Vektorprodukt aus dem elektrischen Feld  $E$  und dem magnetischen Feld  $H$ :

$$P = E \times H. \quad [2.2]$$

In Vektorschreibweise erhält man folgende Darstellung:

$$\vec{P} = [E \cdot \vec{x}^0 \times H \cdot \vec{y}^0] = |E| \cdot |H| \cdot \vec{z}^0 \quad [2.3]$$

mit  $\vec{x}^0$  : elektrischer Feldvektor,  
 $\vec{y}^0$  : magnetischer Feldvektor,  
 $\vec{z}^0$  : Poynting-Vektor.

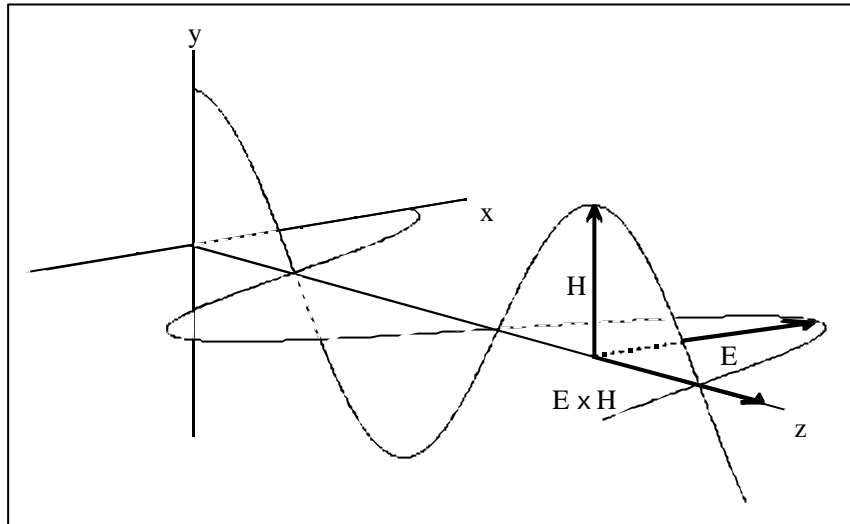


Abbildung 2.1  $E$ - und  $H$ -Vektoren einer ebenen elektromagnetischen Welle mit Ausbreitung in  $z$ -Richtung [Karamanolis, 1996]

Technische Wellen sind entweder linear polarisiert oder deren Polarisation ergibt sich aus der Summe linear polarisierter Wellen. Dazu erfolgen im Unterkapitel Polarisation weitere Ausführungen. Bei einer linear polarisierten Welle ergeben sich die Feldvektoren  $E$  und  $H$  wie folgt:

$$E = E_m \cdot \exp j(\omega t - k z) \quad [2.4]$$

$$H = H_m \cdot \exp j(\omega t - k z) \quad [2.5]$$

$$k = 2\frac{\pi}{\lambda} \quad [2.6]$$

mit  $E_m, H_m$  : konstante Vektoren,  
 $\omega$  : Kreisfrequenz,  
 $t$  : Zeit,  
 $k$  : Kreiswellenzahl (Phasenkonstante) ohne Dämpfung,  
 $z$  : Weg in Ausbreitungsrichtung,  
 $\lambda$  : Wellenlänge,  
 $j$  : Imaginäre Einheit.

Zur Darstellung von Wellen wird häufig eine Sinusfunktion verwendet, da sie dem Verhalten einer einfachen Welle am besten entspricht. Andere Zeitfunktionen lassen sich durch eine Fourier-Zerlegung in Sinusfunktionen auflösen. Für eine in positiver  $z$ -Richtung verlaufende Welle ergibt sich als Orts-Zeit-Funktion:

$$S(z,t) = A \cdot \sin(\omega t - k z). \quad [2.7]$$

Von dieser Darstellung gelangt man durch Übergang in den komplexen Bereich und unter Annahme einer Dämpfung zu folgender Form [Lorrain u.a., 1995]:

$$S(z,t) = A \cdot \exp(-\mathbf{a} z) \cdot \exp j(\omega t - \mathbf{b} z) \quad [2.8]$$

$$= A \cdot \exp j(\omega t - (\mathbf{b} - j\mathbf{a})z) \quad [2.9]$$

$$= A \cdot \exp(-\mathbf{g} z + j\omega t) \quad [2.10]$$

$$\mathbf{g} = \mathbf{b} - j\mathbf{a}, \quad \mathbf{b} = 2\frac{\mathbf{p}}{\mathbf{l}}, \quad \mathbf{a} = \frac{\mathbf{l}}{\mathbf{d}} \quad [2.11]$$

mit  $A$  : Amplitude,  
 $\mathbf{g}$  : Ausbreitungskonstante (komplexe Wellenzahl),  
 $\mathbf{a}$  : Dämpfungskonstante,  
 $\mathbf{d}$  : Eindringtiefe,  
 $j$  : Imaginäre Einheit.

Zusammengefaßt ergibt sich die übersichtliche Darstellung:

$$S(z,t) = A \cdot \exp j(\omega t - \mathbf{g} z). \quad [2.12]$$

An einer beliebigen Stelle  $z$  zur Zeit  $t$  erhält man dann den Ausdruck (s.a. Abb. 2.2) :

$$S(z,t) = A \cdot \cos \left[ \omega \left( t - \frac{z}{v} \right) \right] \quad [2.13]$$

mit  $v$  : Phasengeschwindigkeit.

Der Ausdruck  $\omega \left( t - \frac{z}{v} \right)$  ist die Phase der Welle. Die Phase ist für  $z = v t$  konstant.

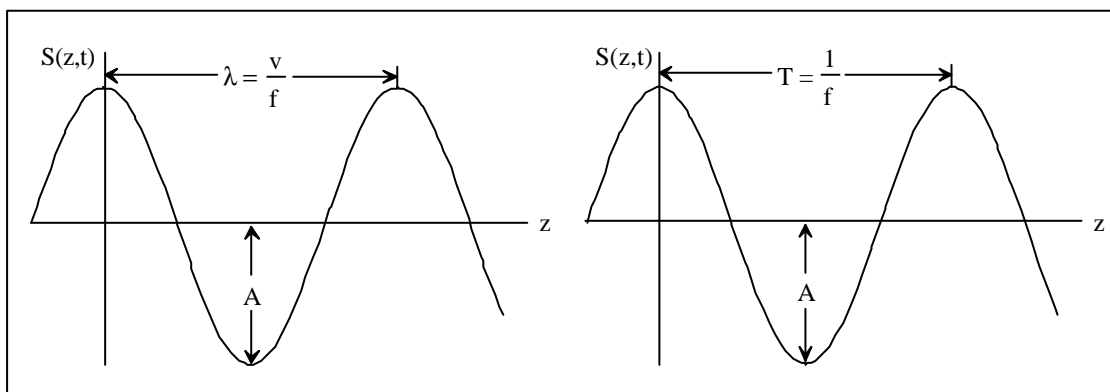


Abbildung 2.2 Die Wellenfunktion  $S(z,t)$  in Abhängigkeit von  $z$  bei festem  $t$  (links) und in Abhängigkeit von  $t$  bei festem  $z$  (rechts)

Die GPS-Signalwelle beispielsweise besteht aus zwei Teilen: einem Signal in Phase (I-Ebene; P-Code/ Y-Code) und einem Quadratursignal (Q-Ebene; C/A-Code) mit einem Phasenoffset

von weniger als  $\pm 100 \text{ mrad}$  zu  $90^\circ$ . Das ausgesendete Signal  $S$  erhält damit z.B. folgende Form für die GPS-Frequenz L1 [Spilker, 1996]:

$$S_{Li}(t) = \sqrt{2P_C} XG_i(t)D_i(t) \cdot \cos[\mathbf{w}_i t + \mathbf{f}] + \sqrt{2P_P} XP_i(t)D_i(t) \cdot \sin[\mathbf{w}_i t + \mathbf{f}] \quad [2.14]$$

mit  $P_C, P_P$  : Signalstärke von C/A-Code bzw. P-Code/Y-Code,  
 $XG_i$  : C/A-code als Gold-Code der Periode 1023 bit, Taktrate 1,023 Mbps  
 (Periode = 1 ms),  
 $XP_i$  : P-Code,  $\pm 1$ , Pseudozufallssequenz, Taktrate 10,23 Mbps  
 (Periode = 1 Woche),  
 $i$  : Satellitenindex, jeder Satellit sendet eigenen C/A- und P-code,  
 $D_i(t)$  : binäre Daten ( $\pm 1$ ) mit 50 bps,  
 $\mathbf{f}$  : Phasenrauschen und Oszillatordriftkomponente.

Das L2-Signal ist biphasenmoduliert und liefert normalerweise den P-Code (oder Y-Code) mit dem In-Phase-Signal. Durch die Übertragung eines Signales mit zwei Hochfrequenzträgern, deren Frequenzen einen ausreichend großen Abstand haben müssen, gelingt die Bestimmung des ionosphärischen Einflusses auf dem Ausbreitungsweg.

Bei GNSS sind verschiedene Arten von Modulationsmethoden in Verwendung. Im Gegensatz zur angegebenen Quadraturmodulation bei GPS verwendet man bei GALILEO z.B. die Kombination mit der Subträgermodulation (s.a. [Mansfeld, 1998]).

Aufgrund der großen Entfernung zwischen Satelliten und Nutzern relativ zu den Empfangsantennenausmaßen kann das GNSS-Signal als ebene Welle betrachtet werden. Bei ebenen Wellen bilden alle gleichartigen Wellenzustände eine Ebene, die senkrecht zur Ausbreitungsrichtung liegt [Karamanolis, 1996]. Die praktische Bedeutung ebener Wellen besteht darin, daß mit zunehmender Ebenheit auch der Wirkungsgrad der Antennen steigt.

## 2.2 Wellenausbreitungseigenschaften

Wellenausbreitung findet in den unterschiedlichsten Medien statt. Diese Medien werden charakterisiert durch die Permittivitätszahl  $\epsilon_r$ , die Permeabilitätszahl  $\mu_r$  und die Leitfähigkeit  $\sigma$  [Lorrain u.a., 1995]. Als Medien dienen Dielektrika (magnetische oder nichtmagnetische Nichtleiter), gute Leiter und ionisierte Gase. Der gesamte Bereich der Funktechnik geht davon aus, daß elektromagnetische Strahlung Wellencharakter besitzt. Aus dieser Sicht lassen sich viele Eigenschaften eindeutig beschreiben.

### 2.2.1 Reflexion und Streuung

Die Wellenausbreitung erfolgt in homogenen Medien geradlinig. Treten Inhomogenitäten z.B. an Materialgrenzflächen auf, so ändert sich der Wellenwiderstand auf dem Ausbreitungsweg



und es kommt unter anderem zur Reflexion. Diese stellt eine Richtungsänderung des Energieflusses infolge einer Änderung der Dielektrizitätszahl  $\epsilon$  und / oder der Permeabilität  $\mu$  dar. Einfallende und reflektierte Welle befinden sich im selben Medium und haben dieselbe Frequenz (Abb. 2.3). Beide liegen in derselben Ebene, in der sich auch das Einfallslot befindet.

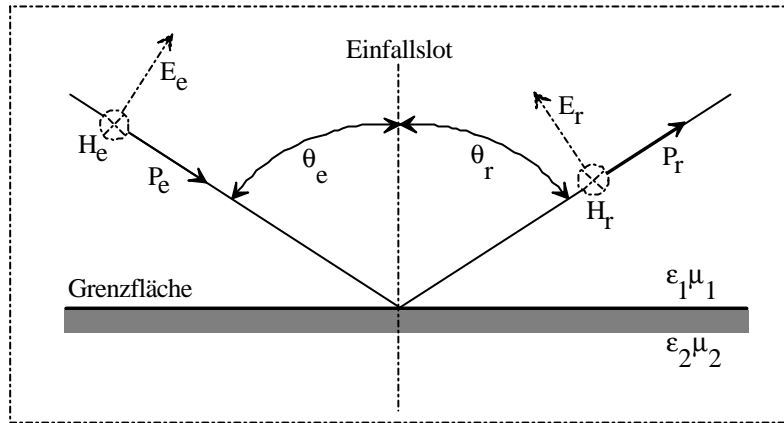


Abbildung 2.3 Reflexion einer Welle an einer Grenzfläche zu einem dichteren Medium

Es gilt:

$$\mathbf{q}_e = \mathbf{q}_r \text{ (Einfallswinkel=Reflexionswinkel)} \quad [2.15]$$

und für die Reflexionsfaktoren  $r_E$  und  $r_H$

$$r_E = \frac{E_r}{E_e} \text{ (elektrisches Feld)} \quad [2.16]$$

$$r_H = \frac{H_r}{H_e} \text{ (magnetisches Feld).} \quad [2.17]$$

Für das Auftreten von Mehrwegeeffekten ist der Polarisationszustand der Welle von Bedeutung. Auf diese Welleneigenschaft wird in Abschnitt 2.2.3 eingegangen. Zur Berechnung der Reflexionsfaktoren wird die zirkularpolarisierte Welle des GNSS-Signals in zwei linear polarisierte Teilwellen folgender Art aufgelöst [Käs und Pauli, 1991]:

1. Teilwelle: Die Polarisationsebene des  $E$ -Feldes entspricht der Einfallsebene, die aus Einfallsrichtung und Lot im Reflexionspunkt gebildet wird. Sie ist parallel polarisiert. Das  $H$ -Feld liegt parallel zur Trennebene der Medien.
2. Teilwelle: Die Polarisationsebene des  $E$ -Feldes liegt senkrecht zur Einfallsebene. Sie ist damit senkrecht polarisiert. Das  $H$ -Feld liegt in der Einfallsebene.

Die Reflexion von GNSS-Signalwellen wird stets an einer Grenzfläche zu einem dichteren Medium stattfinden. Damit gilt immer, daß der Einfallswinkel größer ist als der Transmissionswinkel  $\mathbf{q}_t$  beim Eintritt in das dichtere Medium. Diese Vorüberlegung ist wichtig, um festlegen zu können, inwieweit infolge der Reflexion einer parallel polarisierten Welle eine Phasenver-

schiebung der reflektierten Welle stattfindet. Diese Phasenverschiebung ergibt sich, wenn folgender Ausdruck gilt [Lorrain u.a., 1995]:

$$\sin(\mathbf{q}_t - \mathbf{q}_e) \cdot \cos(\mathbf{q}_t + \mathbf{q}_e) < 0. \quad [2.18]$$

Für die beiden Polarisationszustände ergeben sich unterschiedliche Reflexionsfaktoren:

Parallelpolarisation:

$$E\text{-Feld: } r_{EP} = \frac{\mathbf{e}_2 \cos(\mathbf{q}_e) - \sqrt{\mathbf{e}_2 \mathbf{e}_1 - \mathbf{e}_1^2 \sin^2(\mathbf{q}_e)}}{\mathbf{e}_2 \cos(\mathbf{q}_e) + \sqrt{\mathbf{e}_2 \mathbf{e}_1 - \mathbf{e}_1^2 \sin^2(\mathbf{q}_e)}} \quad [2.19]$$

$$H\text{-Feld: } r_{HP} = r_{EP} \quad [2.20]$$

Senkrechtpolarisation:

$$E\text{-Feld: } r_{ES} = \frac{\cos(\mathbf{q}_e) - \sqrt{(\mathbf{e}_2 / \mathbf{e}_1) - \sin^2(\mathbf{q}_e)}}{\cos(\mathbf{q}_e) + \sqrt{(\mathbf{e}_2 / \mathbf{e}_1) - \sin^2(\mathbf{q}_e)}} \quad [2.21]$$

$$H\text{-Feld: } r_{HS} = r_{ES} . \quad [2.22]$$

Diese Polarisationszustände sind entscheidend für die Größe des Reflexionsfaktors. Trifft eine parallel polarisierte Welle unter dem Brewster-Winkel  $\mathbf{q}_{eB}$  auf eine Grenzfläche, so tritt keine Reflexion auf. Dieser Winkel bewirkt in Ungleichung 2.17 die Lösung Null. Er entsteht, wenn die Summe aus Eintrittswinkel und Transmissionswinkel  $\mathbf{p}/2$  ergibt. Berechnet wird er über die Permittivitätszahlen der beteiligten Medien:

$$\mathbf{q}_{eB} = \arctan \sqrt{\frac{\mathbf{e}_2}{\mathbf{e}_1}} . \quad [2.23]$$

Wird die parallel polarisierte Teilwelle nicht reflektiert, ist auch die zirkulare Polarisation des GNSS-Signals aufgehoben. Dies ist besonders dann von Interesse, wenn GNSS-Empfangs-Antennen bezüglich der Signalpolarisation selektiv sind.

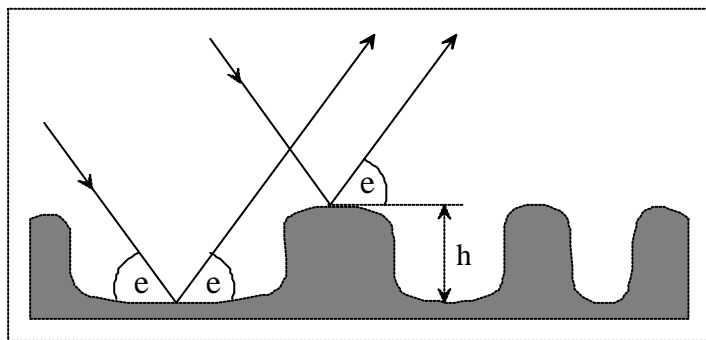


Abbildung 2.4 Verhältnisse beim Rayleigh-Kriterium zur Beurteilung der Oberflächenrauheit

Der Effekt der Totalreflektion kann bei GNSS-Messungen nicht auftreten, da stets eine Welle an einem dichteren Medium als Luft reflektiert wird. Totalreflexion tritt erst auf, wenn der Brechungsindex des 2. Mediums kleiner ist als der Index des Ausgangsmediums.

Aufgrund der Ebenheit der einfallenden Welle sind alle einfallenden Strahlen parallel. Da die Gesetze der Reflexion in allen Punkten der Grenzfläche dieselben sind, ergibt sich ebenfalls Parallelität der reflektierten Strahlen.

Je nach Oberflächenbeschaffenheit wird zwischen spiegelnder und diffuser Reflexion unterschieden. Oberflächen rufen eine spiegelnde Reflexion hervor, wenn ihre Rauheit deutlich kleiner als die Wellenlänge der reflektierten Welle ist. Da sie den Gesetzen der geometrischen Optik folgt, wird die spiegelnde Reflexion als gerichtete Reflexion bezeichnet.

Die Oberflächenrauheit lässt sich durch das Rayleigh-Kriterium beschreiben (Abb. 2.4). Die Laufwegdifferenz  $D_r$  zweier parallel eintreffender Strahlen infolge unterschiedlich hoher Reflexionspunkte mit dem Höhenunterschied  $h$  und einem Elevationswinkel  $e$  lässt sich folgendermaßen angeben:

$$D_r = 2h \sin(e). \quad [2.24]$$

Daraus resultiert die Phasendifferenz  $D_j$  abhängig von der Wellenlänge  $\lambda$  und von  $D_r$ :

$$D_j = \frac{2\pi}{\lambda} D_r. \quad [2.25]$$

Ist die Phasendifferenz gering, werden die Strahlen weiterhin in Phase bleiben wie bei Reflexion an glatten Flächen [Beckmann und Spizzichino, 1987]. Bei zunehmender Phasendifferenz interferieren die Strahlen miteinander. Tritt der Sonderfall  $D_j = \pi$  ein, löschen sich die Strahlen gegenseitig aus. Um die beiden Extremzustände voneinander zu trennen, wurde einfach  $D_j = \pi/2$  gesetzt. Daraus entsteht durch Einsetzen in die Gleichungen 2.24 und 2.25 das sogenannte Rayleigh-Kriterium, nachdem eine Oberfläche als glatt gilt, wenn

$$h \leq \frac{\lambda}{8 \sin(e)}. \quad [2.26]$$

Vorsichtiger und damit realistischere Ergebnisse werden erhalten, wenn statt  $\pi/2$  andere Werte für  $D_j$  eingesetzt werden. So sind Werte bis  $\pi/8$  anzutreffen. Auf GPS-Signale angewandt, entspräche dies Inhomogenitäten in der Reflektoroberfläche zwischen einigen Millimetern und mehreren Metern, abhängig vom Elevationswinkel  $e$  (Abb. 2.5).

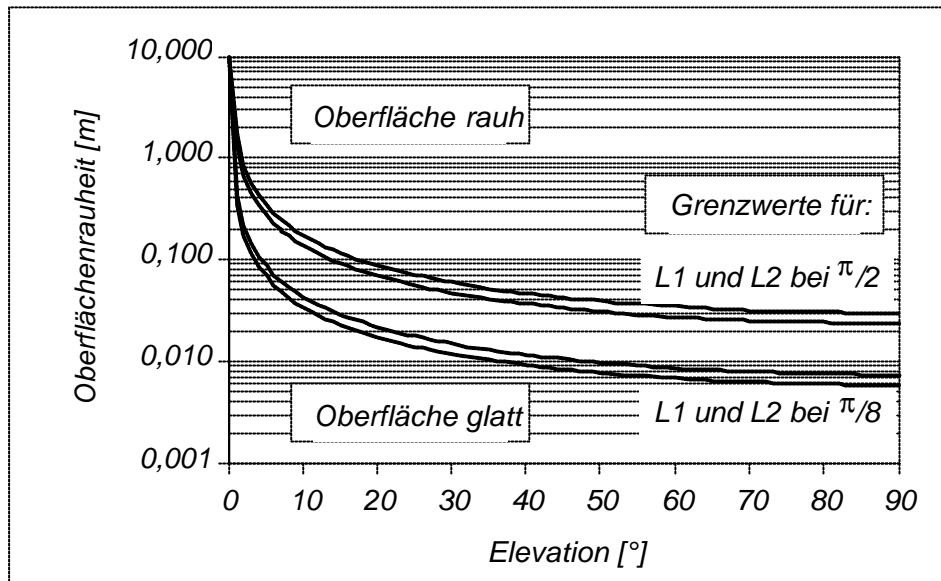


Abbildung 2.5 Oberflächenrauheit als Funktion des mittleren Höhenunterschiedes von Unebenheiten auf einer Reflektoroberfläche in Abhängigkeit von Wellenlänge und Elevationswinkel für GPS. Die Flächen unterhalb der Kurven gelten dabei immer als glatt.

Da bei GNSS-Anwendungen Mehrwegeausbreitung und damit Reflexion immer ein unerwünschter Effekt ist, sind also besonders die Bereiche oberhalb der dargestellten Kurven von Interesse, da dann mit diffuser Reflexion gerechnet werden kann. Diese bewirkt im Gegensatz zur gerichteten Reflexion Signalstreuung und damit einen Verlust der Bündelung der reflektierten Strahlen. Damit gelangt nur noch ein geringer Anteil der ankommenden Energie zur Antenne. Problematisch sind jedoch Signale aus niedrigen Elevationsbereichen, da hier bei fast allen Oberflächen mit spiegelnder Reflexion gerechnet werden muß.

Ob eine Fläche als genügend glatt angenommen werden kann, hängt von deren Streukoeffizient  $\mathbf{r}$  ab. Dieser berechnet sich aus dem Verhältnis von realem Feldstärkevektor  $E_2$  zu idealem Feldstärkevektor  $E_{20}$  unter Annahme spiegelnder und damit gerichteter Reflexion [Beckmann u. Spizzichino, 1987]

$$\mathbf{r} = \frac{E_2}{E_{20}}. \quad [2.27]$$

Für eine völlig spiegelnd verlaufende Reflexion ergibt sich ein Wert von  $\mathbf{r}=1$ . Je kleiner dieser Wert ausfällt, desto größer werden die Streuanteile. Eine weitere Möglichkeit zur Einschätzung der Oberflächeneigenschaften erhält man durch die Bestimmung der Hilfsgröße  $g$ :

$$g = [2\mathbf{p} \frac{\mathbf{s}}{\mathbf{l}} (\sin e_1 + \sin e_2)]^2 \quad [2.28]$$

mit  $\mathbf{s}$  : Standardabweichung der Oberflächenrauheit,  
 $\mathbf{l}$  : Wellenlänge,  
 $e_1, e_2$  : Elevationswinkel des Einfalls- bzw. Ausfallssignals.

Die Hilfsgröße  $g$  wird folgendermaßen interpretiert (Abb. 2.6):

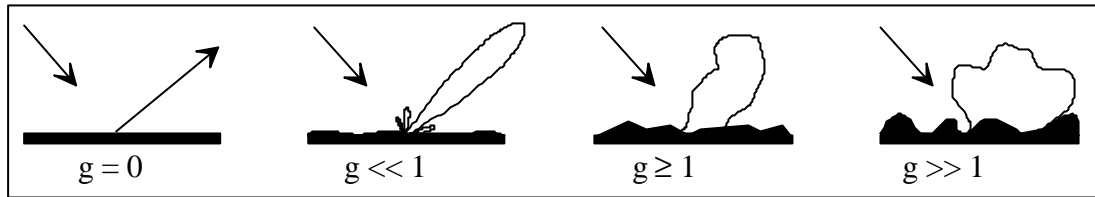


Abbildung 2.6 Abhängigkeit der Rückstrahleigenschaften von der Oberflächenrauheit, nach [Beckmann u. Spizzichino, 1987]

Ergibt sich die Standardabweichung der Oberflächenrauheit infolge einer absolut glatten Reflektoroberfläche zu 0, dann resultiert daraus auch der Wert 0 für den Hilfsparameter  $g$ . Der Streukoeffizient wird  $r = 1$ .

Mit zunehmender Oberflächenrauheit wird das Signal immer stärker gestreut. Eine gerichtete Reflexion findet nur noch eingeschränkt statt. Zweiter wichtiger Parameter zur Beurteilung des Streuverhaltens ist die räumliche Korrelationslänge  $T$  der Oberflächenrauheit.  $T$  stellt die Entfernung dar, für welche die Korrelation zwischen den Höhenwerten (als Abweichung zur mittleren Höhe) zweier benachbarter Punkte auf der Oberfläche unter einen Wert von  $e^{-1} (\approx 0,37)$  fällt. Ergibt sich  $T=0$ , so spricht man von einer Oberfläche, die weißes Rauschen produziert (richtungsunabhängige Diskontinuitäten) [Beckmann u. Spizzichino, 1987]. Im Gegensatz dazu zeugt ein großer  $T$ -Wert von zunehmender Glattheit der Oberfläche. In Abbildung 2.7 sind 2 Beispiele für Oberflächen mit unterschiedlichem  $T$ , aber gleicher Standardabweichung der Oberflächenrauheit angegeben. Für gute Reflektoren gilt immer  $T \gg \lambda$ .

Die Rauheit der Reflektoroberfläche als auch die Zergliederung von Fassaden haben ebenfalls Einfluß auf das Phasenverhalten der Teilwellen. In Abbildung 2.8 sind drei Beispiele für glatte, zergliederte und zerklüftete Reflektoroberflächen angegeben. Im zweiten Fall kommt es zu ungleichphasiger Reflexion mit wesentlich geringerer Leistungsdichte in der Einfallsrichtung der Strahlung. Infolge der vielen verschiedenen Einzelreflexionen, die sich zum großen Teil gegenseitig schwächen oder sogar auslöschen, ergibt sich ein nur geringer Reflexionswirkungsgrad [Käs und Pauli, 1991]. Diesen Umstand kann man sich bei der Wahl und Gestaltung der Antennenstandpunkte zunutze machen. Das absichtliche Zerklüften der Oberflächen mit Erhebungen von mehr als  $\lambda/4$  (also etwa 5-6 cm bei GNSS) bewirkt eine weitgehend diffuse Reflexion, die damit unwirksam wird. Aus ästhetischen Gründen ist diese einfache Umsetzung jedoch nicht überall realisierbar.

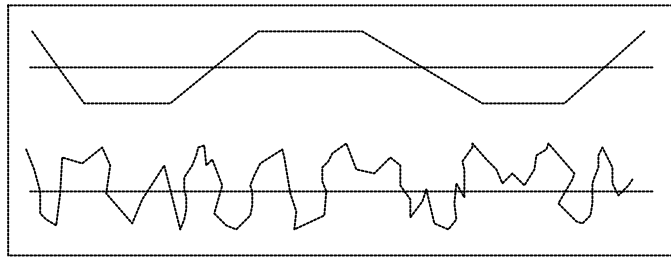


Abbildung 2.7 Oberflächen mit langer (oben) und kurzer (unten) Korrelationslänge, nach [Beckmann u. Spizzichino, 1987]

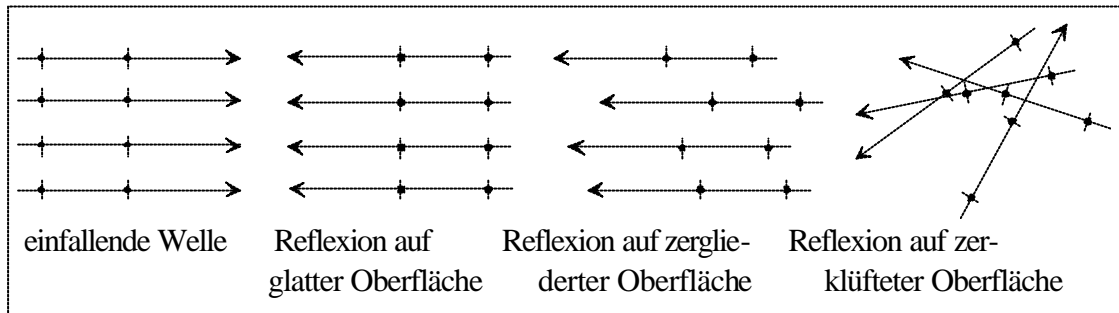


Abbildung 2.8 Phasenverhalten abhängig von der Reflektoroberfläche  
(Punkte: Orte gleicher Phasenlage paralleler Wellen  
Pfeile: Ausbreitungsrichtung), nach [Käs und Pauli, 1991]

An glatten Oberflächen erzielt man eine Dämpfungswirkung durch Verwendung reflexionsarmer Materialien oder durch optimierte Kombination verschiedener hintereinander liegender Schichten, deren unterschiedliche Reflexionseigenschaften dazu führen, daß sich die phasenverschobenen Anteile der elektrischen Welle gegenseitig kompensieren.

Neben der Oberflächenrauheit ist die Größe des aktiven Reflexionsbereiches wichtig. Nicht jede Fläche ist in der Lage, einen wirksamen Beitrag zur Mehrwegeausbreitung zu leisten. Abhängig von der Antennenhöhe und dem Satellitenelevationswinkel ist eine Mindestflächengröße notwendig. Diese läßt sich durch die Fresnel-Zonen beschreiben. Fresnel-Zonen sind variierende Kreise um die Verbindungslinie Sender - Empfänger mit Sender und Empfänger in den Brennpunkten [Hickmann, 1997]. Abbildung 2.9 liefert eine Prinzipdarstellung zur Beschreibung dieser Zonen. Wenn die Differenz zwischen direktem und indirektem Signal ein Vielfaches einer halben Wellenlänge ist, nennt man den Abstand  $d$  Fresnel-Zonen-Radius (auch Radius der kleinen Fresnel-Ellipsen-Achse) [Allnutt, 1989]. Für eine ungestörte Wellenausbreitung genügt es, wenn die 1. Fresnel-Zone frei von Hindernissen ist. Diese ist dann gegeben, wenn die Distanz Satellit-Reflektor-Empfänger gleich der Summe aus der direkten Verbindung Satellit-Empfänger und  $1/2$  [m] ist. Alle Strahlen, die innerhalb der ersten Zone reflektiert werden, tragen konstruktiv zum Gesamtsignal bei. Nur wenn die erste Fresnel-Ellipse voll zur Verfügung steht, kommt es zu gerichteter Reflexion. Der Radius der Fresnel-Zonen ist frequenzabhängig. Für genügend große Abstände vom Reflektor ( $d_S, d_E \gg r$ ) gilt folgende Formel für den ersten Fresnel-Zonen-Radius:

$$r = \sqrt{\left( \frac{I \cdot d_S \cdot d_E}{d_S + d_E} \right)} \quad [\text{m}] \quad [2.29]$$

Es wird häufig folgende Näherungsformel angewandt:

$$r = \sqrt{I \cdot d_E} \quad [\text{m}] \quad [2.30]$$

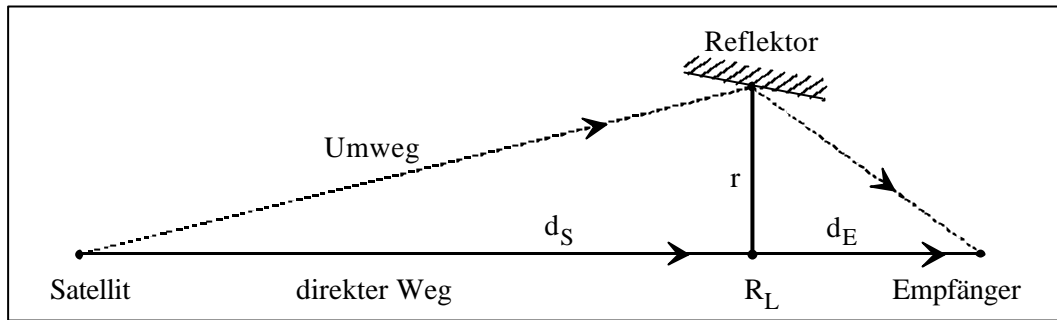


Abbildung 2.9 Darstellung der Fresnel-Zone ( $R_L$ =Lotfußpunkt vom Reflektor auf die direkte Verbindung vom Satellit zur Empfangsantenne)

Durch folgende Zahlenwerte sollen die angegebenen Größen veranschaulicht werden:

$d_E =$	100 m	50 m	20 m	10 m	5 m
$r \approx$	4,5 m	3,2 m	2,0 m	1,4 m	1,0 m
$A \approx$	63,6 m <sup>2</sup>	32,2 m <sup>2</sup>	12,6 m <sup>2</sup>	6,2 m <sup>2</sup>	3,2 m <sup>2</sup>

Tabelle 2.1 Abhängigkeit zwischen Abstand zum Reflektor und notwendiger Reflektorenfläche  $A$  für eine spiegelnde Reflexion ( $I=0,2$  m,  $A=\pi \cdot r^2$ )

Diese Schätzwerte zeigen einen eindeutigen Effekt auf. Je geringer der Abstand des Reflektors von der Antenne ist, um so kleiner ist auch die notwendige Fläche zur Erzeugung einer gerichteten Reflexion.

Ob die Fresnel-Zone als hindernisfrei gilt und damit keine Zusatzdämpfung erfährt hängt auch von den Wetterverhältnissen ab [Karamanolis, 1996]. Durch die zeitliche Änderung der atmosphärischen Brechung ändern sich auch die Sichtverhältnisse. Je freier die Zone ist (min. 60%), um so geringer ist auch die atmosphärisch bedingte Zusatzdämpfung. Der Einfluß bei kurzen Entfernungen zwischen Antenne und Reflektor ist sehr gering und kann im Allgemeinen vernachlässigt werden.

Streng genommen handelt es sich bei den Fresnel-Zonen nicht um Kreise sondern um Ellipsen. Diese müssen für die erste Zone folgende Bedingung erfüllen [Beckmann u. Spizzichino, 1987]:

$$d_S + d_E - d_D = \mathbf{Dj} \quad [\text{m}] \quad [2.31]$$

mit  $d_D$  : Direkte Entfernung Satellit – Antenne,

$\mathbf{Dj}$  : Konstante Phasenverschiebung gegenüber dem direkten Signal für alle Punkte innerhalb einer Zone.

Da jedoch eine qualitative Erfassung der notwendigen Reflektorgröße ausreichend ist, kann mit den angegebenen Näherungsformeln gearbeitet werden.

### 2.2.2 Brechung

Unter Brechung wird die Welleneigenschaft verstanden, bei der eine einfallende Welle eine durch die Grenzfläche zweier Medien transmittierende Welle hervorruft, die zum Einfallslot des optisch dichteren Mediums hin gebrochen wird (Brechungswinkel  $\theta_t$  wird kleiner). Brechung spielt vor allem für die Positionsgenauigkeit einer Einzelstation durch Auswertung der Codebeobachtungen eine entscheidende Rolle. Bei relativer Punktbestimmung sowie der Wahl geeigneter Linearkombinationen und der Anwendung von Zustandsmodellen für Ionosphäre und Troposphäre läßt sich dieser Einfluß zwar deutlich reduzieren. Er nimmt jedoch mit der Basislinienlänge zu. Weitere Informationen zum Brechungsindex und dessen Integration über den Signalweg sind z.B. zu finden in [Wübbena, 1990] und [Mansfeld, 1998].

Die Möglichkeit für das Auftreten dieses Effektes in der unmittelbaren Antennenumgebung besteht z.B. beim Eintritt der Welle in das Gehäuse der Empfangsantenne bzw. auch schon vorher bei Verwendung eines Radomes als Wetterschutz. Die dabei auftretende zweifache Richtungsänderung in Verbindung mit einer Ausbreitungsverzögerung kann somit einen Empfangszeitversatz hervorrufen.

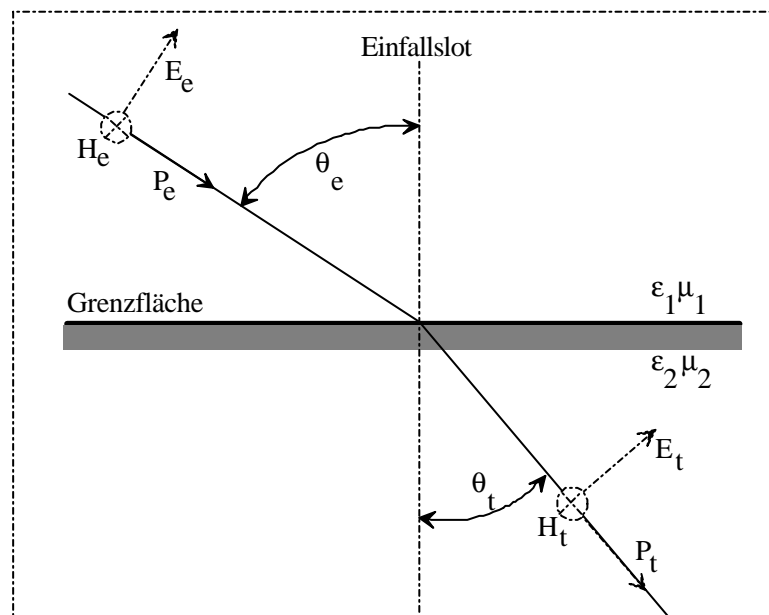


Abbildung 2.10 Brechung einer Welle an der Grenzfläche zu einem dichteren Medium



Im Allgemeinen sind die Einflüsse auf das Signal jedoch eher marginal. Deshalb soll diese Eigenschaft nur im Überblick dargestellt werden (Abb. 2.10). Auf die Brechung des Satellitensignals in der Atmosphäre soll hier nicht weiter eingegangen werden.

Der Brechungswinkel  $q_t$  berechnet sich nach folgender Gleichung (Snelliussches Brechungsgesetz):

$$q_t = \arcsin \left[ \sin(q_e) \sqrt{\frac{m_2 e_2}{m_1 e_1}} \right] \quad [2.32]$$

mit  $q_e$  : Einfallswinkel,

$m_1, m_2$  : Permeabilitätszahlen vor und nach Durchdringen der Grenzfläche,

$e_1, e_2$  : Dielektrizitätskonstanten vor und nach Durchdringen der Grenzfläche.

Als Randbedingungen der Maxwellschen Gleichungen gelten:

⇒ Parallele Komponenten von  $E$  und  $H$  müssen an der Mediengrenzfläche stetig ineinander übergehen.

⇒ Senkrechte Komponenten der Flußdichte müssen stetig sein.

Brechung entsteht nur beim Auftreffen einer Welle auf einen nichtmagnetischen Nichtleiter. Bei guten Leitern kann die transmittierte Welle vernachlässigt werden. Es tritt dann im Prinzip nur Reflexion auf.

### 2.2.3 Polarisation

Durch den Begriff der Polarisation wird die Schwingungsrichtung einer Feldgröße beschrieben. Die universelle Polarisationsart stellt die elliptische Polarisation dar. Aus ihr können alle anderen Polarisationsarten abgeleitet werden. Bei linear polarisierten Wellen schwingt der elektrische Vektor auf einer Geraden [Karamanolis, 1996]. Addiert man zwei zueinander senkrecht linear polarisierte Wellen, die sich in der Phase unterscheiden, so beschreibt deren Summe im allgemeinen Fall eine Ellipse um die Achse der Ausbreitungsrichtung. Es entsteht damit eine elliptisch polarisierte Welle.

Wenn die Amplituden dieser linear polarisierten Ausgangswellen gleich groß sind und der Phasenunterschied  $\pi/2$  beträgt, erhält man eine zirkular polarisierte Welle. Hierbei beschreibt der Endpunkt des elektrischen Feldvektors einen Kreis. Drehen sich in Ausbreitungsrichtung die elektrischen bzw. magnetischen Feldvektoren im Uhrzeigersinn, spricht man von einer rechts-zirkular polarisierten Welle [Käs und Pauli, 1991] (Abb. 2.11 links unten). Zum besseren Verständnis denkt man sich an beliebiger Stelle auf dem Ausbreitungspfad eine Ebene senkrecht zur Ausbreitungsrichtung. In dieser Ebene bewegt sich der Schnittpunkt der Welle im Uhrzeigersinn, um den Schnittpunkt der Ausbreitungsrichtung (Abb. 2.11 links oben). Aus der Sicht der Empfangsantenne drehen sich die Feldvektoren entgegen dem Uhrzeigersinn (Abb. 2.11 rechts).

GNSS-Satelliten senden Signale aus, die auf derart polarisierten Wellen basieren. Eine Verwendung linear polarisierter Wellen würde einen hohen technischen Aufwand erfordern, um die Polarisationszustände von Sende- und Empfangsantennen einander anzupassen, da sich die Satelliten auf Erdumlaufbahnen befinden [Mansfeld, 1998].

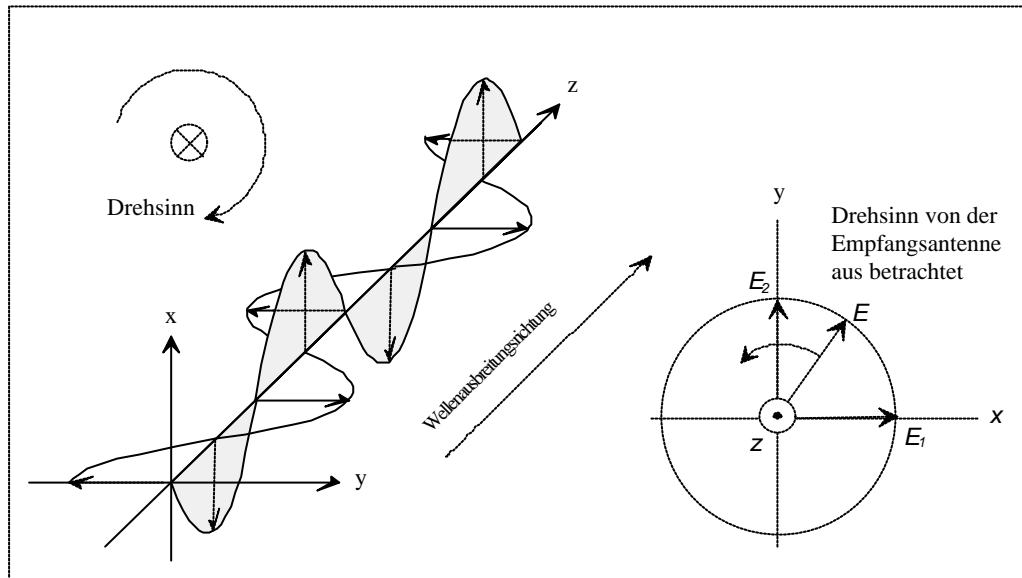


Abbildung 2.11 Zusammensetzung zweier linear polarisierter Wellen zu einer rechts zirkular polarisierten Welle

( $\times$  = Welle entfernt sich vom Betrachter,  $\bullet$  = Welle bewegt sich auf den Betrachter zu)

Bei zirkularer Polarisation ist keine Ausrichtung der Antennen erforderlich. Des weiteren wird der Effekt vermieden, daß linear polarisierte Wellen beim Passieren der Ionosphäre eine allmähliche Änderung der Faraday'schen Rotation der Polarisation erfahren [Siwiak, 1995]. Aus technischen Gründen wird jedoch keine absolut 'reine' Zirkularpolarisation erreicht. Der Anteil elliptischer Signalbestandteile soll jedoch möglichst gering gehalten werden. Die Grenzwerte für die beiden Systeme GPS [CD-GPS-200C, 1997] und GLONASS [CD GLONASS, 1994] sind in Tabelle 2.2 angegeben.

	GPS	GLONASS
Polarisationstyp	RHCP (right-hand circularly polarized)	RHCP (right-hand circularly polarized)
zulässige elliptische Anteile	Block II/IIA-Satelliten: L1: 1,2 dB L2: 3,2 dB Block IIR-Satelliten: L1: 1,8 dB L2: 2,2 dB bei $\pm 14,3^\circ$ Sendewinkel	Für alle Frequenzen und Satelliten gilt : 0,7 dB bei $\pm 19^\circ$ Sendewinkel

Tabelle 2.2 Polarisationsanforderungen für Satellitensignale

Die mathematische Beschreibung der Polarisation gestaltet sich einfach bei Rechnung im Komplexen.  $\exp(j\omega t)$  stellt einen Drehzeiger dar, der sich von der reellen zur positiven Achse

hin dreht. Nimmt man als reelle Achse die positive  $x$ -Richtung eines kartesischen Rechts-Koordinatensystems an, dann liegt die imaginäre Achse in  $y$ -Richtung und die negative  $z$ -Achse in Ausbreitungsrichtung. Der Term  $\exp(j\omega t)$  entspricht somit einer rechtsdrehenden Welle. Zirkularpolarisation läßt sich nun als Summe zweier linearer Polarisationen beschreiben:

$$\cos(\omega t) + j\sin(\omega t) = \exp(j\omega t). \quad [2.33]$$

Für die Darstellung des elektrischen Feldes ergibt sich damit folgende Gleichung:

$$\vec{E} = E\sin(\omega t) \vec{x}^0 - E\cos(\omega t) \vec{y}^0. \quad [2.34]$$

Der Polarisationszustand einer Welle läßt sich allgemein beschreiben als Funktion zweier Winkel auf der Poincaré-Kugel. Dabei ergibt sich folgende Darstellung [Kraus, 1992]:

Längenwert	= $2a$	mit	$0^\circ \leq a \leq 180^\circ$	[2.35]
Breitenwert	= $2b$	mit	$-45^\circ \leq b \leq 45^\circ$	
Großkreiswinkel	= $2g$	mit	$0^\circ \leq g \leq 90^\circ$	
Schnittwinkel aus Großkreisbogen und Äquator	= $d$	mit	$-180^\circ \leq d \leq 180^\circ$	

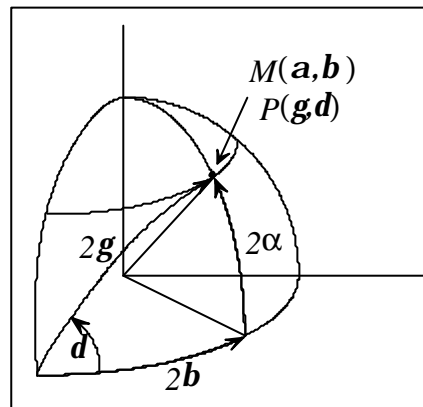


Abbildung 2.12 Polarisationsstatus als Punkt auf der Poincaré-Kugel

Realisiert wird ein Punkt auf der Kugeloberfläche, der entweder von den Winkeln  $a$  und  $b$  abhängt ( $M(a, b)$ ) oder mit den Winkeln  $g$  und  $d$  gebildet wird ( $P(g, d)$ ) (s. Abb. 2.12). Der Winkel  $b$  wird aus dem Achsenverhältnis (AV) der beteiligten Teilwellen abgeleitet und beeinflusst damit den Drehsinn der Welle. Für rechtszirkuläre Polarisation müssen folgende Bedingungen erfüllt sein:

$$AV = \frac{E_2}{E_1} = -1 \quad [2.36]$$

$$b = \tan^{-1}\left(\frac{1}{\pm AV}\right) = -45^\circ$$

$$d = -90^\circ.$$

Zur Klärung der Fragestellung, wieviel Leistung einer Welle von einer bestimmten Antenne empfangen werden kann, wird ein polarisationsabhängiger Leistungsfaktor  $F$  bestimmt. Dieser liegt bei GPS bei  $F \gg 1$  (entspricht 100 % des maximal möglichen Wertes). Er ergibt sich aus der Lagedifferenz der Polarisationszustände von Welle und Antenne auf der Poincaré-Kugel:

$$F = \cos^2 \left( \frac{MM_a}{2} \right) \quad [2.37]$$

mit  $MM_a$  : Winkeldifferenz zwischen den Punkten  $M$  und  $M_a$  auf der Poincaré-Kugel entlang des Großkreises,

$M$  : Polarisationszustand der Welle,

$M_a$  : Polarisationszustand der Antenne.

Bei zirkular polarisierten Wellen liegt die Leistung zu je 50 % auf den beiden beteiligten Teilwellen. Geht also eine Teilwelle z.B. durch Brechung verloren, entspricht dies einem Leistungsverlust von 50 % (etwa 3 dB).

Beugung an Objekten in der Antennenumgebung bewirkt abhängig von den Objektausmaßen und deren Gestaltung und Material Verluste. Diese bewegen sich in der Größenordnung von 0-6 dB. Damit wird die ursprüngliche Signalstärke bis auf etwa 1/4 gedämpft. Größere Verluste sind äußerst selten. Eine Kirchenspitze, ein Schornstein oder ein Strommast werden beispielsweise Verluste von 0-2 dB erzeugen. Nahegelegene Hochhäuser oder Bergrücken können im Einzelfall auch Einflüsse über 6 dB hervorrufen [Shibuya, 1987].

In der GPS-Praxis eingesetzte Antennen besitzen häufig Microstripresonatorelemente [Splitt und Forster, 1992]. Aber auch Helixantennen kommen zum Einsatz. Hier wird oft die Verbindung mit einem Choke-Ring gewählt, da sich in diesem Fall eine starke Absenkung der Empfangscharakteristik bei kleinen Elevationswinkeln erreichen läßt. Dies macht sie zur ersten Wahl in Gebieten mit starken Reflexionen, da Mehrwegeausbreitungseinflüssen entgegenge wirkt werden kann. Es wird zwischen Ein- und Multifrequenzantennen unterschieden. Die Antenne muß im zweiten Fall in der Lage sein, den gleichzeitigen Empfang mehrerer Frequenzen mit möglichst identischen Richtdiagrammen zu ermöglichen. Durch die Beschränkung auf die ersten zwei bis drei anregungsfähigen Grundmoden der Antenne (Mehrmodenerregung) erhält man Richtdiagramme, die einen relativ gleichmäßigen Empfang von Satellitensignalen über den gewünschten Horizontausschnitt gewährleisten.

Beispiele für gemessene Richtcharakteristiken sind in Abbildung 2.13 zu sehen. Deutlich zu erkennen ist zum Einen die schwache Empfangsleistung im unteren Elevationsbereich bis etwa 15° und zum Anderen die starke Dämpfung linkspolarisierter Signale (LHC: Left Hand Circular) gegenüber rechtspolarisierten Signalen die mit bis zu 3-facher Empfangsfeldstärke aufgenommen werden können. Erwünscht ist weiterhin, daß sich keine Nebenkeulen im negativen Elevationsbereich befinden. Damit soll der Empfang von Mehrwegesignalen von unterhalb des Antennenhorizontes vermieden werden. In der Praxis gelingt es vor allem bei Microstripantennen diese Forderung zu erfüllen. Die durch Abbildung 2.13 beschriebene Antenne wurde

zudem auf einer etwa  $2\text{m}^2$  großen Grundplatte montiert, wodurch Einflüsse von unterhalb der Antenne reduziert werden.

Wenn im GPS-Empfänger nur Signale mit einem Mindest-Signal-Rausch-Verhältnis weiterverarbeitet werden, besteht die Möglichkeit, von vornherein LHC-Wellen zu ignorieren. Das Verhalten der Antennen ist dabei stark abhängig von der Elevation der Satelliten.

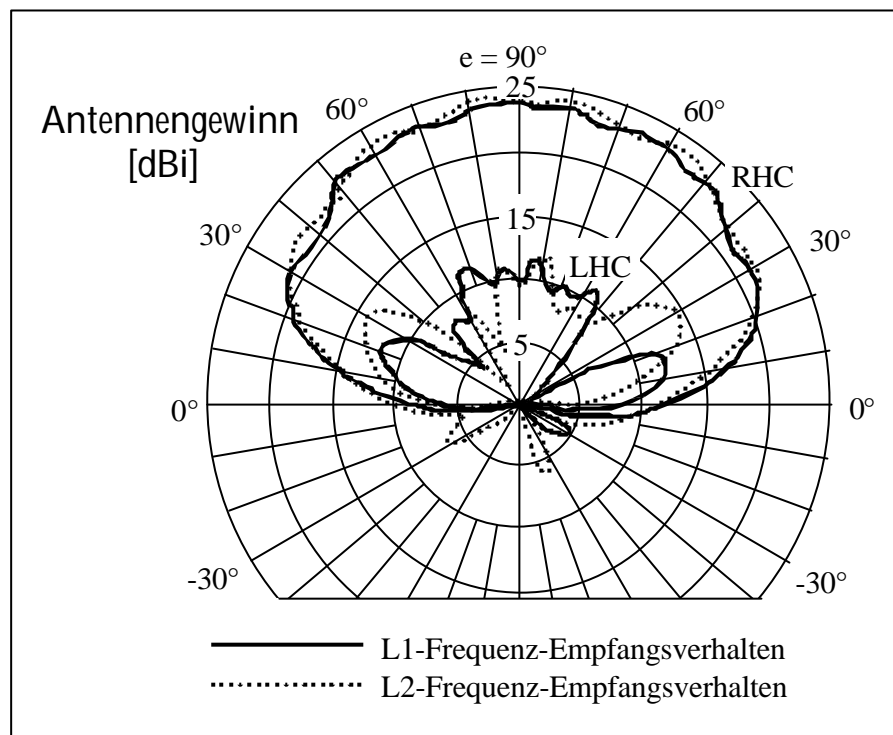


Abbildung 2.13 Richtcharakteristik für eine GPS-Zweifrequenzantenne ohne Berücksichtigung einer möglichen azimutabhängigen Variation (nach [Splitt und Forster, 1992],  $e$ =Elevationswinkel)

Der Sonderfall des reinen LHC-Wellen-Empfangs wird in der Praxis kaum auftreten. Statt dessen findet meist eine Überlagerung des direkten mit einem oder mehreren indirekten Satellitensignalen statt. Hierbei kommt es somit zur Interferenz zwischen RHC- und LHC-Wellen. Dies führt durch den Übergang in lineare (s. Gl. 2.38) oder allgemein elliptische Polarisation zu einem Leistungsverlust des zu verarbeitenden Gesamtsignals:

$$e^{j\omega t} + e^{-j\omega t} = 2\cos(\omega t). \quad [2.38]$$

(Addition zweier zirkularer zu einer linearen Polarisation)

Dabei ist es unerheblich, ob der Reflexionsfaktor positiv oder negativ ist. In beiden Fällen kommt es zur Umkehr der Polarisationsrichtung.

### 2.2.4 Beugung

Der aus der Lichtwellenphysik abgeleitete Effekt der Beugung (Diffraction) tritt auch bei elektromagnetischen Wellen auf. Man versteht darunter eine Änderung der Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Welle, die nicht auf Brechung, Reflexion oder Streuung zurückzuführen ist [v. Ardenne u.a., 1989]. Sie tritt immer dann auf, wenn die Welle in ihrer freien Ausbreitung behindert wird.

Da sich Wellen geradlinig ausbreiten, sollten Hindernisse, die einer freien Ausbreitung der Wellen entgegenstehen, einen scharf begrenzten Schatten ergeben. Weiterhin sollte in jedem Raumpunkt die gleiche Leistungsdichte vorzufinden sein, die dort auch ohne ein Hindernis vorhanden wäre. Es treten jedoch deutliche Abweichungen von diesen Erwartungen auf, wenn die Dimension des Hindernisses bzw. der in ihm vorhandenen Öffnungen nicht mehr groß gegen die Wellenlänge ist. Vielmehr ist es unter diesen Bedingungen möglich, auch im Schattenbereich der Wellenausbreitung Signale zu empfangen (Abb. 2.14). Das direkte Satellitensignal kann nur in den Bereichen A, B und C empfangen werden [s.a. Walker u. Kubik, 1996]. Hierbei ist im Bereich A besonders mit Bodenreflexionen vor und auf dem Sichthindernis zu rechnen. Ähnliches gilt für den Bereich C. Hier werden vor allem Reflexionen am Boden hinter dem Hindernis wirksam. Im Bereich B sind kaum Reflexionen zu erwarten. Einzig unterhalb der Schattengrenze (Bereich D) kann das direkte Signal nicht empfangen werden. Sollten hier Signale die Empfangsantenne erreichen, so ist es sehr wahrscheinlich, daß es sich dann um am Hindernis gebeugte Signale handelt.

Eine mathematisch strenge Beschreibung der Beugung erfordert die Lösung der entsprechenden Wellengleichung mit Randbedingungen, die vom Charakter der Hindernisse abhängig sind [v. Ardenne u.a., 1989].

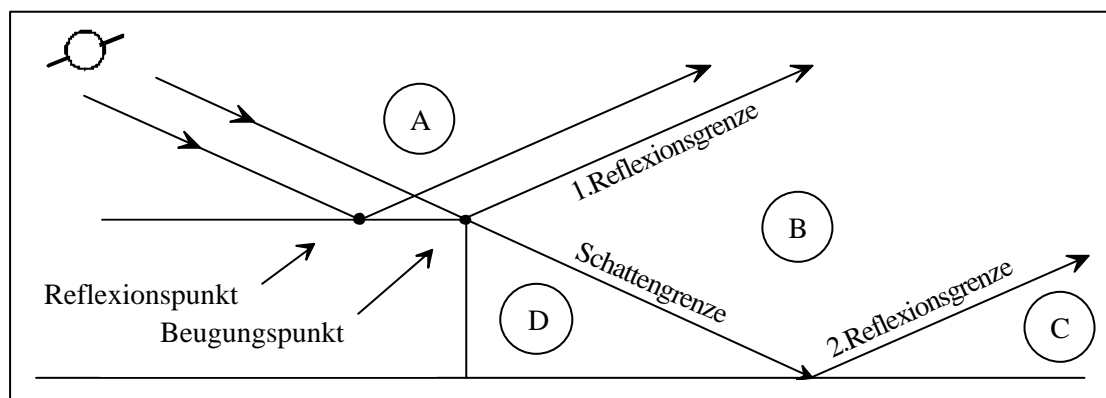


Abbildung 2.14 Reflexions- und Schattengrenzen in der Nähe von Sichthindernissen

Grundlage von Beugungserscheinungen ist das Huygens-Fresnelsche Prinzip. Demnach breiten sich Wellen von ihrem Zentrum in kugelförmigen Wellenfronten aus, wobei jeder Punkt einer Wellenfront wieder Zentrum einer Kugelwelle (bzw. Elementarwelle) ist. Bei ungehinderter Ausbreitung ergibt sich durch die Überlagerung aller Elementarwellen eine neue ebene Welle,

da sich alle seitlichen Anteile durch Interferenz aufheben. Existiert eine Störung in der Wellenausbreitung infolge eines Hindernisses, so ist diese Auslöschung durch Interferenz nicht mehr möglich. Somit kann auch im strahlenoptischen Schattengebiet ein Signal empfangen werden [Borovikov und Kinber, 1994]. Das direkte Signal erreicht die Antenne nicht (Abb. 2.15). Durch die Strahlablenkung in das Schattengebiet hinein verringert sich die Signalstärke bis hin zur völligen Signalauslöschung.

Bedeutung erlangt dieser Effekt, wenn elektromagnetische Wellen auf ihrem Ausbreitungsweg auf Hindernisse jeglicher Art stoßen, z.B. Gebäude, Bäume, Geländeformen usw. Bei GNSS-Messungen ist der Effekt im Gegensatz zum Mobilfunk unerwünscht, da es unweigerlich zu Fehlmessungen und entsprechenden Genauigkeitsverlust kommen kann. Bei der Beugung wird zwischen Fraunhoferscher und Fresnelscher Beugung unterschieden [Born und Wolf, 1993]. Fraunhofersche Beugung ist die Beugung ebener Wellen. Bei der Fresnelschen Beugung kann die Krümmung der Wellenfront der einfallenden und der gebeugten Welle nicht vernachlässigt werden.

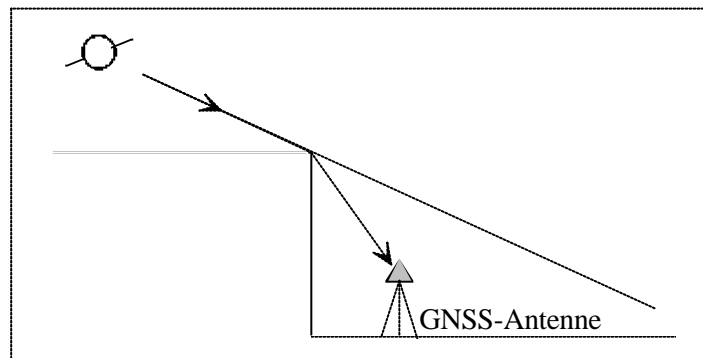


Abbildung 2.15 Strahlablenkung infolge Beugung in den Schattenbereich eines Hindernisses

Da die Beugung wellenlängenabhängig auftritt, erfolgt die Ablenkung der ursprünglichen Welle proportional der Wellenlänge [v. Ardenne u.a., 1989]. Aufgrund der großen Entfernung vom Satellit zum Hindernis handelt es sich bei GNSS um die Fraunhofersche Beugung.

Zwei Theorien zur Beugung stehen zur Verfügung. Zum Einen ist dies die Geometrische Beugungstheorie (Geometrical Theory of Diffraction, *GTD*) und zum Anderen die Allgemeine Beugungstheorie (Uniform Theory of Diffraction, *UTD*) [McNamara u.a., 1990]. Bei der *GTD* werden Beugung und Reflexion getrennt als lokale Phänomene behandelt. Voraussetzung dafür ist ein ausreichend großer Abstand zwischen Beugungs- und Reflexionspunkt (s. Abb. 2.14) von etwa einer Wellenlänge. Bei Annäherung des Reflexionspunktes an den Beugungspunkt sind beide Effekte infolge der gegenseitigen Beeinflussung durch die auf der Oberfläche induzierten Ströme nicht mehr getrennt behandelbar. An der Reflexions- und der Schattengrenze fallen Reflexions- und Beugungspunkt zusammen. In der Nähe dieser Übergangszonen ist eine Berechnung mittels der *GTD* nicht mehr möglich, da der Beugungskoeffizient singulär wird. Durch Übergangsfunktionen der *UTD* werden diese Singularitäten aufgehoben.

Bei Beugung an Dachkanten oder Hausecken kann die Polarisierung verändert werden. Die orthogonalen Komponenten der zirkularen Polarisierung werden dabei unterschiedlich beeinflusst. Für den Fall einer leitenden Objektkante soll der Beugungskoeffizient  $G^\pm$  der GTD angegeben werden [Siwiak, 1995] (s.a. Abb. 2.16):

$$G^\pm = \frac{e^{-jp \frac{l}{4 \sin(\frac{l}{F_n})}}}{\frac{F_n}{p} \sqrt{2pk}} \left[ \begin{array}{c} \frac{l}{\cos(p^2 \frac{l}{F_n}) - \cos[p(F-F') \frac{l}{F_n}]}^\pm \\ \pm \frac{l}{\cos(p^2 \frac{l}{F_n}) - \cos[p(F+F') \frac{l}{F_n}]} \end{array} \right] \quad [2.39]$$

mit  $k$  : Wellenzahl,  
 $F'$  : Beugungswinkel,  
 $F$  : Einfallswinkel,  
 $F_n$  : Kanten-Außenwinkel.

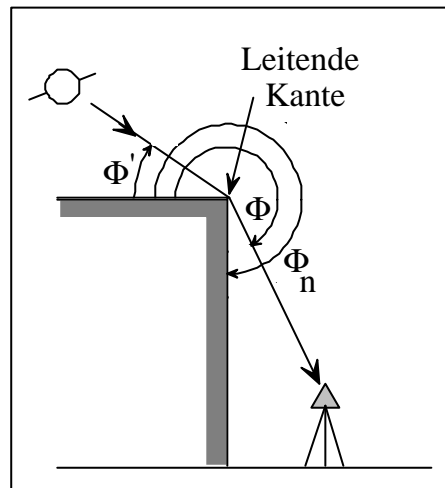


Abbildung 2.16 Geometrische Verhältnisse bei Beugung an einer leitenden Kante

Das vor dem unteren Klammerausdruck stehende Vorzeichen ( $\pm$ ) ist folgendermaßen zu interpretieren. Das '+' steht für eine Polarisierung parallel zur Einfallsebene, das '-' für eine Polarisierung rechtwinklig zur Einfallsebene. Die Kante verläuft ebenfalls senkrecht zur Einfallsebene. Der Beugungskoeffizient  $G^\pm$  ist damit abhängig vom Polarisationszustand im Beugungspunkt.

Abhängig von der Wellenlänge der Signale und der Größe der Sichthindernisse wirkt sich auch der Einfluß der Beugung aus. Dabei gilt folgende Faustregel für GNSS-Signale: Weist das Hindernis eine deutlich größere Breite  $d$  als  $\sim 25$  cm auf, so ist auch mit starken Beugungseffekten zu rechnen ( $d > \lambda$ ). Liegt die Hindernisgröße im Bereich von etwa 20-25 cm, dann nimmt der Beugungseffekt schnell mit der Entfernung vom Hindernis ab ( $d \gg \lambda$ ). Bei kleineren Hindernissen tritt im wesentlichen Streuung auf ( $d < \lambda$ ) [Dobrinski u.a., 1996]. Der Beugungseffekt hängt ebenfalls vom Krümmungsradius des Hindernisses ab.



### 2.2.5 Interferenz

Die Mindestwerte der Empfangsleistung an der Erdoberfläche liegen für GPS bei etwa  $-160\text{ dBW}$  ( $1 \cdot 10^{-16}\text{ W}$ ) (s.a. Tab. 2.3). Das entspricht bei einem Eingangswiderstand des Empfangssystems von  $75\ \Omega$  einer Spannung von rund  $0,1\ \mu\text{V}$  [Mansfeld. 1998]. Daraus wird ersichtlich, daß bereits bei kleinen Feldstärken hochfrequenter Störsignale Interferenzen mit den Satellitensignalen entstehen können, die im Extremfall zur Unmöglichkeit des Signalempfangs führen können. Zu Interferenzen führen häufig Harmonische der von Funkdiensten ausgestrahlten Frequenzen und Kombinationsfrequenzen, die mit dem L-Band zusammenfallen. Aber auch die Satellitensignale selbst können nach Reflexionen an Objekten in der Umgebung der Empfangsantenne zu Interferenzen führen. Dabei entstehen die unerwünschten Mehrwegeeffekte.

Überlagern sich die Felder fortschreitender elektromagnetischer Wellen, so kann eine gegenseitige örtliche oder zeitliche Verstärkung oder Abschwächung auftreten. Haben die Wellen etwa gleiche Frequenz und stammen noch dazu aus der selben Quelle, ergibt sich ein zeitlich konstantes Interferenzfeld mit Bereichen der Abschwächung und Bereichen der Addition beider Wellen. Dabei sind alle Fälle von der völligen Auslöschung bis zum doppelten Feldstärkewert möglich [Käs und Pauli, 1991].

Die Intensität  $I$  einer Welle ist das Zeitmittel ihres Energiestromes senkrecht zur betrachteten Fläche und proportional zum Betragsquadrat der Feldstärke  $E$  [v. Ardenne u.a., 1989]:

$$I = |E|^2. \quad [2.40]$$

Überlagert sich dieser Welle  $E_1$  eine zweite, gleichartige Welle  $E_2$ , erhält man die Intensität  $I$ :

$$I = |E_1 + E_2|^2 = I_1 + I_2 + 2 \cdot \sqrt{I_1 + I_2} \cdot \cos(\mathbf{j}_{01} - \mathbf{j}_{02}). \quad [2.41]$$

Daraus ist zu schlußfolgern, daß die sich ergebende Gesamtintensität nicht einfach die Summe der Einzelintensitäten darstellt, sondern je nach der relativen Phasenlage der beiden Wellen vergrößert oder verkleinert wird. Maximale Intensität ergibt sich für die Phasendifferenz  $\mathbf{j}_1 - \mathbf{j}_2 = 2k\mathbf{p}$ , minimale für  $\mathbf{j}_1 - \mathbf{j}_2 = (2k+1)\mathbf{p}$ , mit  $k=0,1,2,\dots$ .

Im soeben betrachteten Fall ist die Intensität der resultierenden Welle ortsunabhängig, da die Wellen parallel laufen. Interferenz tritt sehr häufig bei Mehrwegeausbreitung der GNSS-Signale auf. Hierbei sind jedoch die Ausbreitungsrichtungen von direktem und indirektem Signal unterschiedlich. Die Leistungsdichtevektoren der interferierenden Wellen schließen einen Raumwinkel  $\mathbf{F}$  ein (Abb. 2.17). Für die Intensität erhält man folgenden Ausdruck bei Annahme der Ausbreitung zweier Wellen in der  $x$ - $z$ -Ebene:

$$I(x,z) = I_1 + I_2 + 2 \cdot \sqrt{I_1 + I_2} \cdot \cos \left[ \frac{2\mathbf{p}}{I} (x \cdot \sin \mathbf{F} + z \cdot \cos \mathbf{F}) + \mathbf{j}_{02} - \mathbf{j}_{01} \right]. \quad [2.42]$$

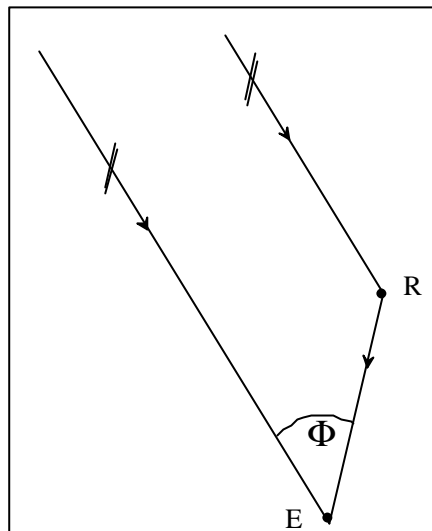


Abbildung 2.17 Interferenz elektromagnetischer Wellen am Empfangspunkt E

Diese Werte ergeben sich für ebene Wellen. Zirkular polarisierte Wellen erzeugen deutlich kompliziertere Interferenzmuster. Zur Interferenz tragen jeweils nur die zueinander parallel verlaufenden Komponenten der Polarisation bei. Die Interferenzerscheinung ist nur dann zeitlich stabil, wenn sich an der Satelliten-Reflektor-Empfänger-Geometrie nichts ändert. Das träfe evt. für geostationäre Satelliten zu. Im Allgemeinen führt jedoch die permanente Änderung der relativen Phasenlage, Frequenz oder Amplitude zum Verlust der Korrelation zwischen beiden Wellen. Um den Gesamtleistungsfluß zu bestimmen, ist die Phasenlage der Feldstärken zueinander zu berücksichtigen. Dabei kann sich ein mehr oder weniger komplizierter mathematischer Zusammenhang ergeben [Käs und Pauli, 1991]. Senkrecht zueinander polarisierte Wellen interferieren nicht miteinander [v. Ardenne u.a., 1989]. Durch Mehrwegeausbreitung entstehende Wellen sind den direkten Wellen kongruent, da sie aus der selben Quelle stammen. Damit ergeben sich Interferenzfelder mit Orten der Schwächung (bis zur Auslöschung) und Orten der Verstärkung (Addition bis zum doppelten Feldstärkewert).

Ein Beispiel für eine Störquelle beim GPS-Empfang durch einen Amateurfunkumsetzer (Digipeater) gibt Abbildung 2.18 wieder [Wildt und Wanninger, 1998]. Die Darstellungen wurden über den Vergleich möglicher Meßwerte (=100%) zu tatsächlich vorhandenen Meßwerten in Kombination mit Navigationsinformationen gewonnen. Deutlich erkennbar ist der Einfluß eines in der Nähe der L2-Frequenz arbeitenden Amateurfunkumsetzers. Diese ist deshalb besonders stark betroffen. Die zeitgleiche Messung mit anderer Empfänger-Hardware beweist die mögliche Resistenz gegenüber diesen Störern.

Zu den bedeutenden Störern für GPS/GLONASS gehören wegen ihrer hohen Sendeleistung TV-Sender bzw. deren zweite Harmonische [Mansfeld, 1998] und Funkanlagen für den Flughafenbetrieb.

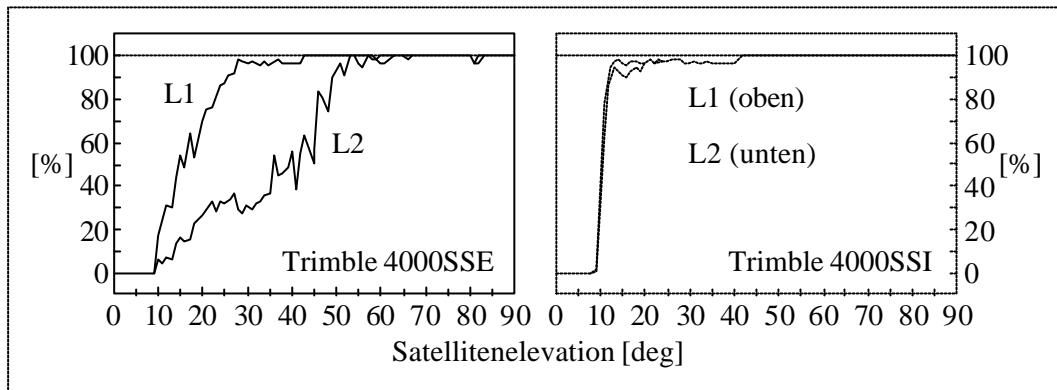


Abbildung 2.18 Datenvollständigkeit zweier in unmittelbarer Nachbarschaft messender GPS-Empfänger mit unterschiedlicher Empfangstechnik; besonders im unteren Elevationsbereich sind Störer wirksam (Elevationsmaske  $10^\circ$ )

### 2.2.6 Absorption (Ausbreitungsdämpfung)

Die bisherigen Betrachtungen über Wellen galten speziell für verlustfreie Ausbreitungsmedien. In Wirklichkeit wird jedoch ein Teil der Energie der sich ausbreitenden Welle unter bestimmten Bedingungen im Ausbreitungsmedium absorbiert. Die daraus resultierenden Energieverluste werden auch als Ausbreitungsdämpfung bezeichnet [Mansfeld, 1998]. Elektromagnetische Wellen erleiden dabei Energieverluste in magnetisierbaren Medien durch Hysterese, in elektrisch polarisierbaren durch dielektrische Verluste und in leitfähigen durch Joulesche Wärme. Sie breiten sich nur im Vakuum verlustfrei aus [Dobrinski u.a., 1996]. Die Ausbreitungsdämpfung  $a$  ist das Verhältnis der hochfrequenten Leistung am Eingang des Übertragungsweges  $P_1$  zu der Leistung  $P_2$  am Ausgang des Übertragungsweges. Sie wird folgendermaßen gebildet:

$$a = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}. \quad [2.43]$$

Bei gegebenem Dämpfungsverhältnis  $a$  in dB ergibt sich das Leistungsverhältnis zu

$$\frac{P_1}{P_2} = 10^{0.1 \cdot a}. \quad [2.44]$$

Absorptionen entstehen durch:

- endliche Leitfähigkeit des Erdbodens
- dielektrische Verluste in Niederschlagspartikeln
- molekulare Resonanzabsorption

Die Absorption durch den Erdboden ist für GNSS-Wellen kaum von Bedeutung. Das bedeutet, daß am Boden reflektierte Wellen kaum an Energie infolge der Reflexion verlieren. Absorption durch Niederschlagspartikel wie Regentropfen, Eiskristalle und Nebeltröpfchen und die für GNSS-Wellen ebenfalls unbedeutende Resonanzabsorption ergeben zusammen die

atmosphärische Dämpfung. Diese ist jedoch aufgrund der räumlichen Nähe der Reflektoren sehr gering. Durch die Änderung der Leitfähigkeit der Reflektoren ergibt sich aber ein anderes Reflexionsverhalten. Dies ist der eigentliche Witterungseinfluß bezüglich Mehrwegeausbreitung.

## 2.3 Signalstärke-Verhältnisse

Die Leistungsfähigkeit eines Übertragungskanals wird im Allgemeinen beeinflusst durch die Faktoren Senderleistung, Antennengewinn, Inneres und Äußeres Rauschen, Übertragungsverluste, Abschattung, Mehrwegeausbreitung und Interferenz mit Fremdsignalen [Van Nee, 1995]. Ebenso spielen die Länge des Übertragungskanals und das gewählte Übertragungsverfahren eine entscheidende Rolle. Die ersten vier Faktoren bestimmen das im Folgenden näher definierte Signal-Rausch-Verhältnis im Empfänger. Dieses Verhältnis hängt weiterhin von den Abschattungs- und Ausbreitungsbedingungen ab. Es kommt im Falle der Mehrwegeausbreitung zu einer Selbst-Interferenz, da sich hier dem direkten Signal mindestens ein aus derselben Quelle stammendes Signal überlagert, welches sich in Phase und Amplitude von diesem unterscheiden kann. Eine Addition dieser Signale bewirkt nun eine mit der Zeit variierende Amplitude und Phase, die zu einer Einschränkung der Leistungsfähigkeit des Systems führen kann.

Für Satellitenbeobachtungen existieren verschiedene relevante Quotienten. Dazu zählen das Signal-Rausch-Verhältnis  $SNR$  (engl.: Signal-Noise-Ratio) und der  $SMR$ -Parameter (engl.: Signal-Multipath-Ratio).

Das Signal-Rausch-Verhältnis  $SNR$  setzt sich zusammen aus dem an der Antenne wirkenden Störabstand zwischen empfangener Signalleistung und Rauschleistung. Dieser ist maßgeblich für das Empfangsverhalten einer Antennen-Empfänger-Kombination und deren Meßgenauigkeit. Er beschreibt das Verhältnis der Amplitude des im Empfänger wiederhergestellten Trägersignals zur Rauschleistung [Axelrad u.a., 1994]. Moderne Empfänger arbeiten dabei nach folgendem Muster. Nach dem Konvertieren des mit dem C/A- und P-Code modulierten Trägersignals in eine Zwischenfrequenz und dem Erzeugen der Komponenten In-Phase und Quadratur-Phase wird das empfangene Signal mit der im Empfänger erzeugten Kopie überlagert. In der Koderegelschleife (DLL=Delay Lock Loop) werden drei Korrelationsergebnisse erzielt: der frühe, der pünktliche und der späte Wert [Spilker, 1996]. Als Zeitbezug dient der pünktliche Wert. Beeinflusst wird das Korrelationsergebnis und damit auch das  $SNR$  von der Korrelatorleistungsfähigkeit, der Antennenempfangscharakteristik und Mehrwegeeffekten. Leider differieren die Werte von Hersteller zu Hersteller, da hier noch kein einheitlicher Standard geschaffen wurde.

Vom  $SNR$ -Wert unterschieden wird der  $CNR$ -Wert (engl.: Carrier-Noise-Ratio). Dieser entspricht dem Signal-Rausch-Verhältnis der erzeugten Zwischenfrequenz im Empfangssystem [Shibuya, 1987]. Er unterscheidet sich vom  $SNR$ -Wert der demodulierten GPS-Signale. Aus beiden Werten läßt sich eine Verhältniszahl  $V$  bilden:

$$V = \frac{SNR}{CNR}. \quad [2.45]$$

Die Verhältniszahl  $V$  nennt man auch Verstärkungsfaktor. Sie ist abhängig vom Modulationsverfahren und den Betriebsbedingungen. Der Rauschanteil des  $SNR$  entspricht dabei nicht dem Anteil des  $CNR$  obwohl dafür dasselbe Symbol  $N$  Verwendung findet. Für Vergleichszwecke gibt man den  $CNR$ -Wert mit dem Index 0 an. Damit wird das Verhältnis von Trägerphasenleistung zu Rauschleistung bei einer Bandbreite von 1 Hz beschrieben. Die minimalen Trägerleistungen der empfangenen Signale an der Erdoberfläche sind für GPS nach [ICD-GPS-200C, 1997] folgend definiert (niedrige Elevationswinkel):

	Signalstärke L1	Signalstärke L2
C/A-Code	-160,0 dBW = SC1	-166,0 dBW = SC2
P-Code	-163,0 dBW = SP1	-166,0 dBW = SP2

Tabelle 2.3 Minimale Empfangssignalstärke für GPS an der Erdoberfläche

Die Werte für GLONASS liegen etwas darüber. Hier soll die minimale Empfangssignalstärke nicht unter  $-161,0$  dBW liegen und sie kann Werte bis zu  $-155,2$  dBW erreichen [ICD-GLO-NASS, 1994].

Das Signal-Rausch-Verhältnis ist abhängig vom Elevationswinkel der zu empfangenden Satelliten. Je nach Wert dieses Winkels kommt es zu einer mehr oder weniger starken Beeinflussung. Dabei gilt grundsätzlich, daß tiefstehende Satelliten infolge der größeren Entfernung und damit stärker wirkenden Freiraumdämpfung deutlich geringere  $SNR$ -Werte aufweisen. Die Freiraumdämpfung  $L_{Fr}$  setzt sich zusammen aus dem Übertragungsdämpfungsmaß des Freiraumes  $L_0$  und dem Ausbreitungsdämpfungsmaß durch Einflüsse der Umgebung und der Atmosphäre  $L_A$ :

$$L_{Fr} = L_0 + L_A. \quad [2.46]$$

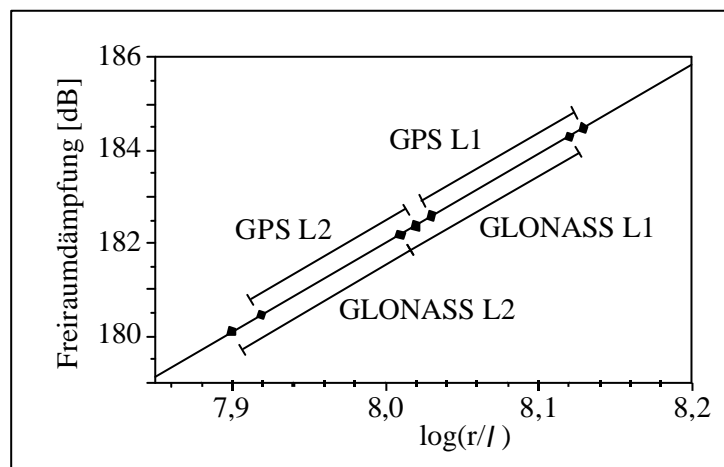


Abbildung 2.19 Werte der Freiraumdämpfung für GPS- und GLONASS- Satelliten

Die Freiraumdämpfung entsteht nicht als Verlustleistung an bestimmten Objekten, sondern infolge der mit dem Entfernungsquadrat abnehmenden Leistungsflußdichte. Diese Dämpfung entsteht für elektromagnetische Wellen durch den Ausbreitungsvorgang in verlustbehafteten Medien im Gegensatz zur Ausbreitung im Vakuum. Für GPS- und GLONASS-Signale können die Werte aus Abbildung 2.19 entnommen werden.

Im allgemeinen Fall wird  $L_A > 0$  sein. Kommt es jedoch zu Reflexionen, Beugungen oder Brechungen, so ist auch der Fall  $L_A < 0$  möglich, was zu einem erhöhten Signalpegel an der Empfangsantenne führt. In der Bestimmungsgleichung für  $L_{Fr}$  ist der antennenspezifische Gewinn nicht enthalten [Hickmann, 1997].

$$L_{Fr} = 20 \cdot \lg \left( \frac{4 \cdot \mathbf{p} \cdot r \cdot f}{c_0} \right) = 20 \cdot \lg \left( \frac{4 \cdot \mathbf{p} \cdot r}{\mathbf{I}} \right) \quad [2.47]$$

mit  $r$  : Entfernung vom Satellit zur Antenne,  
 $f$  : Sendefrequenz,  
 $c_0$  : Lichtgeschwindigkeit im Vakuum,  
 $\mathbf{I}$  : Wellenlänge des Sendesignals.

Für die einzelnen Signale und Frequenzen sind die Schwankungsbreiten abhängig von der jeweiligen Elevation angegeben. Ein typisches Beispiel für den Verlauf der  $SNR$ -Werte eines vollständigen Satellitendurchganges zeigt Abb. 2.20. Treten keine Empfangsstörungen auf und ist der Mehrwegeeinfluss gering, so zeigt sich bis zu einem Elevationswinkel von etwa  $60^\circ$  eine nahezu lineare Abhängigkeit zwischen Elevationswinkel und den  $SNR$ -Werten. Ab etwa  $60^\circ$  steigen die  $SNR$ -Werte nicht mehr an.

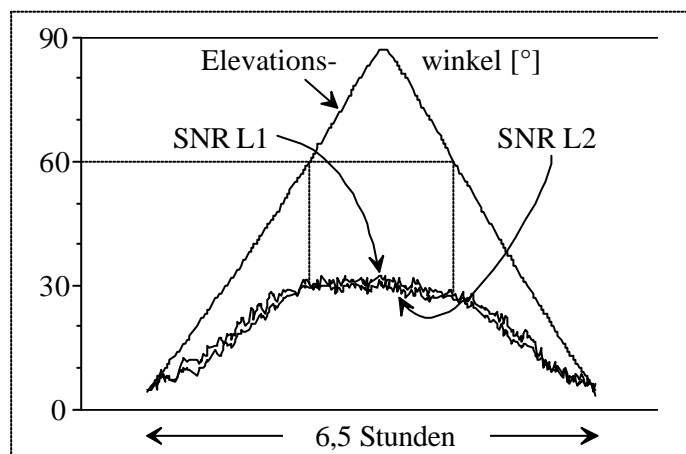


Abbildung 2.20 GPS- $SNR$ -Werte (in empfängerspezifischen Einheiten) abhängig vom Elevationswinkel (Trimble 4000SSI-Empfänger + Microcenter-Antenne)

Infolge des geringeren Signalpegels auf der zweiten Frequenz ergeben sich leicht niedrigere  $SNR$ -L2-Werte. Der Unterschied zwischen den einzelnen Frequenzen kann jedoch im Einzelfall größer sein. Generell gilt, daß ein höherer  $SNR$ -Wert ein besseres Empfangsverhalten ermöglicht. Problematisch sind diese Trimble-Werte dahingehend, daß offensichtlich ab einem

bestimmten Elevationswinkel die *SNR*-Werte nicht mehr ansteigen sollen und damit eine vorgegebene Grenze von etwa 30 nicht überschreiten. Willkürliche Festlegungen sind auch bei anderen Herstellern zu beobachten. Nur selten werden die als Beiprodukt anfallenden Meßwerte original wiedergegeben.

Die Größe der *SNR*-Werte und deren Relativveränderung sind stark abhängig von der jeweiligen Antennen-Empfänger-Kombination. Die in der Abbildung 2.20 dargestellten Werte entstammen Trimble-4000SSI-Empfängern in Verbindung mit einer Microcentered-Antenne mit Radome. Nach Herstellerangaben sind dafür folgende Werte zu erwarten [Trimble Navigation, 1994]. Demnach weist ein Satellit bei einem Elevationswinkel von 30° typische *SNR*-Werte zwischen 12 und 20 auf. Ein Wert über 20 gilt als sehr gut, ein Wert unter 6 wird sicher eine unbefriedigende Datenqualität aufweisen. Grundsätzlich gilt, daß gute *SNR*-Werte einen positiven Einfluß auf die Leistungsfähigkeit der GNSS-Empfänger bei schnellen statischen und bei kinematischen Anwendungen ausüben [Leick, 1995]. In praktischen Tests zur Untersuchung der Leistungsfähigkeit von Empfängern wurde festgestellt, daß die *SNR*-Werte direkt von der Integrationszeit abhängen, also der Zeit, die der Empfänger benötigt, um das eintreffende Signal zu verarbeiten [Nolan u.a., 1992]. Hat z.B. ein Empfänger den 10-fachen *SNR*-Wert eines anderen Empfängers, so braucht er nur 1/10 der Zeit, um das gleiche Rauschniveau der Beobachtungen zu erhalten. Die Integrationszeit ist aus zwei Gründen von Bedeutung:

1. Empfänger mit langer Integrationszeit bereiten durch die Trägerphasenstützung der Coderegelschleife (DLL) größere Probleme beim Empfang während sich schnell ändernder Ionosphäre. Fehler entstehen vor allem durch die dann besondere Anfälligkeit der L2-Trägerphasenregelschleife.
2. Die Zeit, die der Empfänger für die Akquise eines neuen Satellitensignals oder nach einer Phasenunterbrechung benötigt, ist der Integrationszeit direkt proportional. Je nach Empfänger schwankt diese Zeit zwischen einigen wenigen und 100 und mehr Sekunden.

Je nach verwendeter Coderekonstruktionstechnik ergibt sich eine Reduzierung der *SNR*-Werte (s. Tab. 2.4) [Hofmann-Wellenhof u.a., 1994]. Das hat Einfluß auf das Überlagerungsergebnis mit indirekten Signalen infolge Mehrwegeausbreitung.

Rekonstruktionstechnik		<i>SNR</i> -Reduzierung
Quadrierung	( $\frac{1}{2}$ L2)	-30 dB
Kreuzkorrelation	(Y2-Y1)	-27 dB
Codekorrelation + Quadrierung	(Y2, $\frac{1}{2}$ L2)	-17 dB
Z-Tracking <sup>TM</sup>	(Y1 & Y2)	-14 dB

Tabelle 2.4 Reduzierung der Signalstärke durch die jeweils angewandte Code-Rekonstruktionstechnik im Vergleich mit originaler P-Code-Korrelation

Die angegebenen Werte beschreiben die Verringerung der Signalstärke im Vergleich zur Codekorrelationstechnik mittels bekanntem P-Code. Dabei ist zu beachten, daß eine Verring-

erung um 3dB einer Abschwächung der Signalstärke um den Faktor 2 entspricht. Deutlich erkennbar ist der große Vorteil der quasi-codefreien Z-Tracking-Technik [Ashjaee und Lorenz, 1992]. Für Codemessungen liegt das Meßrauschen bei modernen Geräten in der Größenordnung weniger Dezimeter. Phasenmessungen weisen i.A. ein Rauschen von etwa 1-2 mm auf (0,1 rad RMS).

Auf die vom Empfänger bestimmten *SNR*-Werte wirken während der Messung verschiedene Einflußfaktoren ein. Die wichtigsten sind dabei [Wanninger u.a., 2000]:

- die Satellitenelevation aufgrund der Empfangseigenschaften der Antenne und des längeren Signalweges. Je tiefer der Satellit steht, desto geringer wird der *SNR*-Wert;
- Mehrwegeeffekte, die zu *SNR*-Fluktuationen mit relativ geringen Verlusten führen;
- Beugungseffekte, die zu starken Verlusten führen können;
- Elektromagnetische Störungen mit teilweise so starken Einflüssen, daß eine Weiterverarbeitung des Satellitensignals unmöglich wird. Hiervon sind oft die Signale auf der 2. Frequenz betroffen [Butsch, 1997];
- Kleinräumige ionosphärische Störungen (besonders Äquatorregion) führen zu Fluktuationen. Im Extremfall ist ebenfalls der Verlust der Phasenbeziehung möglich;
- Fehler bei der Bestimmung der *SNR* im Empfänger
- Verringerte Sendeleistung des Satelliten

Zusätzlich zum *SNR* wurde eine weitere Verhältniszahl entwickelt, der *SMR*-Parameter. Dieser unterliegt im Falle diffuser Reflexion (Überlagerung des direkten Signals mit einem Rayleigh-verteilten Mehrwegesignal) einer Rice-Verteilung [Beckmann u. Spizzichino, 1987]. Er beschreibt das Verhältnis der Signalamplitude des direkten Signals  $S_d$  zur Signalamplitude des Mehrwegesignals  $S_i$  und damit den Grad der Dämpfung des Mehrwegesignals [Rodgers, 1992]. Der Index  $i$  wurde verwendet, um zu unterstreichen, daß sich im allgemeinen Fall mehrere Mehrwegesignale dem direkten Signal überlagern.

$$S_d = S_s - V_a(e) - V_k(e, \mathbf{e}_r) + G(e) \quad [2.48]$$

$$S_i = S_s - V_a(e) - V_r(e, \mathbf{e}_r) - V_k(e, \mathbf{e}_r) + G(e) \quad [2.49]$$

mit  $S_s$  : Ausgesendetes Signal,  
 $V_a$  : Atmosphärische Verluste durch Freiraumdämpfung,  
 $V_k$  : Kopplungsverluste in der Empfangseinheit durch ungleiche Polarisationszustände,  
 $V_r$  : Verluste durch Reflexion,  
 $e$  : Elevationswinkel,  
 $\mathbf{e}_r$  : Relative Permittivität der Reflektoroberfläche.

Daraus ergibt sich dann nach [Van Nee, 1995] der *SMR*-Parameter

$$SMR = \left( \frac{S_d}{S_i} \right)^2 \quad (SMR \geq 1) \quad [2.50]$$



Je nach Intensität und Erscheinungsform der Mehrwegeausbreitung ergeben sich unterschiedliche *SMR*-Parameter. Je größer der *SMR*-Parameter, desto schwächer ist das Mehrwegesignal im Vergleich zum direkten Signal. Die größten Probleme verursacht demzufolge ein *SMR*-Wert von 1, da hierbei beide Signale die gleiche Amplitude aufweisen. Wie später noch detailliert ausgeführt wird, entsteht der Mehrwegefehler durch Überlagerung des direkten Signals mit mindestens einem indirekten Signal. Dabei kommt es infolge der permanenten Änderung der Geometrie Satellit-Reflektor-Antenne zu einer ebenfalls ständigen Variation der Phasenverschiebung zwischen den beteiligten Signalen.

In der Abbildung 2.21 sind die Beziehungen zwischen Trägerphasenfehlern und *SMR*-Werten in Abhängigkeit von der Phasenverschiebung angegeben. Der Begriff der Chiplänge entstammt dem bei GPS angewandten Verfahren der spektralen Spreizung (Codemultiplex). Die Chipdauer widerspiegelt die kleinste Rechteckbreite des pseudozufälligen Rechtecksignals [Kammeyer, 1996]. Mehrwegesignale mit relativ geringer Phasenverschiebung zum direkten Signal rufen die größten Trägerphasenfehler hervor da diese Signale durch den Korrelationsvorgang kaum in ihrer Intensität abgeschwächt werden. Dieses Verhalten wird um so deutlicher, je kleiner die *SMR*-Werte ausfallen. Die Angaben in der Abbildung gelten dabei nicht für niedrige *SMR*-Werte in Verbindung mit einem großen Abstand (z.B.  $d=1$ ) zwischen frühem und spätem Code aus der Coderegelschleife DLL (early-late-spacing), da diese Werte nur unter der Annahme eines verschwindend geringen Einflusses der DLL-Fehler auf die Trägerphasenfehler gültig sind.

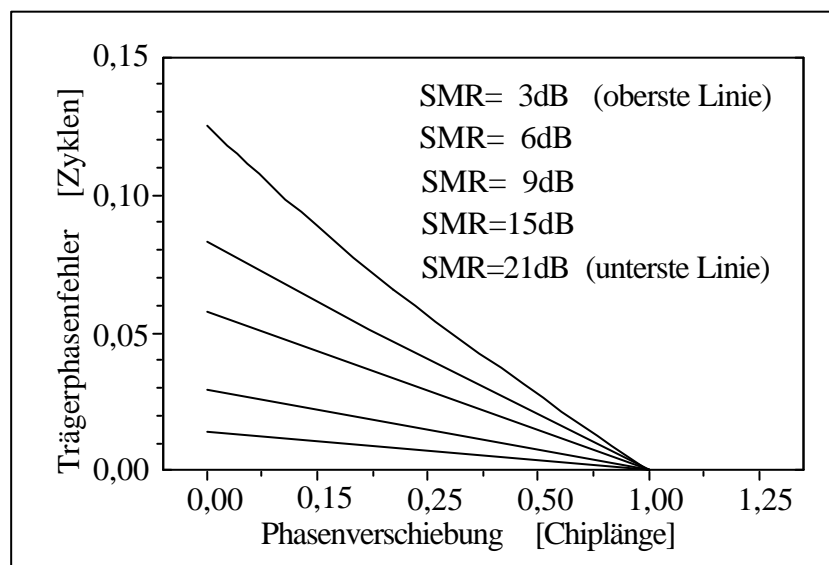


Abbildung 2.21 Amplitude der Trägerphasenfehler bei unterschiedlichen *SMR*-Werten [Van Nee, 1995]

Die Trägerphasenfehler sind in Einheiten der Wellenlänge angegeben. Um metrische Werte zu erhalten, müssen diese noch mit der Wellenlänge des jeweiligen Signals multipliziert werden.

Variiert der Abstand zwischen frühem und spätem Code aus der Coderegelschleife, so ändert sich ebenfalls der *SMR*-Wert. Für einen Abstand von  $d=1,0$  Chip ergeben sich bei gleichem Trägerphasenfehler niedrigere *SMR*-Werte als bei einem Abstand von  $d=0,1$  Chip. Anders ausgedrückt rufen bei  $d=1,0$  Chip schwächere Mehrwegeeinflüsse die gleichen Fehler hervor wie bei  $d=0,1$  Chip stärkere Mehrwegeeinflüsse. Die Mehrwegefehler aus der Coderegelschleife üben bei  $d=0,1$  Chip einen geringeren Einfluß auf die Mehrwegefehler der Phasenregelschleife aus. Die Verwendung eines geringen Korrelatorabstandes wirkt sich somit günstig auf die Resistenz der DLL gegenüber Mehrwegeeinflüssen aus. Durch den Korrelationsvorgang (mit der Korrelationsfunktion  $R$ ) werden die Leistungen der Mehrwegesignale um den Faktor  $[R(\mathbf{t}_m - \mathbf{t}_0)]^2$  (mit  $\mathbf{t}_m, \mathbf{t}_0$  als Verschiebebeträge der mehrwegebehafteten und des direkten Signals) verkleinert [Van Nee, 1995].

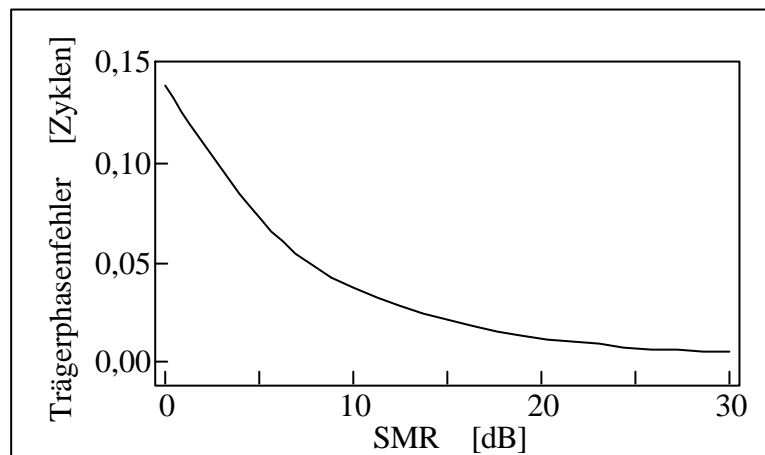


Abbildung 2.22 Standardabweichung der Trägerphasenfehler bei Vorhandensein von Rayleigh-Mehrwegesignalen [Van Nee, 1995]

Für kleine *SMR*-Werte werden die Phasenfehler bei Auftreten von Rayleigh-Mehrwegesignalen (Streustrahlung) etwas größer als die Standardabweichungen im Falle gerichteter Reflexionen ausfallen, da die Amplitude der Streustrahlungsmehrwegesignale zeitvariant ist (Abb. 2.22). Steigt der Phasenfehler überproportional im Vergleich zu einer Erhöhung der Amplitude an, so wird dieser Fehler größere Werte erreichen als bei einer spiegelnden Reflexion mit konstanter Amplitude. Für große *SMR*-Werte von 10 dB und mehr ergeben sich Phasenfehler, die sich proportional zur Mehrwegeamplitude verhalten. Die in Abb. 2.22 dargestellte Kurve gibt die Obergrenze für Phasenfehler unabhängig vom Typ der Mehrwegeausbreitung (spiegelnd oder diffus) und von der Wellenlänge der Signale wieder. Diese Obergrenze wird von *SMR*-Werten über 10 dB (also weniger starke Mehrwegesignale) und Mehrwegeverschiebungen, die klein bezüglich der Chipdauer ausfallen, kaum überschritten.

## 2.4 Doppler-Effekt

Satellitensignale sind aufgrund der ständigen Änderung der Geometrie Satellit-Reflektor-Antenne dem Doppler-Effekt unterworfen. Unter dem Doppler-Effekt versteht man die Beeinflussung der Frequenz von Wellen eines Senders durch eine Relativbewegung von Quelle

und Empfänger. Dabei kommt es zu einer Frequenzzunahme bei relativer Annäherung und zu einer Frequenzabnahme bei relativer Entfernung von Quelle und Empfänger (s.a. [Hickmann, 1997] und [Mansfeld, 1998]).

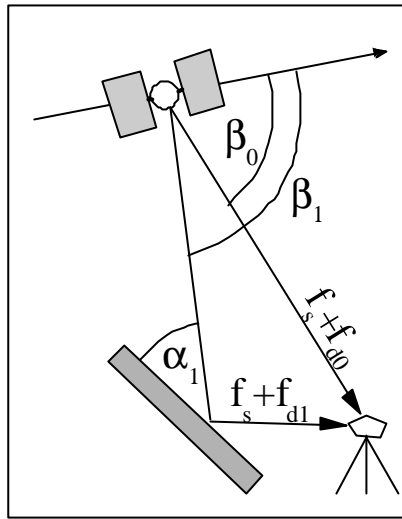


Abbildung 2.23 Prinzipdarstellung zum Dopplereffekt

Ein idealer GNSS-Satellitensender strahlt ein kugelförmiges Wellenfeld der Frequenz  $f_s$  aus. Durch Reflexionen in der Antennenumgebung erreicht ein Bündel von Teilwellen unterschiedlicher Frequenz den Empfänger (in Abb. 2.23 nur als einzelner Umweg dargestellt). Dieses Bündel wird als Dopplerspektrum bezeichnet. Da die Teilwellen aus unterschiedlichen Richtungen zur Empfangsantenne gelangen und von einer bewegten Quelle ausgehen, handelt es sich dabei in den diskreten Bereichen für jeden Reflektor um ein zeitvariantes, kontinuierliches Spektrum. Zur Sendefrequenz addiert (subtrahiert) sich demzufolge ein Frequenzbetrag  $f_{di}$  (auch Dopplerdifferenz) infolge der Annäherung an den (Entfernung vom) Reflexionspunkt:

$$f_{di} = f_s \cdot \frac{v_{Ri}}{c_0} \quad [2.51]$$

$$v_{Ri} = |v| \cos \mathbf{b}_i \quad [2.52]$$

mit  $v_{Ri}$  : Radialgeschwindigkeit des i-ten Signalstrahls,

$\mathbf{b}_i$  : Winkel zwischen der Bewegungsrichtung des Senders und der Richtung vom Sender zum Empfänger.

Damit sind die Dopplerfrequenzen direkt proportional zur Geschwindigkeit des Senders und zum Kosinus des Neigungswinkels  $\mathbf{b}$ . Bei der Darstellung der Signale wurde eine spiegelnde Reflexion ohne Streuverluste unterstellt (Einfallswinkel=Ausfallswinkel). Durch Reflexionen wird es jedoch i.A. zu Abschwächungen kommen.

Will man den Ort der Reflexion ermitteln, sind technisch aufwendige Zusatzmessungen notwendig. Als nachteilig erweist sich dabei die große Entfernung zwischen Satellit und Empfänger sowie die Bahn des Satelliten, in deren Mittelpunkt sich in etwa der Empfänger befindet. Die damit zusammenhängende geringe Relativgeschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger

führt zu sehr kleinen Frequenzbeträgen  $f_{di}$ . Eine ausführliche Ableitung des Dopplergradienten ist zu finden in [Eissfeller, 1997].

Infolge dessen, daß sich der Dopplerunterschied aus den Komponenten des Dopplergradienten und den relativen Koordinaten des Reflektors bezüglich der Antenne ergibt, besteht eine Abhängigkeit des Dopplerunterschieds von der Differenz aus Reflektor- und Satellitenazimut (von der Antenne aus betrachtet). Eine weitere Abhängigkeit vom Elevationswinkel des Reflektors aus Sicht der Antenne besteht dann, wenn der Reflektor hoch über der Antenne wirksam ist. Das trifft vor allem auf innerstädtische Bereiche zu [Eissfeller, 1997]. Aufgrund des sinusförmigen Verlaufs des Dopplergradienten in Abhängigkeit vom Azimut ergeben sich kritische Zustände, wenn die Dopplergradienten den Wert Null erhalten. Dann nämlich wird die Schwingungsdauer des Mehrwegefehlers sehr groß. Der resultierende Mehrwegefehler verliert seine Zeitabhängigkeit. Das hat unmittelbare Konsequenzen für die Koordinatengenauigkeit, da der Fehler im zeitlichen Mittel nicht mehr gegen Null geht.

Die Dopplerdifferenz hängt bei statischen Messungen nur von der Satelliten-Reflektor-Empfänger-Geometrie ab. Dies ist bei Referenzstationen aufgrund der Ortsunveränderlichkeit der Fall. Bei kinematischen Anwendungen kommt es zu zusätzlichen hochfrequenten Anteilen.

### 3 Grundlagen der präzisen Positionsbestimmung

Derzeit stehen für die präzise Bestimmung der Empfängerposition zwei Satellitensysteme zur Verfügung: das NAVSTAR Global Positioning System (GPS) der USA und das russische Global Navigation Satellite System (GLONASS). Beide arbeiten mit nominal 24 Satelliten auf zwei Frequenzbändern. Die Unterscheidung der einzelnen Satelliten voneinander funktioniert bei GPS über den satellitenspezifischen Code und bei GLONASS über die satellitenspezifische Frequenz. Das L1-Signal enthält in beiden Fällen den P-Code (bzw. Y-Code) als auch den C/A-Code. Auf L2 wird nur der P- (Y-) Code übertragen. Da beide Systeme als Einwegentfernungsmessverfahren konzipiert sind, ist die Anzahl der Nutzer unbegrenzt. Beide Systeme gestatten sowohl die eindeutige, aber durch starkes Rauschen in ihrer Genauigkeit verringerte Codemessung, als auch die mehrdeutige, dafür aber um mehrere Zehnerpotenzen genauere Trägerphasenmessung. Da die Laufzeitmessungen besonders durch Synchronisationsrestfehler der Empfängeruhren bezüglich der jeweiligen Systemzeit verfälscht werden, spricht man von Pseudostreckenmessung. Durch differentielle Messung und Auswertung lassen sich diese und andere Restfehler wie z.B. Laufzeitfehler in Ionosphäre und Troposphäre verringern bzw. eliminieren. Da der Fokus bei den Mehrwegeuntersuchungen auf das GPS-System gerichtet ist, sollen hierfür die entsprechenden Beobachtungsgleichungen und die Standardroutinen zur Differenzbildung angegeben werden. Hierauf wird dann in den Folgekapiteln zurückgegriffen.

#### 3.1 Beobachtungsgleichungen und Differenzbildung

Die GPS-Beobachtungsgleichungen für Code- ( $C_{a,f}^i$ ) und Phasenmessungen ( $F_{a,f}^i$ ) eines geodätischen Empfängers  $a$  bezüglich jedes sichtbaren Satelliten  $i$  für beide Frequenzen  $f$  lauten in undifferenzierter Form folgend [Teunissen u. Kleusberg, 1996], [Wanninger, 2000]:

$$C_{a,f}^i = R_a^i + c_0 \cdot [\mathbf{d}t_a + h_{a,f,C} - \mathbf{d}t^i - h_{f,C}^i] + I_{a,f}^i + T_a^i + O_a^i + M_{a,f,C}^i + A_{a,f,C}^i + \mathbf{e}_{a,f,C}^i \quad [3.1]$$

$$F_{a,f}^i = R_a^i + c_0 \cdot [\mathbf{d}t_a + h_{a,f,F} - \mathbf{d}t^i - h_{f,F}^i] - I_{a,f}^i + T_a^i + O_a^i + M_{a,f,F}^i + A_{a,f,F}^i + \mathbf{e}_{a,f,F}^i + \mathbf{I}_f \cdot N_{a,f}^i \quad [3.2]$$

$$R_a^i = |\bar{X}^i - \bar{X}_a| \quad [3.3]$$

mit  $R_a^i$  : Entfernung Satellit  $i$  – Empfänger  $a$  in [m],  
 $c_0$  : Vakuumlichtgeschwindigkeit [m/s],  
 $\mathbf{d}t_a$  : Empfängeruhrfehler [s],  
 $h_a$  : Instrumentelle Signalverzögerungen im Empfänger [s],  
 $\mathbf{d}t^i$  : Satellitenuhrfehler [s],  
 $h^i$  : Instrumentelle Signalverzögerungen im Satelliten [s],  
 $I_a^i$  : Signal-Laufzeitfehler in der Ionosphäre [m],  
 $T_a^i$  : Signal-Laufzeitfehler in der Troposphäre [m],  
 $O_a^i$  : Orbitfehler [m],

- $M_a^i$  : Mehrwegeausbreitungsfehler [m],  
 $A_a^i$  : Exzentrizität des Antennenphasenzentrums [m],  
 $e_a^i$  : Zufällige Meßfehler [m],  
 $\lambda$  : Wellenlänge [m],  
 $N_a^i$  : Nicht-ganzzahlige Phasenmehrdeutigkeit infolge undifferenzierter Form,  
 $\vec{X}_a$  : Koordinatenvektor des Empfängers  $a$  (global kartesisch) [m],  
 $\vec{X}^i$  : Koordinatenvektor des Satelliten  $i$  (global kartesisch) [m],  
 $(\dots)_f$  : Frequenzabhängigkeit der Meßgrößen,  $f_1=1575,42$  MHz,  $f_2=1227,60$  MHz.

Als Unbekannte sind zu bestimmen die Empfängerkoordinaten und die Summe aus Empfängeruhrfehler  $dt_a$  und den internen instrumentellen Verzögerungen  $h_a$ . Die beiden letztgenannten Größen lassen sich nicht eindeutig voneinander trennen und werden deshalb als ein Wert bestimmt.

Bei der Berechnung von Koordinatenunterschieden einer Basislinie werden Differenzen von Signalen gebildet, um bestimmte Fehlerquellen zu reduzieren bzw. ganz zu eliminieren. Für die gebräuchlichsten Arten der Differenzbildung sind deren Effekte in Tabelle 3.1 dargestellt [Bauer, 1997].

Art der Differenzbildung	Effekt auf Differenzsignalträgerphase
Einfachdifferenz: Zwei Empfänger zu einem Satelliten	Eliminierung des Satellitenuhrenfehlers, basislinienlängenabhängige Reduzierung ionosphärischer und troposphärischer Laufzeitverzögerungen sowie instrumen- teller Signalverzögerungen
Doppeldifferenz: Zwei Empfänger zu zwei Satelliten	Eliminierung sämtlicher Uhrenfehler und instrumenteller Signalverzögerungen, basislinienlängenabhängige Reduzierung ionosphärischer und troposphärischer Laufzeitverzögerungen
Dreifachdifferenz: Epochendifferenz der Doppeldifferenzen	gleicher Effekt wie bei Doppeldifferenz, zusätzlich Eliminierung der Mehrdeutig- keiten

Tabelle 3.1 Arten der Differenzbildung und deren Auswirkung auf den Fehlerhaushalt

Die Differenzen werden sowohl zur Datenanalyse und -verarbeitung als auch zur Koordinatenberechnung verwendet. Für kurze Basislinien entfallen die Anteile für ionosphärische und troposphärische Laufzeitfehler sowie für die Orbitfehler, da von verschwindend geringen Einflüssen ausgegangen werden kann. Damit verbleiben in diesem Fall neben den Empfängeruhrfehlern und instrumentellen Verzögerungen nur noch Mehrwegeeffekte und Meßrauschen als wesentliche Fehlereinflüsse.

Die Einfachdifferenz zwischen den Stationen  $a$  und  $b$  und dem Satelliten  $i$  für Code und Phase [Wanninger, 2000] erhält man folgendermaßen:

$$\begin{aligned}
\Delta C_{ab,f}^i &= C_{b,f}^i - C_{a,f}^i \\
&= \mathbf{DR}_{ab}^i + c_0 \cdot [\mathbf{Ddt}_{ab} + \mathbf{Dh}_{ab,f,C}] + \\
&\quad + \mathbf{DI}_{ab,f}^i + \mathbf{DT}_{ab}^i + \mathbf{DO}_{ab}^i + \mathbf{DM}_{ab,f,C}^i + \mathbf{DA}_{ab,f,C}^i + K_{ab}^i + \mathbf{e}_{ab,f,DC}^i
\end{aligned} \tag{3.3}$$

$$\begin{aligned}
\Delta F_{ab,f}^i &= F_{b,f}^i - F_{a,f}^i \\
&= \mathbf{DR}_{ab}^i + c_0 \cdot [\mathbf{Ddt}_{ab} + \mathbf{Dh}_{ab,f,F}] + \\
&\quad - \mathbf{DI}_{ab,f}^i + \mathbf{DT}_{ab}^i + \mathbf{DO}_{ab}^i + \mathbf{DM}_{ab,f,F}^i + \mathbf{DA}_{ab,f,F}^i + K_{ab}^i + \mathbf{e}_{ab,f,DF}^i + \mathbf{l}_f \cdot \mathbf{DN}_{ab,f}^i
\end{aligned} \tag{3.4}$$

$$\begin{aligned}
\Delta R_{ab}^i &= R_b^i - R_a^i \\
&= |\vec{X}^i - \vec{X}_b| - |\vec{X}^i - \vec{X}_a| \\
&= |\vec{X}^i - \vec{X}_a - \Delta \vec{X}_{ab}| - |\vec{X}^i - \vec{X}_a|
\end{aligned} \tag{3.5}$$

mit  $\Delta \vec{X}_{ab}$  : Basislinienvektor zwischen den beiden Empfängern  $a$  und  $b$  [m],  
 $K_{ab}^i$  : Effekt durch Einführung fehlerhafter Absolutkoordinaten für Station  $a$  [m].

Erst bei Verwendung doppelter Differenzen wird der Mehrdeutigkeitsterm ganzzahlig, da die Unterschiede zwischen Phasenmessung und Nullphasenlage herausfallen. Doppelte Differenzen werden gebildet zwischen Einfachdifferenzen zweier Empfänger zu zwei Satelliten  $i$  und  $j$ :

$$\begin{aligned}
\nabla \Delta C_{ab,f}^{ij} &= \Delta C_{ab,f}^j - \Delta C_{ab,f}^i \\
&= \nabla \mathbf{DR}_{ab}^{ij} + \nabla \mathbf{DI}_{ab,f}^{ij} + \nabla \mathbf{DT}_{ab}^{ij} + \nabla \mathbf{DO}_{ab}^{ij} + \nabla \mathbf{DM}_{ab,f,C}^{ij} + \nabla \mathbf{DA}_{ab,f,C}^{ij} + \nabla K_{ab}^{ij} + \mathbf{e}_{ab,f,\nabla DC}^{ij}
\end{aligned} \tag{3.6}$$

$$\begin{aligned}
\nabla \Delta F_{ab,f}^{ij} &= \Delta F_{ab,f}^j - \Delta F_{ab,f}^i \\
&= \nabla \mathbf{DR}_{ab}^{ij} - \nabla \mathbf{DI}_{ab,f}^{ij} + \nabla \mathbf{DT}_{ab}^{ij} + \nabla \mathbf{DO}_{ab}^{ij} + \nabla \mathbf{DM}_{ab,f,F}^{ij} + \nabla \mathbf{DA}_{ab,f,F}^{ij} + \nabla K_{ab}^{ij} + \mathbf{e}_{ab,f,\nabla DF}^{ij} \\
&\quad + \mathbf{l}_f \cdot \nabla \mathbf{DN}_{ab,f}^{ij}
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Nach der Eliminierung aller Uhrenfehler und instrumenteller Verzögerungen bilden Mehrwegefehler und Meßrauschen insbesondere bei kurzen Basislinien die wesentlichen Einflußgrößen. Damit enthält der Term  $\nabla \Delta R_{ab}^{ij}$  als Unbekannte nur noch die Basislinienkoordinaten  $\Delta \vec{X}_{ab}$ . Nach der Festsetzung der Mehrdeutigkeiten und Ermittlung der Basislinienkoordinaten bzw. bei bekannten Koordinaten im Referenzstationsnetz können Doppeldifferenz-Messungsresiduen mit folgenden Einflüssen ermittelt werden:

$$\begin{aligned}
\nabla \Delta F_{ab,f}^{ij} &= \nabla \mathbf{DF}_{ab,f}^{ij} - \nabla \mathbf{DR}_{ab}^{ij} - \mathbf{l}_f \cdot \nabla \mathbf{DN}_{ab,f}^{ij} \\
&= -\nabla \mathbf{DI}_{ab,f}^{ij} + \nabla \mathbf{DT}_{ab}^{ij} + \nabla \mathbf{DO}_{ab}^{ij} + \nabla \mathbf{DM}_{ab,f,F}^{ij} + \nabla \mathbf{DA}_{ab,f,F}^{ij} + \nabla K_{ab}^{ij} + \mathbf{e}_{ab,f,\nabla DF}^{ij}
\end{aligned} \tag{3.8}$$

In gleicher Art und Weise können undifferenzierte und Einfachdifferenz-Messungsresiduen angegeben werden.

### 3.2 Bildung von Linearkombinationen der Phasenmessungen

Durch die Bildung von Linearkombinationen können Signale erzeugt werden, die teils günstigere Eigenschaften als die Originalsignale aufweisen. Bei entsprechender Wahl der Linearkoeffizienten lassen sich für die Auswertung günstige Bedingungen erzielen. So bestimmt die Auswahl dieser Faktoren wesentlich den Einfluß der ionosphärischen Laufzeitfehler der Linearkombination sowie deren Wellenlänge und Meßrauschen. Die Bildung von Linearkombinationen der beiden Signale eines Satelliten geschieht nach folgender Vorschrift [Wübbena, 1990]:

$$\mathbf{f}_{p,q} = p \times \mathbf{f}_1 + q \times \mathbf{f}_2. \quad [\text{Zyklen}] \quad [3.9]$$

Da diese Bildungsvorschrift satellitenort- und stationsunabhängig gilt, wird auf die entsprechenden Indizes ( $i$  und  $a$ ; s. Gl. 3.2) verzichtet. Die Wellenlänge eines Kombinationssignals berechnet sich aus den Frequenzen der Ursprungssignale, der Vakuumlichtgeschwindigkeit und den Linearkoeffizienten  $p$  und  $q$  zu

$$\mathbf{l}_{p,q} = \frac{c_0}{p \cdot f_1 + q \cdot f_2}. \quad [\text{Meter}] \quad [3.10]$$

Über die Linearkoeffizienten  $p$  und  $q$  kann frei verfügt werden. Jedoch ergibt sich eine nur geringe Anzahl sinnvoller Kombinationen. Die Linearkoeffizienten ausgewählter Linearkombinationen sind in Tabelle 4.4 zusammengestellt [Wanninger, 2000]. Sie gelten für zyklische Einheiten und sind immer ganzzahlig. Damit ist gewährleistet, daß auch die Mehrdeutigkeit der Linearkombination ganzzahlig bleibt. Aus  $p$  und  $q$  können die Faktoren  $a$  und  $b$  für eine Rechnung in metrischen Einheiten ermittelt werden. Die Wellenlängen können variieren, wenn Ergebnisse der Quadriertechnik verwendet werden.

$$\begin{aligned} a &= \frac{p}{\mathbf{l}_1} \mathbf{l}_{p,q} = \frac{p \cdot f_1}{p \cdot f_1 + q \cdot f_2} \\ b &= \frac{q}{\mathbf{l}_2} \mathbf{l}_{p,q} = \frac{q \cdot f_2}{p \cdot f_1 + q \cdot f_2}. \end{aligned} \quad [3.11]$$

Je nach Einheit der Ausgangswerte sind folgende Linearkoeffizienten bei der Bildung von Linearkombinationen zu verwenden [Dach, 1999]. Dabei steht  $\mathbf{f}$  für die Einheit Zyklen und  $\mathbf{F}$  für die Einheit Meter:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{a,b} &= a \times \mathbf{F}_1 + b \times \mathbf{F}_2 & [\text{Meter}] & [3.12] \\ \mathbf{l}_{p,q} \times \mathbf{f}_{p,q} &= a \times \mathbf{l}_1 \times \mathbf{f}_1 + b \times \mathbf{l}_2 \times \mathbf{f}_2 \\ \mathbf{f}_{p,q} &= p \times \mathbf{f}_1 + q \times \mathbf{f}_2. & [\text{Zyklen}] & \end{aligned}$$



## 4 Mehrwegeausbreitung bei Satellitenmessungen

Die Ursache für den Effekt der Mehrwegeausbreitung liegt in gewählten Verfahren für das Satellitenmeßsystem. Um eine unbegrenzte Anzahl von Nutzern zuzulassen, müssen die Satelliteninformationen omnidirektional ausgestrahlt werden. Somit trifft auf allen Oberflächen nahezu die gleiche Energie auf wie an der Empfangsantenne selbst. Wird diese Energie infolge der Oberflächeneigenschaften zur Antenne hin abgelenkt oder zurückgeworfen, treffen somit mehr Informationen ein als erwünscht. Durch Mehrwegeeffekte sind sowohl Code- als auch Trägerphasenmessungen beeinflusst. Code-Mehrwegeeffekte liegen im Bereich von dm-m und sind damit etwa 2 Zehnerpotenzen stärker als Trägerphaseneffekte (mm-cm).

Dem Empfangssystem selbst ist es nur eingeschränkt möglich, zwischen direkten und indirekten Signalen zu unterscheiden. Erste Schritte sind hier vor allem bei der Verringerung/Eliminierung der Code-Mehrwegeausbreitungseinflüsse getan worden (z.B. [Van Nee u.a., 1994], [Townsend u.a., 1995], [Stansell u. Maenpa, 1999]). Hier ist damit zu rechnen, daß in naher Zukunft Hardware-Lösungen für die Mehrheit der Code-Nutzer gefunden werden, um diese Fehlerquelle weiter zu verringern oder ganz zu eliminieren.

Ein anderes Bild ergibt sich bei Betrachtung der Trägerphasenmehrwegeeffekte. Hier stehen noch keine Hardware-Lösungen zur Verfügung, die eine effektive Verbesserung mit sich bringen. Ansätze gibt es lediglich bei der Datenverarbeitung. Vor allem die im Aufbau begriffenen Referenzstationen der Landesvermessungen sind aufgrund ihrer Ortsfestigkeit für die Entwicklung von Korrekturmodellen geeignet.

Besonders Objekte in unmittelbarer Antennenumgebung sind abhängig von Oberflächenstruktur und -material geeignet, Mehrwegeeffekte hervorzurufen. Dazu zählen neben Gebäuden und natürlichem Bewuchs auch Fahrzeuge und Wasserflächen. Je nach Einsatzzweck der Empfangseinheit (mobil, kurzzeit-statisch, permanent) kommt es zu unterschiedlichen Effekten. Mobile Empfänger sind neben möglichen Reflexionen am Fahrzeug vor allem hochfrequenter Mehrwegeausbreitung ausgesetzt. Alle statischen Verfahren weisen Effekte geringerer Frequenz auf. Dabei ist von entscheidender Bedeutung, in welchem Abstand von der Antenne sich der Reflektor befindet. Langwellige Effekte treten dann auf, wenn der Abstand Reflektor-Antenne sehr gering ist. Es genügt dann auch eine relativ kleine Fläche, um starke Mehrwegesignale zu erzeugen (s. Abs. 2.2.1).

Neben Reflexionen in der Nähe der Empfangsantenne sind auch solche am Satelliten selbst denkbar [Young u.a., 1985]. Sie wirken auf beiden Endpunkten einer Basislinie in gleicher Art und Weise, wenn die Basislinienlänge die üblichen Entfernungen der Landesvermessung nicht wesentlich überschreitet. Diese Effekte haben kaum praktische Bedeutung, da sie bei der Differenzbildung herausfallen.

Die Betrachtungen zu Mehrwegeeffekten orientieren sich im folgenden am GPS-System. Hier wurde bisher der mit Abstand größte Aufwand getrieben, Möglichkeiten zur Eindämmung

dieser Fehlergröße zu entwickeln. Grundsätzlich lassen sich jedoch die gefundenen Ansätze aufgrund der ähnlichen Signalstruktur auf den gesamten GNSS-Bereich übertragen.

Die GPS-Mehrwegeeffekte ordnen sich ein in eine Reihe anderer typischer GPS-Fehlergrößen. Ein Teil dieser Fehler läßt sich durch relative Positionsbestimmung reduzieren bzw. eliminieren. Es besteht eine Abhängigkeit der Größe der Fehler von der Basislinienlänge. Davon ausgenommen sind Mehrwegeeffekte und Einflüsse des Antennenphasenzentrums. Diese wirken rein stationsabhängig. Bei Verwendung kalibrierter Antennen und Ausrichtung nach einem definierten Azimut läßt sich der Einfluß des Phasenzentrumsfehlers deutlich reduzieren. Zu den Fehlern, die sich durch relative Positionsbestimmung verringern lassen zählen neben den Orbitfehlern die Signal-Laufzeitfehler beim Durchgang durch Ionosphäre und Troposphäre.

Je nach verwendetem Orbitprodukt ergeben sich ganz unterschiedliche Genauigkeiten. Die beiden bekanntesten Orbits sind die mit der GPS-Nachricht übermittelten broadcast-Orbits mit einer Genauigkeit von unter 3m (im Extrem bis mehrere 10-er Meter) und die präzisen Orbits des International GPS Service (IGS) mit einer Genauigkeit unter 0,05 m [IGS, 2003]. Diese präzisen Orbits stehen jedoch erst etwa 13 Tage nach der eigentlichen Messung zur Verfügung. Daneben gibt es noch weitere Orbitprodukte, die hier jedoch nicht näher betrachtet werden sollen (siehe z.B. [Kouba u. Mireault, 1997]).

Tabelle 4.1 enthält eine Übersicht der Hauptfehlereinflüsse bei GPS-Messungen. Sie können grob unterteilt werden in die Fehlerzuordnungsbereiche Satellit, Signalausbreitungsweg und Empfänger (SA=Selektive Availability, Prinzip der Dienstgenauigkeitsbeschränkung).

Fehlereinfluß	P-Code (relativ)	Phase (relativ)
Satellitenorbit (SA aktiv)	1-3 ppm	1-3 ppm
Satellitenuhr (kein SA)	0	0
Ionosphäre (2 Frequenzen)	mm - cm (L1, L2) 0 (L0)	mm - cm (L1, L2) 0 (L0)
Troposphäre	mm - cm (L1, L2)	mm - cm (L1, L2)
<b>Mehrwegeausbreitung</b>	dm - m	mm - cm
Beobachtungsrauschen	einige dm	1-2 mm
Hardwareverzögerungen	dm - m	mm
Antennenphasenzentrum (im Extremfall: nicht kalibriert, unterschiedliche Typen)	mm - cm	mm - cm
Positionsbestimmungsgenauigkeit	2-3 m	mm + wenige ppm

Tabelle 4.1 Hauptfehlereinflüsse und resultierende Positionsbestimmungsgenauigkeit bei GPS für Code- und Phasenmessungen (relativ) [Seeber, 1993], [Wildt, 1998]

Der ionosphärische Einfluß läßt sich mittels 2-Frequenz-Messungen erfassen und anbringen. Jedoch führt die Nutzung der 2-Frequenz-Korrektur zu einer Erhöhung des Meßrauschens und zur Verstärkung der Mehrwegeeffekte (s.a. Abs. 4.2).

## 4.1 Grundprinzip der Mehrwegeausbreitung und maximale Fehler

Das Grundprinzip der Mehrwegeausbreitung wird durch folgende Situation beschrieben. Neben dem einen Signal, welches auf direktem Weg die Strecke Satellit-Empfänger zurücklegt, erreicht mindestens ein weiteres Signal nach vorhergehender Beeinflussung an dafür geeigneten Objekten die Empfangsantenne (s. Abb. 4.1). Diese indirekten Signale legen einen längeren Weg zur Antenne zurück und haben damit eine längere Laufzeit als das direkte Signal. Wie in Abschnitt 2.2 ausgeführt, kommt es dabei i.A. zu einer Beeinflussung der Signalpolarisation. Der Anteil elliptischer Signalbestandteile erhöht sich bis teilweise zur völligen Umwandlung der ursprünglich rechts zirkular polarisierten Signale in dann links zirkular polarisierte. Im Empfänger kommt es zur Überlagerung des direkten Signals  $S_{\text{direkt}}$  (Phase  $\mathbf{j}$ ) mit dem indirekten Signal  $S_{\text{indirekt}}$  (Dämpfungsfaktor  $\mathbf{a}$  und Phasenverschiebung  $\mathbf{Dj}$  gegenüber direktem Signal) (s. Abs. 2.2.6).

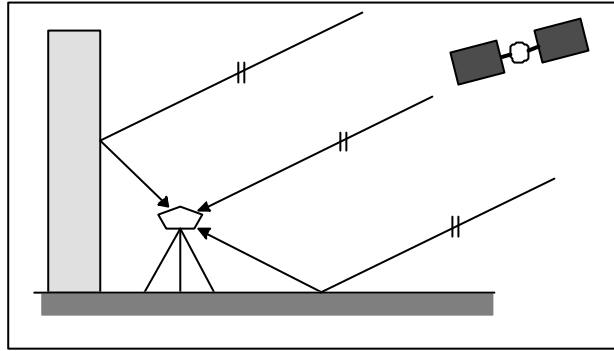


Abbildung 4.1 Grundprinzip der Mehrwegeausbreitung

Infolge dieser Überlagerung entsteht das Summensignal  $S_S$  [Hofmann-Wellenhof u.a., 1994]:

$$\begin{aligned} S_{\text{direkt}} &= A \cdot \cos \mathbf{j} \\ S_{\text{indirekt}} &= \mathbf{a} \cdot A \cdot \cos (\mathbf{j} + \mathbf{Dj}) \\ S_S &= S_{\text{direkt}} + S_{\text{indirekt}} \\ &= A \cdot \cos \mathbf{j} + \mathbf{a} \cdot A \cdot \cos (\mathbf{j} + \mathbf{Dj}). \end{aligned} \quad [4.1]$$

Die Phasenverschiebung  $\mathbf{Dj}$  kann aus der Umweglänge  $s_U$  (=Weglänge des indirekten Signals minus Weglänge des direkten Signals) und der Wellenlänge des jeweiligen Signalträgers ermittelt werden (s.a. Abs. 4.4):

$$\mathbf{Dj} = 2\mathbf{p} \cdot \frac{s_U}{\mathbf{l}}. \quad [4.2]$$

Auf das Summensignal kann das Kosinus-Additionstheorem angewendet werden:

$$S_S = A \cdot \cos \mathbf{j} + \mathbf{a} \cdot A \cdot \cos \mathbf{j} \cos \mathbf{Dj} - \mathbf{a} \cdot A \cdot \sin \mathbf{j} \sin \mathbf{Dj}. \quad [4.3]$$

Für dieses Summensignal mit dem Signalfaktor  $\mathbf{b}$  läßt sich eine vereinfachte Darstellung finden, die den unbekannten Mehrwegefehlereinfluß  $\mathbf{Dj}_M$  des Summensignals enthält [Seeber, 1993].

$$S_S = \mathbf{b} \cdot A \cdot \cos(\mathbf{j} + \mathbf{Dj}_M). \quad [4.4]$$

Die Anwendung des Kosinus-Additionstheorems ergibt für das Summensignal

$$S_S = \mathbf{b} \cdot A \cdot \cos \mathbf{j} \cos \mathbf{Dj}_M - \mathbf{b} \cdot A \cdot \sin \mathbf{j} \sin \mathbf{Dj}_M. \quad [4.5]$$

Zur Bestimmung des Mehrwegefehlers  $\mathbf{Dj}_M$  werden die beiden Signalbeschreibungen 4.3 und 4.5 gleichgesetzt [Bauer, 1997]

$$\begin{bmatrix} A \cdot \cos \mathbf{j} + \mathbf{a} \cdot A \cdot \cos \mathbf{j} \cos \mathbf{Dj} \\ - \mathbf{a} \cdot A \cdot \sin \mathbf{j} \sin \mathbf{Dj} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{b} \cdot A \cdot \cos \mathbf{j} \cos \mathbf{Dj}_M \\ - \mathbf{b} \cdot A \cdot \sin \mathbf{j} \sin \mathbf{Dj}_M \end{bmatrix} \quad [4.6]$$

$$\begin{bmatrix} A \cdot \cos \mathbf{j} (1 + \mathbf{a} \cdot \cos \mathbf{Dj}) \\ - A \cdot \sin \mathbf{j} (\mathbf{a} \cdot \sin \mathbf{Dj}) \end{bmatrix} \stackrel{\text{bzw.}}{=} \begin{bmatrix} A \cdot \cos \mathbf{j} (\mathbf{b} \cdot \cos \mathbf{Dj}_M) \\ - A \cdot \sin \mathbf{j} (\mathbf{b} \cdot \sin \mathbf{Dj}_M) \end{bmatrix}. \quad [4.7]$$

Da die Koeffizienten  $A \cdot \cos \mathbf{j}$  bzw.  $A \cdot \sin \mathbf{j}$  auf beiden Seiten vorkommen, ergeben sich folgende Gleichungen:

$$\begin{aligned} 1 + \mathbf{a} \cdot \cos \mathbf{Dj} &= \mathbf{b} \cdot \cos \mathbf{Dj}_M \\ \mathbf{a} \cdot \sin \mathbf{Dj} &= \mathbf{b} \cdot \sin \mathbf{Dj}_M. \end{aligned} \quad \text{und} \quad [4.8]$$

Aufgelöst nach dem gesuchten Mehrwegefehler erhält man nach der Division

$$\mathbf{Dj}_M = \arctan \left[ \frac{\mathbf{a} \cdot \sin \mathbf{Dj}}{1 + \mathbf{a} \cdot \cos \mathbf{Dj}} \right]. \quad [4.9]$$

Der Summensignalfaktor  $\mathbf{b}$  ( $0 \leq \mathbf{b} \leq 2$ ) kann durch Quadrieren und Aufsummieren der Gleichungen 4.8 ermittelt werden [Hofmann-Wellenhof u.a., 1994]

$$\mathbf{b} = \sqrt{(1 + \mathbf{a}^2 + 2\mathbf{a} \cdot \cos \mathbf{Dj})}. \quad [4.10]$$

Für den Fall  $\mathbf{a}=0$  (Umwegsignal mit Signalstärke 0) ergibt sich ein Summensignalfaktor von  $\mathbf{b}=1$  und ein resultierender Mehrwegefehler von  $\mathbf{Dj}_M=0$ . Dieses Gesamtsignal ist somit identisch mit dem direkten Signal. Bei optimal spiegelnder Reflexion weist das reflektierte Signal die gleiche Signalstärke auf wie das direkte Signal ( $\mathbf{a}=1$ ). Je nach der Größe des resultierenden Mehrwegefehlers  $\mathbf{Dj}_M$  ergibt sich daraus ein  $\mathbf{b}$  zwischen 0 und 2. Eine Verstärkung der originalen Signalamplitude ist damit ebenso denkbar wie die völlige Auslöschung des Originalsignals. Der resultierende Phasenfehler wegen Mehrwegeeinfluß berechnet sich bei idealer Reflexion nach Gl. 4.9 zu

$$\tan \mathbf{Dj}_M = \frac{\sin \mathbf{Dj}}{1 + \cos \mathbf{Dj}} = \tan \frac{\mathbf{Dj}}{2} \quad \text{bzw.} \quad [4.11]$$

$$\mathbf{Dj}_M = \frac{\mathbf{Dj}}{2}. \quad [4.12]$$

Der Mehrwegeeinfluß läßt sich auch graphisch durch Vektoraddition darstellen [Van Nee, 1995; Thiel, 1996]. In Abbildung ist hierzu ein I-Q-System dargestellt (I=In Phase, Q=in Quadraturphase mit  $90^\circ$  Phasenverschiebung). Die Summe aus  $D\mathbf{j}_M$  und  $\mathbf{j}$  ergibt die Phasenmessung des Summensignals (s. Gl. 4.4). Die Länge eines Vektors repräsentiert dessen Signalstärke. Diese ist abhängig vom Elevationswinkel des Satelliten und den Reflektoreigenschaften sowie der Phasenverschiebung des Mehrwegesignals gegenüber dem direkten Signal infolge des Abstandes Reflektor-Empfänger. Der maximale Phasenfehler ergibt sich, wenn der Mehrwegevektor  $\mathbf{a}A$  senkrecht auf dem Vektor des Summensignals  $S_S$  mit der Signalstärke  $bA$  steht.

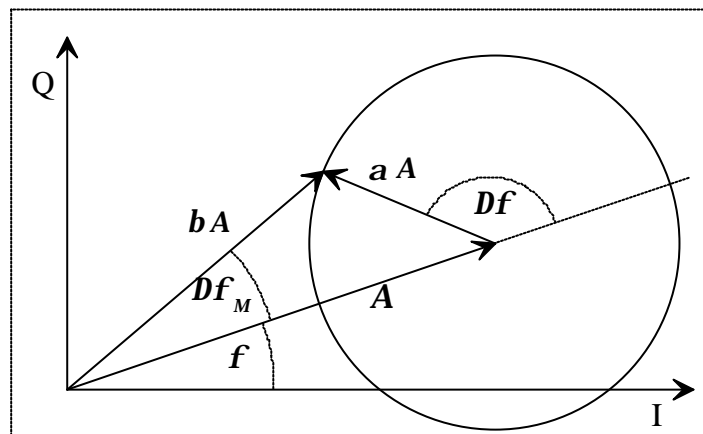


Abbildung 4.2 Vektordarstellung des Mehrwegefehlers

Es ist zu erkennen, daß starke Mehrwegeeffekte zu großen Phasenverschiebungen führen können bis hin zur völligen Signalauslöschung. Im allgemeinen führen die Mehrwegeeffekte zu periodischen Variationen der Signalamplitude. Dabei kann es infolge sehr schlechter Signal-Rausch-Verhältnisse zu Unterbrechungen der Phasenmessung (Cycle-Slips) kommen.

#### 4.1.1 Trägerphasenmehrwegefehler

Der resultierende Trägerphasenfehler des Gesamtsignals wird maximal, wenn die Phasenverschiebung des Mehrwegesignals gegenüber dem direkten Signal  $180^\circ$  beträgt. Man erhält dann nach Gl. 4.12  $D\mathbf{j}_{M=90^\circ}$  bzw.  $1/4 I$ . Auf die GPS-/GLONASS-Wellenlängen angewandt ergeben sich als maximale Fehler die Werte in Tabelle 4.2. Diese Werte werden nur für einen Dämpfungsfaktor von  $a=1$  erreicht. Kleinere  $a$  verursachen geringere Fehler (s.a. Abb. 4.3 und 4.4).

Signal	Wellenlänge [cm]	Maximaler Fehler [cm]
GPS L1	19,03	4,76
GPS L2	24,42	6,11
GLONASS L1	18,56 - 18,71	4,64 - 4,68
GLONASS L2	23,87 - 24,06	5,97 - 6,02

Tabelle 4.2 Maximale Trägerphasenfehler infolge Mehrwegeausbreitung

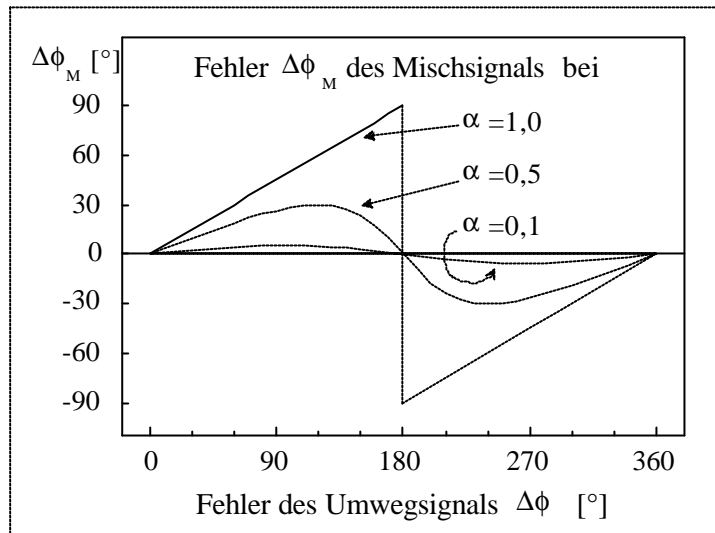


Abbildung 4.3 Resultierender Mehrwegefehler  $\Delta\phi_M$  des Gesamtsignals bei unterschiedlichen Dämpfungsfaktoren des Umwegsignals

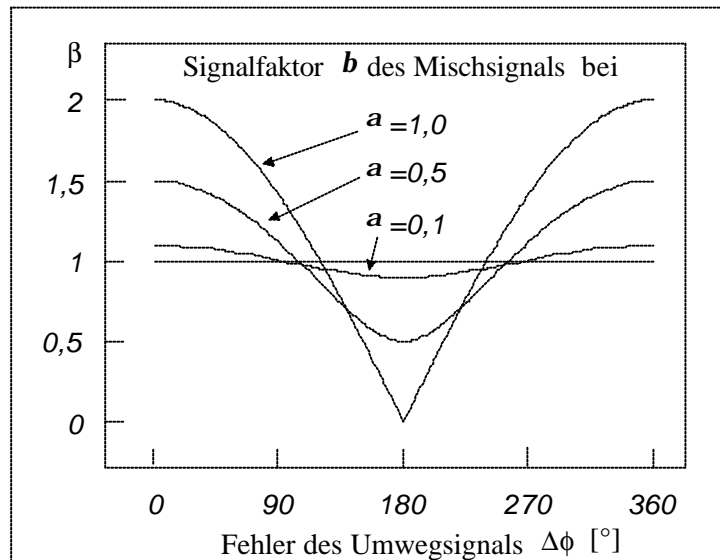


Abbildung 4.4 Resultierender Signalfaktor  $b$  des Gesamtsignals bei unterschiedlichen Dämpfungsfaktoren des Umwegsignals

Im Allgemeinen existiert nicht nur ein Reflektor in der näheren Antennenumgebung. Es muß damit gerechnet werden, daß die Signale eines Satelliten gleichzeitig durch mehrere Reflektoren beeinflusst werden. An der Antenne treffen somit mehrere Umwegsignale desselben Satelliten auf dessen direktes Signal. Die Überlagerung aller dieser zueinander phasenverschobenen Signale ergibt ein Summensignal folgender Art (s. a. Gl. 4.1):

$$S_S = A \cdot \cos \mathbf{j} + \sum_{n=1}^{\infty} \mathbf{a}_n \cdot A \cdot \cos (\mathbf{j} + \mathbf{Dj}_n) \quad [4.13]$$

mit  $\mathbf{a}_n$  : Dämpfungsfaktor auf dem  $n$ -ten Ausbreitungsweg,  
 $\mathbf{Dj}_n$  : Phasenverschiebung zum direkten Signal auf dem  $n$ -ten Ausbreitungsweg.

In allgemeiner Darstellung mit Berücksichtigung der Zeitabhängigkeit der einzelnen Größen erhält man zu einem bestimmten Zeitpunkt  $t$

$$S_S(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \mathbf{a}_n(t) \cdot A(t) \cdot \cos(\mathbf{j}(t) + \Delta \mathbf{j}_n(t)) \quad [4.14]$$

mit den Werten  $\mathbf{a}_0(t)=1$  und  $\Delta \mathbf{j}_0(t)=0$  für das direkte Signal. bzw. analog zu Gl. 4.4 mit dem Gesamtdämpfungsfaktor  $\mathbf{b}_S$  und dem Mehrwegeeinfluß des Summensignals  $\Delta \mathbf{j}_{M,S}$ :

$$S_S = \mathbf{b}_S \cdot A \cdot \cos(\mathbf{j} + \Delta \mathbf{j}_{M,S}). \quad [4.15]$$

Die selbe Vorgehensweise wie bei nur einem Umwegsignal liefert nun für  $\Delta \mathbf{j}_{M,S}$  und  $\mathbf{b}_S$

$$\Delta \mathbf{j}_{M,S} = \arctan \left[ \frac{\sum_{n=0}^{\infty} \mathbf{a}_n(t) \cdot \sin \Delta \mathbf{j}_n(t)}{1 + \sum_{n=0}^{\infty} \mathbf{a}_n(t) \cdot \cos \Delta \mathbf{j}_n(t)} \right] \quad [4.16]$$

$$\mathbf{b}_S = \sqrt{\left[ 1 + \sum_{n=0}^{\infty} \mathbf{a}_n(t) \cdot \cos \Delta \mathbf{j}_n(t) \right]^2 + \left[ \sum_{n=0}^{\infty} \mathbf{a}_n(t) \cdot \sin \Delta \mathbf{j}_n(t) \right]^2} \quad [4.17]$$

Die theoretischen Fehlergrößen für den Fall mehrerer Reflektoren liegen noch über den Werten mit nur einem Reflektor. Im Allgemeinen kann jedoch davon ausgegangen werden, daß nicht mehrere Umwegsignale mit identischer Phasenlage und idealer Signalstärke gleichzeitig an der Antenne eintreffen. Insofern ist auch hier mit maximalen Fehlern von wenigen cm für die Phasenmessung zu rechnen.

### 4.1.2 Codemehrwegefehler

Mehrwegefehler für Code-Messungen sind abhängig von der Grundfrequenz und vom Modulationstakt der Signale. Der Begriff Wellenlänge soll an dieser Stelle nicht verwendet werden. Der Modulationstakt des C/A-Codes ist dabei um den Faktor 10 kleiner als der des P-Codes [Spilker, 1996]. Das bedeutet, daß jede 1540-te (L1-Faktor=154) Welle der Trägerfrequenz moduliert wird. Über die Wellenlänge der L1-Frequenz von 19,03 cm ergibt sich damit eine Distanz von 293 m (auch Chiplänge genannt). Die resultierenden Mehrwegeeinflüsse durch die Deformierung der sogenannten Diskriminator-Kurve (oder auch S-Kurve) liegen in der Größenordnung *einige 10-er Meter*. Die Stärke der Deformierung ist ebenfalls abhängig vom Dämpfungsfaktor  $\mathbf{a}$ . Die Chiplänge des P-Codes ergibt sich infolge des 10-fach höheren Modulationstaktes zu 29,3 m. Hier entstehen Fehler von wenigen Metern.

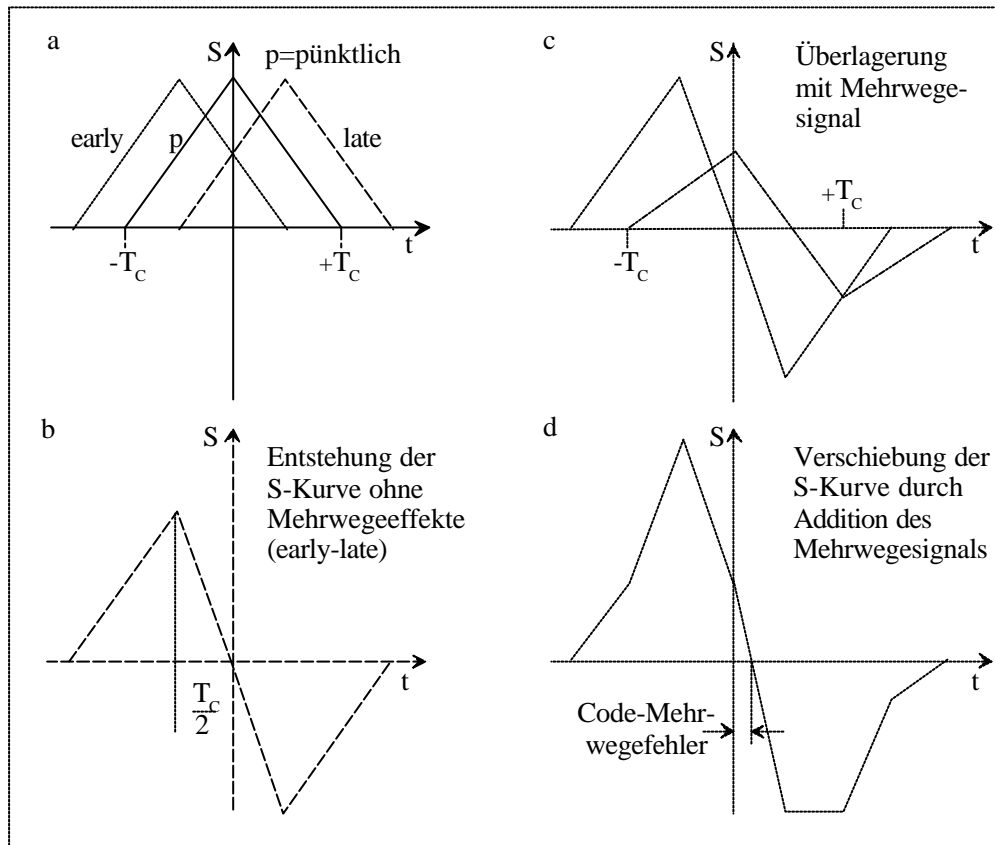


Abbildung 4.5 S-Kurve und Mehrwegesignaleinfluß in der Coderegelschleife

In Abb. 4.5 sind die Entstehung der S-Kurve als Differenz aus dem frühen (early) und dem späten (late) Signal (Darstellungen a und b) und der Einfluß eines Mehrwegesignals wiedergegeben (Darstellungen c und d) [Thiel, 1996]. Eine Erläuterung des Korrelationsvorgangs findet sich in vorgenannter Literaturquelle. Die Code-Korrelatoren haben unterschiedliche Aufgaben. Zum Einen ermitteln sie die Verschieberichtung des intern erzeugten Signals für die Synchronisation mit dem Satellitensignal und zum Anderen haben sie die Aufgabe, das empfangene Signal exakt zu entspreizen, um die Rückgewinnung des Trägersignals für die Phasenmessung und der aufmodulierten Daten zu ermöglichen. Der Abstand zwischen frühem und spätem Signal bestimmt den Regelbereich des early-late-Detektors. Bei einem klassischen Abstand von 1 Chip ( $=1 T_C$ ) ergibt sich für die S-Kurve eine Länge von  $\pm 1,5 T_C$ .

Fallen Mehrwegesignale an, so wird der Synchronisierungsprozeß gestört. Es kommt zu einer Verschiebung der nun deformierten S-Kurve auf der Zeitachse. Da der Beginn des pünktlichen Codesignals verknüpft ist mit der Empfängeruhr, ergibt sich ein Fehler bei der Bestimmung der Pseudolauftzeit und damit bei der Positionsbestimmung. Eine besondere Eigenschaft pseudozufälliger Signale besteht darin, daß Umwegsignale von mehr als 1,5Chip ( $\pm 1,5 T_C \hat{=} \text{ca. } 440\text{m}$  für den C/A-Code und  $44\text{m}$  für den P-Code) bezüglich des internen Referenzcodes bei der Korrelation unterdrückt werden, da dann das Korrelationsergebnis sehr klein ist [Becker, 1994]. Diese Eigenschaft wird bei der Reduzierung des Codemehrwegeinflusses genutzt, indem der Abstand zwischen frühem und spätem Codesignal reduziert wird. Weitere Ausführungen erfolgen in Kapitel 6.



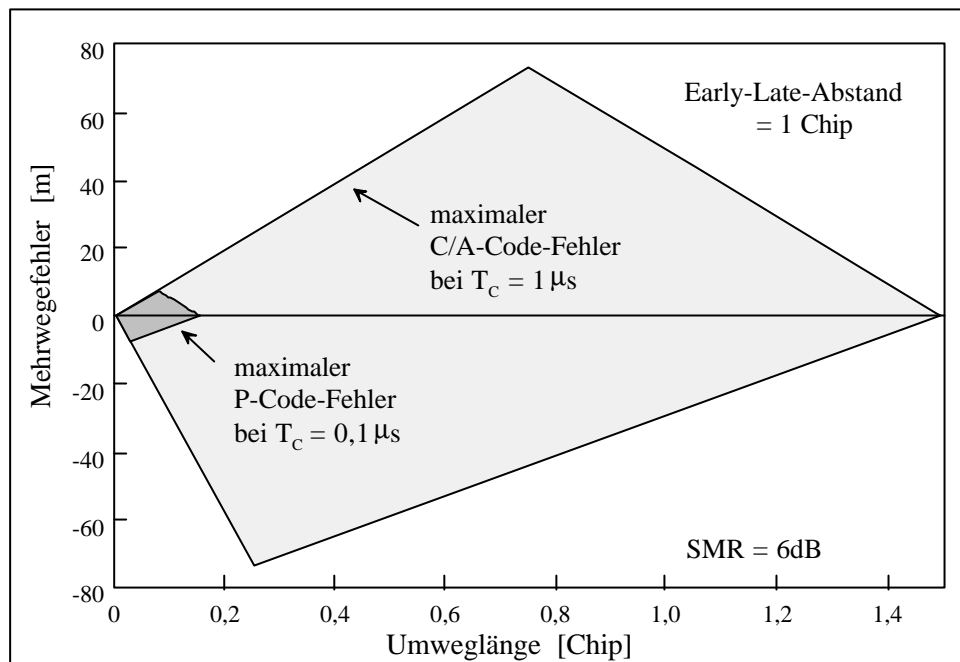


Abbildung 4.6 Maximale GPS-Code-Mehrwegefehler in einer Standardregelschleife

Der maximale Code-Mehrwegeeinfluß ist abhängig vom Regelbereich des Detektors und kann als Hüllfunktion dargestellt werden (Abb. 4.6). Er beträgt bis zu 0,25 Chip (1/4 der Chip-„Wellenlänge“) und damit etwa 73 m für den C/A-Code bzw. 7,3 m für den P-Code (s. Tab. 4.3). Dabei spielt es keine Rolle, ob ein kohärenter oder ein nicht-kohärenter early-late-Detektor Verwendung findet [Eissfeller, 1997]. Der Vorteil eines nicht-kohärenten Detektors besteht in seiner Unabhängigkeit vom Regelfehler der Phasenregelschleife.

	C/A-Code	P-Code
Chiplänge	293 m	29,3 m
Max. Signalumweg	440 m	44 m
Max. Mehrwegefehler	73 m	7,3 m

Tabelle 4.3 Mehrwegefehler für C/A-Code und P-Code

Die in Abbildung 4.6 dargestellten Hüllkurven geben den Mehrwegeeinfluß in den Code-messungen unter Annahme eines early-late-Abstandes von einem Chip und einem Streukoeffizienten von  $r=0,5$  wieder [Van Nee, 1995].

## 4.2 Mittelbildung und Koordinatengenauigkeit

Die Mehrwegeeffekte für Code und Phase zeigen bezüglich ihrer über die Zeit gemittelten Fehler unterschiedliche Verhaltensweisen. Abhängig von den folgenden Einflußfaktoren ergeben sich mehr oder minder große Abweichungen [Eissfeller, 1997]:

- Umweglänge  $s_U(t)$
- Dämpfungsfaktor  $\alpha$
- Doppler-Differenz Antenne-Reflektor  $2p Df$
- Early-Late-Korrelator-Abstand in der Code-Regelschleife
- Rauschbandbreite von Code- bzw. Phasenregelkreis

### 4.2.1 Trägerphasenmessung

Phasenmehrwegeeffekte zeigen ein periodisches Verhalten mit nahezu symmetrischem Verlauf im positiven wie im negativen Bereich. Aus diesem Grund tendiert der Mittelwert für diesen Einfluß gegen 0, wenn lange genug gemessen wird. Auf das Problem der dafür notwendigen Meßzeit wird in Abs. 4.5 eingegangen. Dies bedeutet, daß für die Koordinatenbestimmung kein wirksamer Einfluß in den Auswerteergebnissen verbleibt, sofern diese Bestimmung auch den gesamten Meßzeitraum einbezieht. Einzig die Messungsresiduen beinhalten den Mehrwegeeinfluß und führen damit zu großen Standardabweichungen. Die Koordinatengenauigkeit ist also hoch trotz möglicherweise größerem Meßrauschen. Das kann bei Standardauswertesoftware zu Problemen führen. So werden möglicherweise einzelne Mehrdeutigkeiten nicht auf ganze Zahlen festgesetzt oder die Qualität der Ergebnisse falsch bewertet. Grundsätzlich gilt, daß bei langen Meßzeiten die Phasenmehrwegeausbreitung nur ein geringes Problem darstellt. Da in der Praxis jedoch immer kürzere Beobachtungszeiten gefordert werden, findet dieser Fakt nur in wenigen Anwendungsbereichen seine Berücksichtigung.

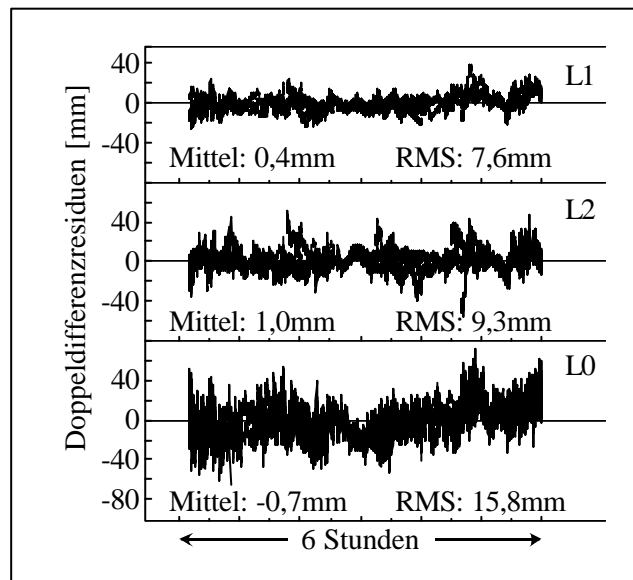


Abbildung 4.7 Phasenmehrwegeeffekte und Meßrauschen aller sichtbaren Satelliten in ausgewählten Doppeldifferenzresiduen einer 6km-Basislinie

In Abb. 4.7 ist ein Beispiel für Mehrwegeeffekte aller beobachteten Satelliten auf einer kurzen Basislinie für einen Zeitraum von 6 Stunden wiedergegeben. Der Mittelwert liegt nahezu bei Null. Zur Berechnung der Residuen siehe Abs. 4.7.

## 4.2.2 Codemessung

Für die Codeeffekte ergibt sich ein anderes Bild. Je nach Kombination der oben angegebenen Faktoren liegt der Mittelwert mehr oder weniger von 0 entfernt (s.a. Abb. 4.13). Für eine nicht-kohärente Coderegelschleife bei unbegrenzter Bandbreite ergibt sich der folgende Mehrwegeeinfluß abhängig vom Verschiebebetrag gegenüber dem direkten Signal.

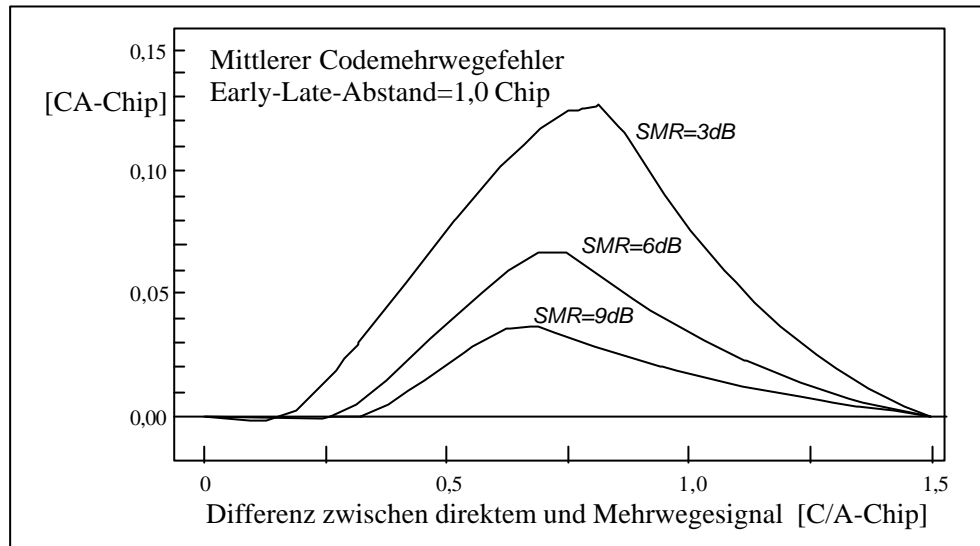


Abbildung 4.8 Mittlerer Codemehrwegefehler in Abhängigkeit von der Differenz zwischen direktem und Mehrwegesignal [Van Nee, 1995]

Diese Werte gelten für nicht oder nur langsam bewegte Empfangseinheiten. Bei kinematischen Anwendungen spricht man nicht mehr vom mittleren Fehler, sondern vom Bias der DLL, der eine Größenordnung bis zum doppelten Mittelwert einer ruhenden Antenne annehmen kann (einige 10-er Meter).

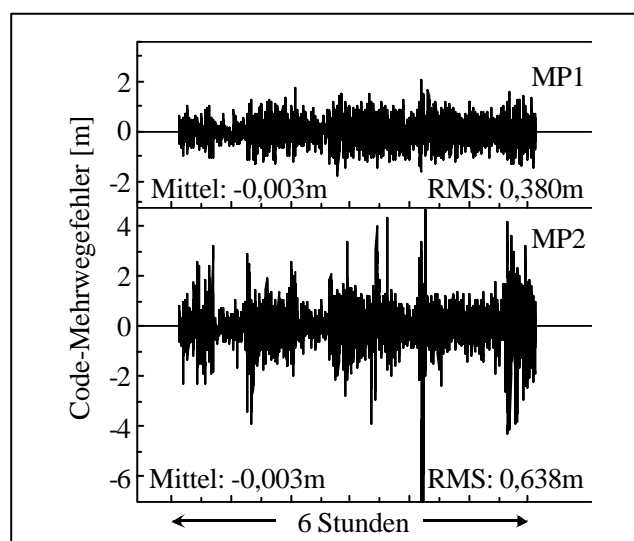


Abbildung 4.9 Codemehrwegeeffekte und Meßrauschen aller sichtbaren Satelliten auf einer Referenzstation (Berechnungsvorschrift s. Abschn. 4.7.2)

Ein Beispiel für Codemehrwegeeffekte aller Satelliten auf einer Referenzstation während einer Beobachtungszeit von 6 Stunden verdeutlicht die andere Dimension der Fehlermaße im Vergleich mit denen der Trägerphasen (Abb. 4.9).

Sehr kleine Umwege führen zu sehr geringen Fehlern, da die Flächengrößen im positiven Kurvenbereich etwa denen im negativen Bereich entsprechen (s.a. Abb. 4.13). Die Zeiten, in denen der Fehler im positiven Bereich liegt, sind zwar deutlich länger als die Zeiten im negativen Bereich, jedoch sind die negativen Amplituden erheblich größer als die positiven, wodurch ein Flächenausgleich erzielt wird. Codefehler verhalten sich also nicht symmetrisch, sondern sind längere Zeit mit positiven Werten versehen als mit negativen.

### 4.3 Fehlerfortpflanzung in der Linearkombination

Die Bildung von Linearkombinationen hat für die Codemessungen kaum Bedeutung und soll hier nicht weiter erörtert werden. Dem Grundsatz nach funktioniert sie genauso wie bei der Phasenmessung.

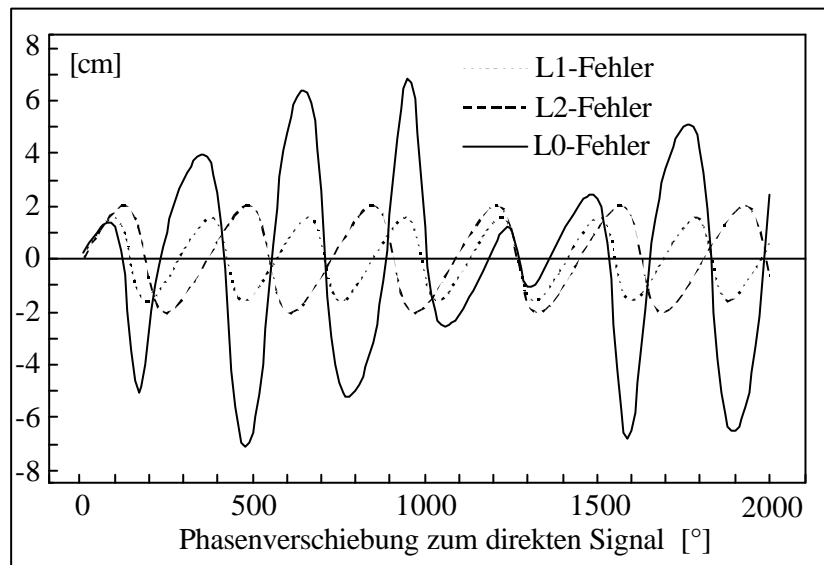


Abbildung 4.10 Trägerphasenmehrwegefehler in den Originalsignalen und in der ionosphärenfreien Linearkombination

Die angegebenen maximalen Fehler der Trägerphasenmessungen nach Gl. 4.11 gelten nur für die Ursprungssignale. Häufig finden jedoch auch Linearkombinationen der Phasenmessungen dieser Signale Verwendung. Die Berechnung des Mehrwegeinflusses für diese Linearkombinationen erfolgt nach der jeweiligen Bildungsvorschrift (Fehlerfortpflanzung) (s.a. Abs. 3.2). Der in Tabelle 4.4 ausgewiesene maximale Mehrwegefehlereinfluß  $MLK_{max}$  der Linearkombinationsphase kann aus den maximalen metrischen Mehrwegefehlern der Ursprungssignale  $ML1_{max}$  und  $ML2_{max}$  durch Einsetzen von Extremwerten ermittelt werden (s.a. Abs. 3.2):

$$MLK_{max} = u^* / ML1_{max} + v^* / ML2_{max} \quad [4.18]$$

Für die ionosphärenfreie Linearkombination ergibt sich bspw. der maximale Mehrwegefehler (21,7 cm), wenn  $M_{L1_{max}}$  positiv (+4,8 cm) und gleichzeitig  $M_{L2_{max}}$  negativ (-6,1 cm) ausfällt. Damit wird er im Extremfall etwa 4-fach stärker als in den Ursprungssignalen bei gleichzeitig starkem Anstieg des Meßrauschens. Abbildung 4.10 liefert dafür über eine Simulationsrechnung ein typisches Beispiel. Hier wurde ein Dämpfungsfaktor von  $\alpha=0,5$  angesetzt. Weiterhin wird von (normalerweise so nicht existenten) konstanten Einflüssen auf den Originalsignalen ausgegangen.

Das Meßrauschen der Kombinationsphase  $s_{LK}$  läßt sich bei Annahme eines Phasenrauschens beim Signalempfang von  $s_f < 100$  mrad [Spilker, 1996] nach [Wanninger, 2000] ermitteln zu

$$s_{LK} = \sqrt{p^2 + q^2} \cdot \frac{s_f}{2p} \cdot I_{L_{linear}} \quad [\text{Meter}] \quad [4.19]$$

Für ausgewählte GPS-Linearkombinationen von Trägerphasenmessungen seien folgende Beispiele angegeben.

Signal		$I$ [cm]	$u$	$v$	$p$	$q$	$s_{LK}$ [cm]	$M_{LK_{max}}$ [cm]
1. Originalsignal	L1	19,03	1	0	1	0	0,30	4,76
2. Originalsignal	L2	24,42	0	1	0	1	0,39	6,11
Narrow-Lane	LN	10,69	0,5620	0,4380	1	1	0,24	5,37
Wide-Lane	LW	86,19	4,5294	-3,5294	1	-1	1,94	43,27
Ionosphärenfrei	L0	0,63	2,5457	-1,5457	77	-60	0,98	21,55
Geometriefrei	LI	$\infty$	1	-1	-60	77	-	10,87

Tabelle 4.4 Ausgewählte GPS-Linearkombinationen und deren maximaler Trägerphasenmehrwegeeinfluß  $M_{LK_{max}}$

Eine Besonderheit weist die geometriefreie Linearkombination LI auf. Durch die Elimination der geometrischen Informationen ist die Angabe einer Wellenlänge und des Meßrauschens nicht sinnvoll. Dadurch lassen sich auch die Linearkoeffizienten  $p$  und  $q$  nicht in die entsprechenden Linearkoeffizienten  $u$  und  $v$  umrechnen (s. Gl. 3.11). Der maximale Mehrwegeeinfluß für das ionosphärische Signal kann über die Bildungsvorschrift der Linearkombination

$$LI = L1 - L2 \quad (u=1, v=-1) \quad [\text{Meter}] \quad [4.20]$$

und den Ansatz zur Ableitung der Extremwerte (Gleichung 4.18) ermittelt werden.

## 4.4 Berechnung der Umweglänge

Die geometrischen Grundlagen zur Berechnung der Länge des Umwegsignals (abzüglich der Länge des direkten Signals) soll die folgende Abbildung liefern. Dabei werden die unter-

schiedlichen Varianten von Reflexionen in der Antennenumgebung einander gegenübergestellt (s.a. Abs. 2.2.1).

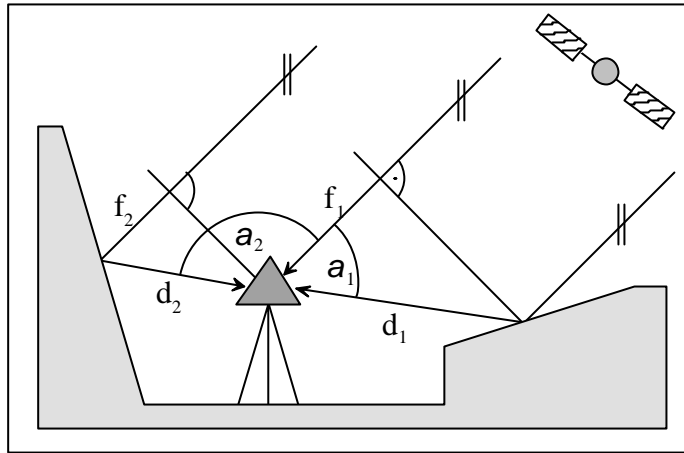


Abbildung 4.11 Graphik zur Ableitung der Formel für die Berechnung der Umweglänge

Im ersten Fall (Index 1) ergibt sich der Mehrweg des indirekten Signals aus der Differenz  $d_1 - f_1$ . Hierbei ist der Winkel  $\alpha_1$  kleiner als  $90^\circ$ . Für den zweiten Fall erhält man als Mehrweg  $d_2 + f_2$  bei  $\alpha_2 > 90^\circ$ . Das Ergebnis ist also abhängig von der Größe des Winkels zwischen der Richtung zum Satelliten und der Richtung zum Reflektor. Die Größe des Mehrwegs bestimmt sich somit nur aus der Entfernung zum Reflektor und dem Winkel  $\alpha$ . Da diese Variablen zeitabhängig sind, gilt dies auch für den Umweg  $s_U$ . Dieser bereits in Gl. 4.2 erwähnte Umweg bestimmt sich allgemeingültig zu

$$s_U(t) = d(t) \cdot [1 - \cos \alpha(t)] \quad [\text{m}] \quad [4.21]$$

mit  $d(t)$  : Entfernung vom jeweiligen Phasenzentrum zum mittleren Reflexionspunkt,  
 $\alpha(t)$  : Raumwinkel zwischen Richtung zum Satelliten und Richtung zum mittleren Reflexionspunkt mit  $0 \leq \alpha(t) \leq 180^\circ$ .

Für ausgewählte Reflexionsverhältnisse (rein vertikal oder horizontal) lassen sich weitere Algorithmen angeben, die meist in Abhängigkeit vom Elevationswinkel des Satelliten und der Höhe der Antenne über / unter dem Reflektor stehen (z.B. [Leick, 1995], [Georgiadou u. Kleusberg, 1988], [Becker u. Thiel, 1995]). Diese Ansätze gelten jedoch nur für die angesprochenen (vertikalen / horizontalen) Reflektoren. Da auch hier der Ort der Reflexion bekannt sein muß, um die Höhe der Antenne über / unter dem Reflektor bzw. den horizontalen Abstand der Phasenzentren von der Reflexionsfläche ableiten zu können, ergibt sich kein Vorteil gegenüber der allgemein gültigen Darstellung. Lediglich wenn sich die Antenne über einer großen horizontalen Fläche ohne weitere Erhebungen befindet, kann der Einfluß ohne Kenntnis des Reflexionspunktes über den Elevationswinkel  $e(t)$  und die Antennenhöhe  $h$  bestimmt werden:

$$s_{U, \text{horizontal}}(t) = \frac{h}{\sin e(t)} \cdot [1 - \cos 2e(t)]. \quad [\text{m}] \quad [4.22]$$

Aus der Umweglänge ergibt sich sofort die entsprechende Phasendifferenz (s. Gl. 4.2):

$$\Delta \mathbf{j} = \frac{2\mathbf{p}}{\lambda} \cdot d(t) \cdot [1 - \cos \mathbf{a}(t)]. \quad [\text{rad}] \quad [4.23]$$

Nach Abzug der Vielfachen der jeweiligen Wellenlänge verbleibt für die Phasenmessung ein Reststück zur Überlagerung mit dem Reststück des direkten Signals.

## 4.5 Periode der Trägerphasenmehrwegeausbreitung

Unter der Periode der Trägerphasenmehrwegeausbreitung soll folgender Sachverhalt verstanden werden: Abhängig von der Satellitenelevation und dem Abstand des Reflektors von der Antenne ergibt sich die Phasenverschiebung  $\Delta \mathbf{j}$  des Umwegsignals  $S_{\text{indirekt}}$  gegenüber dem direkten Signal  $S_{\text{direkt}}$ . Diese Phasenverschiebung ändert sich permanent infolge der Satellitenbewegung. Die Periode der Mehrwegeausbreitung ergibt sich nun als zeitliche Differenz zweier gleichartiger Zustände (z.B. Phasenverschiebung von  $45^\circ$ ). Infolge der Periodizität mittelt sich der Mehrwegeeinfluß auf die Koordinatenberechnung bei genügend langer Beobachtungszeit heraus. Die Beobachtungsresiduen enthalten jedoch diesen periodischen Einfluß. Entscheidend für die Periodizität sind mehrere Faktoren wie die Reflektorbeschaffenheit und der Abstand der Antenne vom Reflektor. Je kleiner dieser wird, um so weniger schnell ändert sich die Satellit-Reflektor-Antennen-Geometrie. Die Umweglänge variiert im selben Maße wie die Phasenverschiebung  $\Delta \mathbf{j}$ . Sie weist damit die selbe Frequenz auf. Die Ableitung von Gleichung 4.23 nach der Zeit liefert die Frequenz des Mehrwegeeinflusses (s.a. [Leick, 1995]):

$$f_{MWA} = \frac{1}{2\mathbf{p}} \cdot \frac{d\Delta \mathbf{j}}{dt} = \frac{1}{\lambda} \cdot \{ \dot{d}(t) \cdot [1 - \cos \mathbf{a}(t)] + d(t) \cdot \sin \mathbf{a}(t) \cdot \dot{\mathbf{a}}(t) \}. \quad [\text{rad/s}] \quad [4.24]$$

mit  $\dot{d}(t)$  : Änderung der Entfernung von der Antenne zum Reflektor [m/s],  
 $\dot{\mathbf{a}}(t)$  : Änderung der Richtungsdivergenz Satellit-Reflektor [rad/s] (s.a. Abb. 4.11).

Aus dieser Gleichung läßt sich die Periodendauer  $T$  ermitteln (s. Abschn. 2.1):

$$T = \frac{2\mathbf{p}}{f_{MWA}}. \quad [\text{s}] \quad [4.25]$$

Um das Spektrum möglicher Werte für die Periodendauer abzuschätzen, sollen einige Beispiele angegeben werden. Dabei wird eine durchschnittliche Änderung der Richtungsdivergenz Satellit-Reflektor von  $\dot{\mathbf{a}}(t)=0,1$  bis  $0,2 \text{ mrad/s}$  (ein Satellitenumlauf beträgt 12 Stunden) angenommen. Die Änderungen der Entfernung von der Antenne zum Reflektor sind abhängig von der Form und Lage der Reflektoren. Je größer der Abstand, desto größer muß auch die reflektierende Fläche sein, um eine gerichtete Reflexion hervorzurufen (s.a. Tab. 2.1). Gerichtete Reflexionen an Objekten in 100m Entfernung oder mehr sind demnach kaum zu erwarten.

Allgemein gilt, daß für nah bei der Antenne gelegene Reflektoren die Änderung der Entfernung sehr viel langsamer vonstatten geht als bei weiter entfernten. In Abb. 4.12 legt der Satellit in gleichen Zeiten gleiche Strecken zurück (Abschnitte  $c$ ). Die resultierenden Entfernungsänderungen ( $a$  bzw.  $b$ ) ergeben sich in Abhängigkeit vom Abstand Antenne-Reflektor.

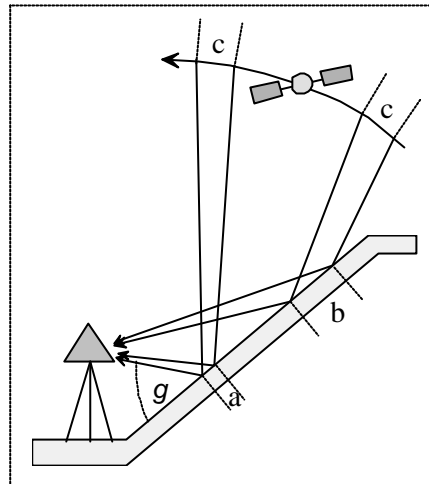


Abbildung 4.12 Einfluß des Abstandes Antenne-Reflektor auf die Geschwindigkeit der Änderung dieses Abstandes

Daraus kann der Schluß gezogen werden, daß die Änderung der Entfernung um so schneller erfolgt, je kleiner der Winkel  $g$  ausfällt. Die größte Entfernungsänderung ist also zu erwarten, wenn  $g$  minimal wird. Damit schwanken die Werte zwischen  $\dot{d}(t)=0$  bis zu etwa  $\dot{d}(t)=0,5$  m/s. Die resultierende Periode der Mehrwegeausbreitung liegt somit in der in folgender Tabelle angegebenen Größenordnung von wenigen Sekunden bis einige Stunden ( $\lambda_1=0,190$  m,  $\lambda_2=0,244$  m,  $\dot{a}(t)=0,15$  mrad/s). Aus der Tabelle ist die Aussage abzulesen, daß eine Vergrößerung der jeweiligen Parameter eine Verkleinerung der Periode bewirkt. Deutlich zu erkennen ist der starke Einfluß der Entfernung von der Antenne zum Reflektor. Die resultierende Periode für L2 kann entweder direkt aus den Ausgangswerten oder aus der Periode für L1 über das Verhältnis der Wellenlängen ermittelt werden [Georgiadou u. Kleusberg, 1988]:

$$T_2 = \frac{154}{120} \cdot T_1 \quad [\text{s}] \quad [4.26]$$

$d(t)$ [m]	$\dot{d}(t)$ [m/s]	$a(t)$ [°]	Periode $T_1$	Periode $T_2$
5	0,005	5	3 h 56 min 8 s	5 h 3 min 2 s
10	0,050	10	19 min 32 s	25 min 4 s
20	0,100	20	2 min 49 s	3 min 37 s
50	0,500	50	6 s	8 s

Tabelle 4.5 Beispiele für den Einfluß der unterschiedlichen Parameter auf die Periode der Mehrwegeausbreitung



Häufig sind in der Praxis speziell vertikale und horizontale Reflektoren anzutreffen. Trifft ein hochstehender Satellit auf einen horizontalen Reflektor, wird er aufgrund der i.A. geringen Entfernung des Reflexionspunktes zur Antenne eine deutlich größere Mehrwege-Periode aufweisen als ein zur gleichen Zeit empfangener niedrigstehender Satellit. Der umgekehrte Fall tritt dann für vertikale Reflektoren ein.

Die angegebenen Werte sind "Momentaufnahmen". Sie variieren natürlich infolge der Satellitenbewegung. Die Auswirkung auf die Periodendauer kann anhand obiger Tabelle abgeschätzt werden. Gl. 4.24 gilt dabei nur für die Originalsignale. Die Periode einer Linearkombination ergibt sich aus der Phasenlage und den Perioden der Ursprungssignale (s.a. Abb. 4.10 und Abs. 2.2.5).

Die Gefahr bei sehr langperiodischen Einflüssen und kurzen Meßzeiten besteht darin, daß sich der Mehrwegeeinfluß trotz des Mittelungseffektes über die gesamte Beobachtungszeit nicht deutlich genug verringert, sondern als Fehler auf die Koordinatenlösung wirkt.

## 4.6 Beziehungen zwischen Code- und Phasenmehrwegeeffekten

Jeder Satellitenempfänger für präzise Anwendungen ermöglicht neben der Erfassung der Codeinformationen in der Coderegelschleife (engl. DLL=Delay Lock Loop) auch die Trägerphasenmessung über eine Phasenregelschleife (engl. PLL=Phase Lock Loop). Zwischen diesen Regelschleifen bestehen gegenseitige Abhängigkeiten. So setzt z.B. eine kohärente DLL im Gegensatz zum nicht-kohärenten Pendant voraus, daß die PLL bereits eingerastet ist und die Navigationsdaten zur Verfügung stehen [Eissfeller, 1997]. Aus verschiedenen Gründen findet deshalb häufig die nicht-kohärente Variante Verwendung. Auch die PLL (als Costas-Regelkreis) wird in 2 Realisierungen angeboten. Der Vorteil des Produktdetektors gegenüber dem Arctan-Detektor besteht darin, daß er von der Autokorrelationsfunktion des Codes unabhängig ist.

Eine zusätzliche Kopplung zwischen Code- und Phasenregelkreis ist dadurch gegeben, daß die Trägerphasenmessung aus dem Costas-Regelkreis zur Stützung des Code-Regelkreises verwendet wird. Der Vorteil besteht darin, daß der Code-Regelkreis mit einer geringeren Bandbreite betrieben werden kann, weil bei kinematischen Anwendungen durch die Trägerstützung die Signaldynamik in der DLL begrenzt wird. Damit sinkt der Einfluß des thermischen Rauschens auf den Code. Ergebnis ist eine Glättung der Code-Messungen.

Auch die jeweiligen Mehrwegefehler weisen Abhängigkeiten auf. So wird der Trägerphasenfehler maximal, wenn der Summenvektor  $\mathbf{bA}$  senkrecht auf dem Vektor für das Mehrwegesignal  $\mathbf{aA}$  steht (s. Abb. 4.2). In diesem Fall wird die DLL nur minimal beeinflusst. Es entsteht nahezu kein Codemehrwegefehler [Van Nee, 1995]. Auf das Fehlermaximum einer Meßgröße (z.B. Trägerphase) trifft also ein Minimum der anderen Meßgröße (Code) und umgekehrt. Diesen Sachverhalt soll Abb. 4.13 wiedergeben.

Dabei wurden die Werte für den Korrelatorabstand auf 1,0 Chip und für den Dämpfungsfaktor  $\alpha$  auf 0,5 festgesetzt. Es handelt sich um sehr kurzweilige Einflüsse. Wenn die Phase des Umwegsignals eine Phasenverschiebung von  $0^\circ$  gegenüber dem direkten Signal aufweist, dann wird der Trägerphasenfehler zu Null. In diesem Fall erreicht der Codefehler ein Maximum in der I-Ebene (s.a. Abschn. 2.1) [Brodin, 1996]. In der Q-Ebene ist dann kein Signal enthalten. Der maximale Fehler ist gleich groß für kohärente als auch für nichtkohärente Regelschleifen.

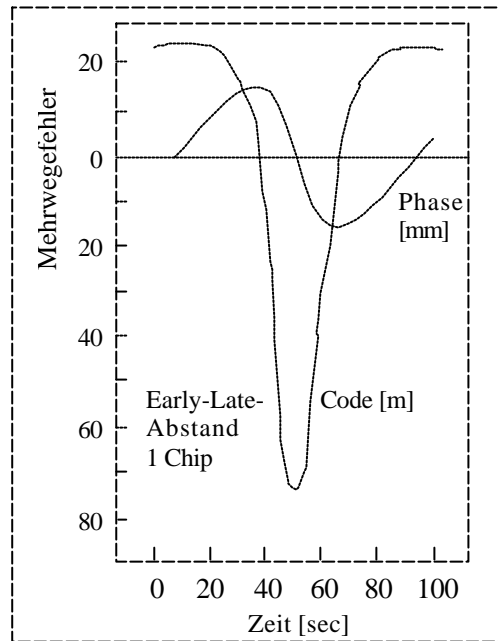


Abbildung 4.13 Zusammenhang zwischen Code- und Trägerphasenmehrwegefehler bei  $\alpha=0,5$

Ändert sich die Phasenverschiebung, so schwankt das Mehrwegesignal um das direkte Signal in der I-Q-Ebene. In der PLL erscheint nur das Summensignal. Die Phase dieses Summensignals weicht von der des direkten Signals ab. Daraus ergibt sich eine fehlerhafte Trägerphasenmessung. Die I-Ebenen-Phase ergibt sich nicht mehr aus dem direkten, sondern aus dem Summensignal. Der Einfluß eines Mehrwegesignals auf die I-Signalstärke verringert sich, wenn die Umwegphase mit dem Maßstabsfaktor  $\cos[\dots]$  zunimmt (s. Gl. 2.14). Es ergibt sich weiterhin, daß die Q-Signalstärke durch den anderen Maßstabsfaktor ( $\sin[\dots]$ ) stärker durch Mehrwegeausbreitung beeinflusst wird. Deshalb nimmt der Codemehrwegefehler zu, während gleichzeitig der Trägerphasenmehrwegefehler abnimmt.

Theoretisch wäre es denkbar, die jeweiligen Einflüsse gegenseitig voneinander abzuleiten. Hier macht sich jedoch das starke Codemeßrauschen (im dm-Bereich) störend bemerkbar. Es gelingt keine eindeutige Trennung zwischen Coderausachen und Mehrwegeeffekten.

## 4.7 Bestimmung der Mehrwegeeffekte aus Meßdaten

Die konkreten Mehrwege-Verhältnisse und Ausbreitungsbedingungen am Beobachtungsort sind meist unbekannt. Deshalb wurden Methoden zum Nachweis von Mehrwegeausbreitung

aus den Meßdaten entwickelt. Das Grundproblem besteht darin, die Gewißheit zu haben, daß es sich bei dem ermittelten Einfluß tatsächlich um Mehrwegeausbreitung handelt. Im folgenden sollen die gängigen Verfahren zur Bestimmung von Trägerphasen- und Codemehrwegeausbreitung aus Meßdaten beschrieben werden.

### 4.7.1 Trägerphasenmehrwegeausbreitung

Mehrwegeeffekte können sowohl direkt aus den Messungsresiduen als auch indirekt über andere Beobachtungsbeiwerte bestimmt werden. Dabei ist ein Zuordnungsproblem zu lösen. Schließlich muß gewährleistet sein, daß ein gefundener Einfluß eindeutig einer Station und einem Satelliten zugeordnet ist.

#### 4.7.1.1 Bestimmung aus dem Residuenverlauf

Nach der Bestimmung der Mehrdeutigkeiten und ggf. neuer Koordinaten für Referenzstationen können Messungsresiduen auf der Grundlage doppelter Differenzen errechnet werden. Sie bilden die Ausgangsbasis für die visuelle/rechentechnische Bestimmung und Zuordnung der Mehrwegeeffekte.

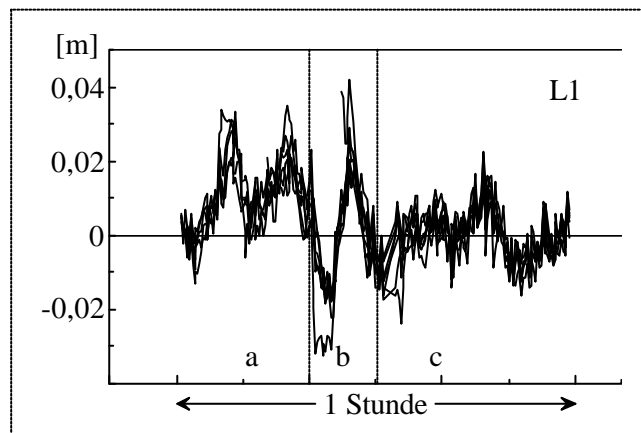


Abbildung 4.14 L1-Doppeldifferenzresiduen eines Basissatelliten zu allen anderen gemessenen Satelliten; deutliche Mehrwegeeffekte auf den Basissatelliten-signalen bei geringen Einflüssen der anderen beteiligten Signale

Durch die Untersuchung einer einzelnen Basislinien-Doppeldifferenz gelingt es noch nicht, einen Mehrwegeeffekt einem bestimmten Satelliten auf einem bestimmten Beobachtungspunkt zuzuordnen. Erst die gezielte Kombination von Doppeldifferenzen auf unterschiedlichen Basislinien kann dieses Problem lösen. Zur Bestimmung der Einflüsse eines einzelnen Satelliten werden diese Differenzen deshalb immer so gebildet, daß die Residuen des zu untersuchenden Satelliten stets dasselbe Vorzeichen erhalten und auch nur Residuen zum zu testenden (Basis-) Satelliten gebildet werden. Aus der Überlagerung aller dieser Residuenverläufe kann nun gegebenenfalls auf spezielle Effekte des Basissatelliten gefolgert werden (Abb. 4.14).

Immer dann, wenn sich ein sehr geschlossener Verlauf der Residuen ergibt, wirkt besonders und zudem ausschließlich ein Mehrwegeeffekt auf die Signale des Basissatelliten. Alle anderen Satelliten weisen in diesen Epochen keine oder nur sehr geringe Einflüsse auf. Abweichungen davon zeigen an, daß auch die anderen Satelliten mit mehr oder weniger starken Effekten versehen sind. Diese Erkenntnis ist wichtig, wenn anhand der Residuenstreuung Mehrwegeeffekte bestimmt und zugeordnet werden sollen. In Abb. 4.14 ist diese Bedingung besonders für den mittleren Bereich (b) erfüllt. Bis auf eine Residuenkurve ist hier der Verlauf aller anderen Kurven nahezu identisch. Der mittlere Kurvenverlauf ohne den erstgenannten Ausreißer dokumentiert somit den Mehrwegeeinfluß auf den Basissatelliten. Dies gilt ebenfalls mit leichten Einschränkungen für den Bereich (a). Auch hier kann trotz der deutlich größeren Schwankungen mit genügender Sicherheit auf den Einfluß des Basissatelliten geschlossen werden. Im Bereich (c) nehmen entweder die Mehrwegeeffekte der anderen Satelliten zu oder gleichzeitig die Einflüsse des Basissatelliten ab. In diesem Fall erscheint eine eindeutige Zuordnung vage.

Die Bestimmung der Effekte für einen Basissatelliten ist durch die dargestellte Überlagerung möglich. Damit sind Azimut-Elevations-Bereiche definiert, in denen diese Effekte quantitativ bekannt sind. Da jedoch zwei Stationen in die Differenzbildung eingehen, ist eine Zuordnung zu einer bestimmten Station noch nicht möglich. Erst durch Kombination von Doppeldifferenzresiduen innerhalb eines Stationsnetzes läßt sich dieses Ziel realisieren (siehe dazu auch folgenden Abschnitt).

#### 4.7.1.2 Bestimmung innerhalb eines Referenzstationsnetzes

Die Elimination vieler Fehlereinflüsse erfolgt durch geeignete Differenzbildung (s.a. Tab. 3.1). Insbesondere die Bildung doppelter Differenzen reduziert den Fehlerhaushalt auf atmosphärische Resteinflüsse, Orbitfehler, die Mehrwegeausbreitung, Phasenzentrumsvariationen und das Meßrauschen (s.a. Gl. 3.7). Besonders bei kurzen Basislinien bis zu wenigen km Länge verschwinden die atmosphärischen Resteinflüsse und die Orbitfehler fast vollständig. Phasenzentrumsvariationen spielen eine untergeordnete Rolle bei gleichen Antennentypen und gleicher Ausrichtung der kalibrierten Antennen. Nach der Mehrdeutigkeitsfestsetzung verbleiben also nur noch die stationsabhängigen Einflüsse aus der Mehrwegeausbreitung und dem Meßrauschen. Diese Einflüsse können epochenweise ermittelt werden. Nach einer abschließenden Koordinatenbestimmung (mit dem Ergebnis  $\nabla \mathbf{DR}_{ab}^{ij}$ ) können Residuen  $\nabla \mathbf{Dr}_{ab,f}^{ij}$  (Indizierung und Terme s. Gl. 3.7) berechnet werden. Der grundsätzliche Nachteil dieses Verfahrens besteht darin, daß ein festgestellter Effekt nicht eindeutig einem Satellit und einem Beobachtungspunkt zugeordnet werden kann. Das berechnete Residuum enthält die Einflüsse zweier Satelliten, die auf beiden Basislinienendpunkten beobachtet wurden.

$$\begin{aligned} \nabla \mathbf{Dr}_{ab,f}^{ij} = & \nabla \mathbf{DF}_{ab,f}^{ij} - \nabla \mathbf{DR}_{ab}^{ij} - \mathbf{I}_f \cdot \nabla \mathbf{DN}_{ab,f}^{ij} \\ & - \nabla \mathbf{DI}_{ab,f}^{ij} + \nabla \mathbf{DT}_{ab}^{ij} + \nabla \mathbf{DO}_{ab}^{ij} + \nabla \mathbf{DM}_{ab,f,F}^{ij} + \nabla \mathbf{DA}_{ab,f,F}^{ij} + \mathbf{e}_{ab,f,\nabla \mathbf{DF}}^{ij} \end{aligned} \quad [4.27]$$

Die charakteristischen Merkmale der Mehrwegeausbreitung treten auf kurzen Basislinien hervor, da Mehrwegeeffekte in diesem Fall die dominante Fehlerquelle darstellen:

$$\nabla \mathbf{D}r_{ab,f,k}^{ij} = \nabla \mathbf{D}M_{ab,f,F}^{ij} + \nabla \mathbf{D}A_{ab,f,F}^{ij} + \mathbf{e}_{ab,f,\nabla \mathbf{D}F}^{ij} \quad [4.28]$$

Ein typisches Beispiel für Doppeldifferenz-Residuen desselben Satellitenpaares zur selben Beobachtungszeit auf einer kurzen Basislinie (6km) und einer langen Basislinie (30km) zeigt Abb. 4.15. Hierbei werden die Unterschiede in der Bestimmbarkeit der Mehrwegeinflüsse deutlich. Dargestellt sind die Doppeldifferenzresiduen aus der Basislinienbestimmung. Beide Basislinien beginnen im selben Beobachtungspunkt, wobei hier eine besonders durch Mehrwegeeffekte beeinflusste Station gewählt wurde.

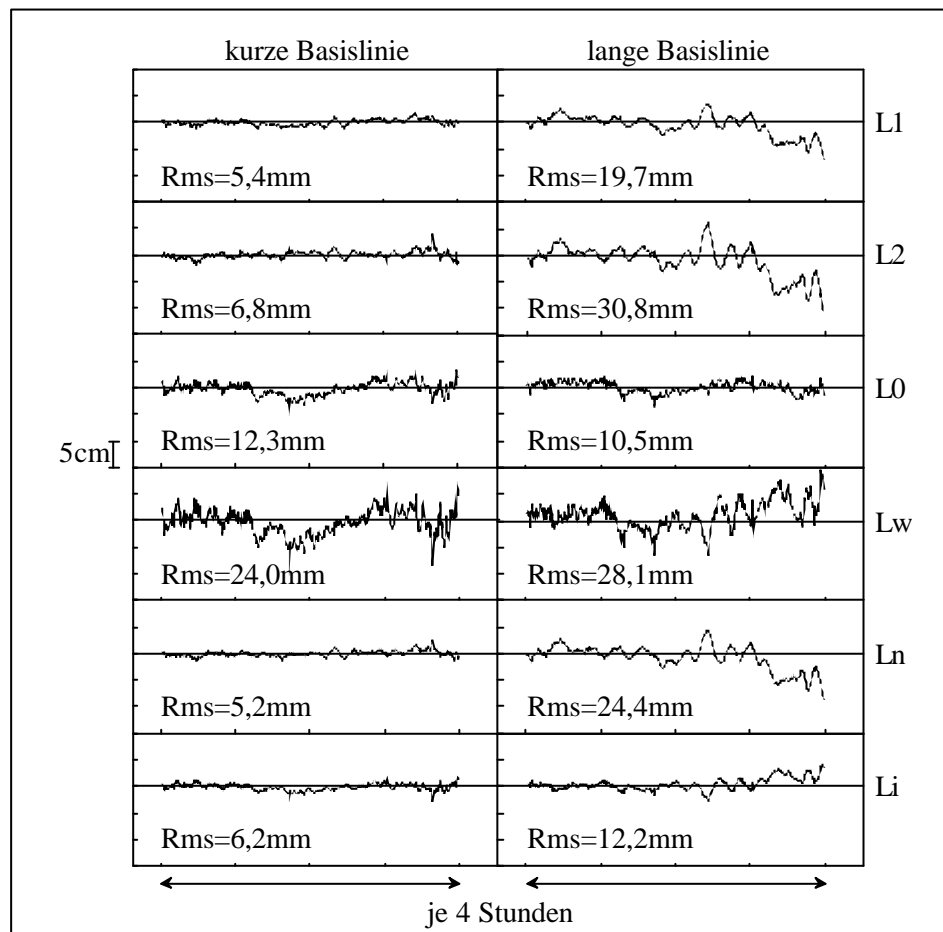


Abbildung 4.15 Mehrwegeeffekte, Meßrauschen und ionosphärische Einflüsse aus Meßdaten in Originalsignalen und Linearkombinationen (als Doppeldifferenzresiduen) auf einer kurzen (links) und einer langen Basislinie (rechts) für ein Satellitenpaar zur selben Zeit, die mehrwegebehaftete Station taucht dabei in beiden Basislinien auf

Zusätzlich zu den Mehrwegefehlern der Originalsignale (L1, L2) sind die abgeleiteten Effekte für die ionosphärenfreie Linearkombination (L0), die Wide-Lane (Lw), die Narrow-Lane (Ln)

und die geometriefreie Linearkombination (Li) angegeben. Bei der Interpretation muß zwischen den verschiedenen Basislinienlängen unterschieden werden.

Für die kurze Basislinie gilt, daß die Mehrwegeausbreitung den dominanten Fehlereinfluß darstellt. Sollte also keine Mehrwegeausbreitung auftreten, dürfte nur noch Meßrauschen in den Residuen vorzufinden sein. Der Antennenphasenzentrumsterm in Gl. 4.28 verschwindet nahezu bei kalibrierten Antennen, wenn diese nach einem definierten Azimut ausgerichtet werden. Es verbleibt der Restfehlerterm, der neben sehr geringen ionosphärischen und troposphärischen Einflüssen (je nach Tages- und Jahreszeit sowie Sonnenzyklus) nur noch das Meßrauschen enthält. Bei den gebildeten Linearkombinationen sind zwei Effekte zu beobachten. Zum einen verändert sich das Meßrauschen teilweise deutlich und zum Anderen kann eine Verstärkung der Mehrwegeeffekte stattfinden (L0, Lw) (s.a. Tab. 4.4).

Ganz anders stellen sich die Verhältnisse auf langen Basislinien dar. Hier sind deutlich größere ionosphärische Einflüsse anzutreffen. Eine Trennung von Mehrwegeeffekten gelingt nicht, da sowohl Größenordnung als auch Periodizität dieser Effekte den Mehrwegeeffekten ähneln. Im Unterschied zur Mehrwegeausbreitung wiederholt sich der ionosphärische Einfluß jedoch nicht bei gleicher Satelliten-Reflektor-Empfänger-Geometrie.

Sowohl die Originalsignale als auch die meisten abgeleiteten Linearkombinationen sind von diesen Nachteilen betroffen, da der ionosphärische Einfluß mit der Basislinienlänge zunimmt und gegebenenfalls die dominante Fehlerquelle darstellt. Die ionosphärenfreie Linearkombination L0 verdient jedoch eine besondere Beachtung, da nur sie geeignet ist, die Mehrwegeeffekte auf langen Basislinien zu bestimmen. (s.a. [Wanninger u. May, 2000]). Die Größe der Residuen und deren Verlauf entspricht hier etwa den Werten der kurzen Basislinie. Diese Erkenntnis und die Ergebnisse aus Abs. 4.7.1.1 bilden die Grundlage für die entwickelte Methode zur Bestimmung von Mehrwegeeffekten in Referenzstationsnetzen.

Wie bereits angesprochen, besteht bei der direkten Bestimmung der Mehrwegeeffekte das Problem der eindeutigen Zuordnung der Effekte zu den Meßwerten eines Satelliten auf einer ausgewählten Station. Will man dieses Problem auflösen, müssen einige Annahmen getroffen werden bzw. Voraussetzungen erfüllt sein [Wanninger u. Wildt, 1997]. Da sich Mehrwegeeffekte durch den Verstärkungseffekt besonders in der ionosphärenfreien Linearkombination nachweisen lassen, wurde diese Kombination trotz des höheren Meßrauschens gewählt. Sie weist zusätzlich den Vorteil auf, daß das Verfahren auch auf langen Basislinien angewendet werden kann. Außerdem wird sie vielfach als Standardlösung einer Koordinatenbestimmung verwendet. Zur eindeutigen Identifizierung einer betroffenen Station ist es notwendig, daß nicht alle zu untersuchenden Stationen durch Mehrwegeeffekte betroffen sind. Nur wenn es einige Stationen mit geringen oder nicht vorhandenen Einflüssen gibt, gelingt eine Zuordnung der Effekte. In der Praxis der Landesvermessung ist diese Forderung meist problemlos erfüllbar, da im Allgemeinen nur etwa jede vierte bis fünfte Referenzstation starke Einflüsse aufweist. Um nun noch den betroffenen Satelliten eines Doppeldifferenzresiduums zu bestimmen, wird angenommen, daß die Signale des pro Epoche am höchsten stehenden Satelliten kaum oder gar nicht gestört werden (s.a. Abs. 4.9). Dieser Satellit dient damit als Basissatellit bei der Dop-

peldifferenzbildung. Pro Meßepoche werden alle doppelten Differenzen in gleicher Art und Weise zu diesem Satelliten gebildet.

Die Anwendung des Verfahrens verlangt die gleichzeitige Auswertung von mindestens 3 Stationen. Erfolg verspricht dieser Ansatz jedoch nur, wenn mindestens zwei dieser Stationen gering oder gar nicht gestört sind. Eine Auswertung der Basislinie zwischen diesen ungestörten Stationen liefert somit nur (evt. erhöhtes) Meßrauschen. Bringt man nun diese ungestörten Stationen mit beeinflussten Stationen gemeinsam zur Auswertung, so kann der gefundene Einfluß eindeutig zugeordnet werden.

Eine weitere Annahme bezieht sich auf die vermutliche Periodendauer der Mehrwegeeffekte (s.a. Abs. 4.5). Hier wurde unterstellt, daß die dominanten Perioden überwiegend kleiner sind als 30 Minuten. Aus diesem Grund werden die Meßdaten in Abschnitte von 15 Minuten Länge unterteilt.

Die Berechnung der Mehrwegeeinflüsse läuft nach folgendem Schema:

1. Berechnung undifferenzierter Residuen der ionosphärenfreien Linearkombination. Dabei werden die Meßwerte um die geometrische Entfernung vom Satellit zur Empfangsantenne reduziert und Korrekturwerte für Troposphäre und die näherungsweise bestimmten Größen Empfängeruhrenfehler und Trägerphasenmehrdeutigkeit angebracht
2. Bilden von 15-Minuten-Abschnitten der Meßdaten. Dabei werden nur tiefstehende Satelliten (bis zu einem gewünschten Elevationswinkel) einbezogen. In den folgenden Schritten Nr. 3 bis 5 werden diese einzeln getestet.
3. Berechnung von doppelten Differenzen zwischen den zu testenden Beobachtungen und denen des am höchsten stehenden Satelliten und den entsprechenden Beobachtungen der anderen Stationen. Bei  $n$  Stationen ergeben sich damit  $(n-1)$  Vektoren von doppelten Differenzen.
4. Reduktion der einzelnen Vektoren um den Mittelwert. Damit werden neben dem Mehrdeutigkeitsterm auch langperiodische Einflüsse eliminiert. Für jeden Vektor wird eine Standardabweichung berechnet. Überschreitet ein Großteil der Standardabweichungen einen vorgegebenen Grenzwert (z.B. 15 mm), besteht der Verdacht auf Mehrwegeeffekte.
5. Korrelation der Vektoren in allen Kombinationen (s.a. Abs. 4.8.1). Überschreitet ein Großteil der Korrelationskoeffizienten einen vorgegebenen Grenzwert (z.B. 0,8), liegt ein Fehlereinfluß vor, der auf ein einzelnes Signal zurückzuführen ist. Damit erhärtet sich der Verdacht auf Mehrwegeeinflüsse einer einzelnen Station.
6. Verifizierung der Ergebnisse durch den Vergleich unterschiedlicher Meßtage.

Die Leistungsfähigkeit des Algorithmus läßt sich am besten durch ein Beispiel verdeutlichen. Auf 8 Referenzstationen wurden gleichzeitig die Daten eines zu testenden tiefstehenden Satelliten und die des am höchsten stehenden aufgezeichnet. Daraus lassen sich nun 7 Doppeldifferenzresiduen ableiten (Abb. 4.16).

Nach der Aufteilung in 15-Minuten-Abschnitte ergeben sich Standardabweichungen, welche die festgelegte Grenze von 15mm überschreiten (Tab. 4.6). Damit besteht Verdacht auf starke Mehrwegeeffekte. Aus diesem Grund werden alle Doppeldifferenzresiduen miteinander korreliert. Es entstehen 21 Korrelationskoeffizienten, von denen 16 (und damit 76%) über 0,8 liegen. Es liegt ein enger Zusammenhang vor, der besonders durch die Fehler des tiefstehenden Satelliten auf Station A hervorgerufen wird. Aufgrund des gewählten Ansatzes ist Mehrwegeausbreitung die wahrscheinliche Quelle der Einflüsse. Zur Kontrolle werden die entsprechenden Daten weiterer Meßtage ausgewertet und mit den Ergebnissen verglichen. Sollten sich gleichartige Darstellungen ergeben, ist dies die Bestätigung für die getroffene Annahme.

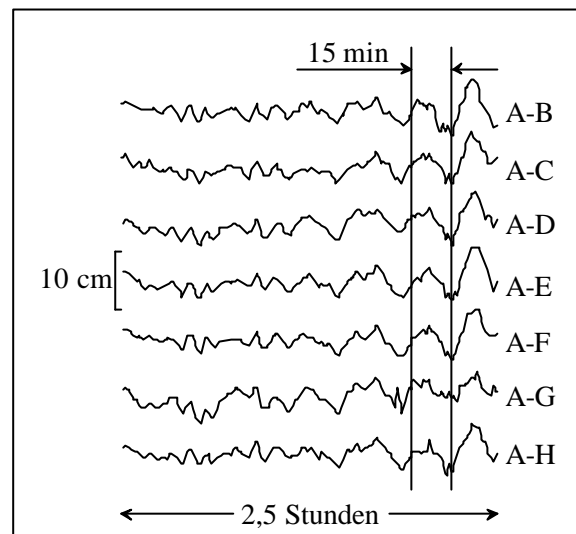


Abbildung 4.16 Doppeldifferenzresiduen der ionosphärenfreien Linearkombination aus den Phasenbeobachtungen eines tief- und eines hochstehenden Satelliten auf der zu untersuchenden Station A und den weiteren Stationen B bis H

Stationen	Standardabw. [mm]	Korrelationskoeffizienten					
		A-C	A-D	A-E	A-F	A-G	A-H
A-B	22	0,87	0,90	0,81	0,86	0,77	0,79
A-C	17	-	0,95	0,93	0,94	0,82	0,91
A-D	18	-	-	0,93	0,97	0,80	0,94
A-E	17	-	-	-	0,95	0,71	0,91
A-F	17	-	-	-	-	0,70	0,92
A-G	12	-	-	-	-	-	0,71
A-H	16	-	-	-	-	-	-

Tabelle 4.6 Standardabweichungen und Korrelationskoeffizienten der in Abb. 4.16 gekennzeichneten 15-Minuten-Abschnitte von Doppeldifferenzbeobachtungen  
[Wanninger u. Wildt, 1997]

Die Zuverlässigkeit des Algorithmus ist dann gewährleistet, wenn die Signale eines Satelliten nur auf einer Station beeinflusst werden. Ist derselbe Satellit zusätzlich auf anderen Stationen



betroffen, kann keine eindeutige Zuordnung mehr getroffen werden. Ein solcher Fall ist auf Station G zu erkennen. Sowohl die Standardabweichung der Doppeldifferenz A-G als auch die Korrelationskoeffizienten mit den anderen Stationspaaren deuten darauf hin, daß der tiefstehende Satellit ebenfalls auf G größeren Einflüssen ausgesetzt ist, die sich mit den Einflüssen auf A gegenseitig abschwächen können (auch ein Verstärkungseffekt ist möglich). Durch nähere Untersuchung konnte der Einfluß auf G nachgewiesen werden. Dafür mußte der Algorithmus in zwei Bearbeitungsstufen angewendet werden. Im ersten Schritt werden all jene Stationen ausfindig gemacht, die gering oder gar nicht durch Mehrwegeausbreitung beeinflusst sind. Dafür werden alle Stationen in einem Guß ausgewertet. Im zweiten Schritt wird der Auswerteablauf wiederholt, wobei nun nur die gering gestörten Stationen gemeinsam mit jeweils einer stark gestörten zur Auswertung gelangen. Auf diese Weise kann jeder stark gestörten Station der entsprechende Einfluß zugewiesen werden. Die gefundenen Einflüsse können anschließend zusammengestellt werden. Dazu werden sie ihrer Intensität nach geordnet und in Azimut-Elevations-Darstellungen eingetragen. Starke Fehler treten optisch mehr hervor als kleinere Einflüsse. Ein Beispiel für eine solche Darstellung gibt Abb. 4.17 wieder. Referenzstationsbetreiber erhalten somit ein Werkzeug zur schnellen Einschätzung der Stationsqualität bzgl. Mehrwegeausbreitung.

Dargestellt sind die Standardabweichungen der Doppeldifferenzresiduen. Dabei repräsentieren kleine Punkte Werte  $<5$  mm, mittlere stehen für Werte zwischen 5 und 15 mm und große Quadrate zeigen Positionen mit Standardabweichungen  $>15$  mm an. Die Schrittweite beträgt für das Azimut  $10^\circ$  und für die Elevation  $2^\circ$ . Aus der Darstellung lassen sich demzufolge keine konkreten Korrekturwerte für bestimmte Satellitenpositionen ableiten. Sie ist jedoch für die angesprochene Bewertung der Stationsqualität sehr gut geeignet. Bei Positionen ohne Punkt liegen auch keine Meßdaten vor. Daraus werden vor allem die Lage des für die jeweilige Breite der Beobachtungsstation gültigen Nordloches und die Abschattungsbedingungen sichtbar. Die Darstellungen geben die Azimute und Elevationen der betroffenen Satelliten wieder. Daraus kann nicht unmittelbar auf die Lage der Reflektoren geschlossen werden. Diese könnten sich in einem ganz anderen Azimut-Elevations-Bereich befinden. Oft liegen sie jedoch aufgrund großer Einfallswinkel auf den Reflektor (s.a. Abs. 2.2.1) in unmittelbarer Umgebung dieser Satellitenrichtungen. Eine Bewertung vor Ort erleichtert hier ggf. die Zuordnung.

Die jeweiligen realen Ergebnisse werden je nach Azimut-/Elevationswert des zu untersuchenden Satelliten einem Gitterpunkt zugeordnet und bestimmen dort je nach Intensität der Effekte die Größe der darzustellenden Quadrate. Hierbei kommt es jedoch infolge Bahnverschiebungen, unterschiedlicher Umlaufzeiten und in Abhängigkeit von der gewählten Aufzeichnungsrate zu Veränderungen in der täglichen Darstellung der Mehrwegeeffekte (s.a. Abs. 4.8.1). So ist es möglich, daß ein Wert an unterschiedlichen Tagen in unterschiedlichen Gitterpunkten vorkommt und eine andere Größenordnung haben kann. Die Abbildungen für eine Station sind also nicht Punkt für Punkt vergleichbar. Aus diesem Grund ist es sinnvoll, mehrere Meßtage zu einem Gesamtergebnis zusammenzufassen, um dadurch die Bestimmungssicherheit des Verfahrens zu erhöhen (untere Darstellung in Abb. 4.17). Dabei werden nur die mehrheitlich auftretenden Effekte wiedergegeben.

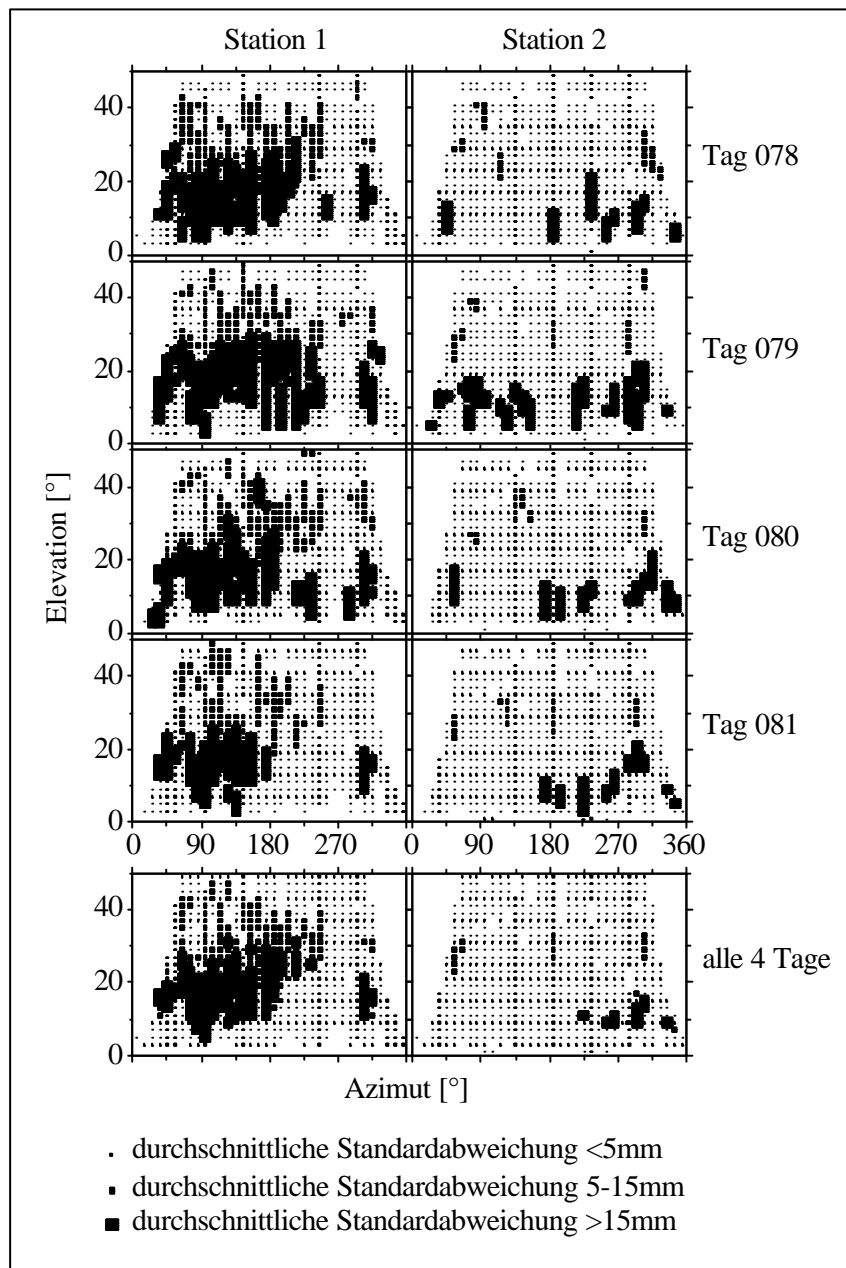


Abbildung 4.17 Beispiele für nachgewiesene Mehrwegeeffekte auf Referenzstationen (starke (links) und geringer (rechts) gestörte Station)

Die Ursachen für die Störungen liegen häufig darin begründet, daß Referenzstationen meist in hochreflektiver Umgebung installiert werden (z.B. Hausdächer). So kann aus dem linken Teilbild abgelesen werden, daß vor allem der Bereich im Südosten starke Einflüsse aufweist. Das gilt besonders für die niedrigen Elevationswerte. Aber auch höherstehende Satelliten sind betroffen. Es ergibt sich in etwa eine V-Form, die infolge des vorhandenen Spitzdaches entsteht. Die Station befindet sich dabei an der Nord-West-Seite des Daches. Interessanterweise befinden sich oberhalb der Antenne keine Abschattungen. Die Situation stellt sich für die Station im rechten Teilbild entscheidend günstiger dar. Hier sind nur vereinzelt Einflüsse im Westen zu registrieren. Diese Station wäre somit bedingt geeignet, als fehlerarm in die zweite

Bearbeitungsstufe mit einbezogen zu werden. Dieser Weg ist vor allem dann zu beschreiten, wenn völlig freie Stationen entweder nur in ungenügender Anzahl oder in zu großer Entfernung zur Verfügung stehen.

Umfangreiche Untersuchungen von Referenzstationen der deutschen Landesvermessung ergaben zum Einen, daß die Ergebnisse bei gleichen äußeren Bedingungen über lange Zeiträume qualitativ wiederholbar sind. Damit ist nachgewiesen, daß der Algorithmus tatsächlich die Mehrwegeeffekte abbildet. Weiterhin wurde bestätigt, daß nur etwa jede 4.-5. Referenzstation stärkere Effekte aufweist. Das Auftreten von Mehrwegeeffekten ist dabei nicht an bestimmte Oberflächenmaterialien gebunden. So treten Einflüsse sowohl bei Dachpappe als auch bei Blechverkleidungen auf. Auch kann aus dem Vorhandensein eines bestimmten Materials nicht auf zu erwartende Effekte geschlossen werden. Jede Station weist ihre eigene Charakteristik auf.

Es kann davon ausgegangen werden, daß in Zukunft die Anzahl problembehafteter Stationen weiter sinkt, da die Stationsbetreiber ein besonderes Interesse an zuverlässigen und rauscharmen Daten haben [Hankemeier, 1995]. Durch den entwickelten Algorithmus kann nun bereits vor der dauerhaften Installation einer Referenzstation auf die genannten Einflüsse hin getestet werden. Damit ist natürlich nicht gesichert, daß auch in der Zukunft mit mehrwegearmen Daten gerechnet werden kann. Hier sind die Betreiber angehalten, in regelmäßigen Abständen bzw. bei Änderungen in der Stationsumgebung Überprüfungen der Stationsqualität durchzuführen. Die aus organisatorischen Gründen nicht zu beseitigenden Effekte müssen dann durch entsprechende Korrekturverfahren eliminiert oder verringert werden. Letztlich ist auch damit zu rechnen, daß durch verbesserte Empfänger- und Antennentechnik eine Reduzierung der Einflüsse möglich wird.

#### 4.7.1.3 Bestimmung über die SNR-Werte

Mehrwegeeffekte sind mit einigen Begleiterscheinungen verkoppelt, die teilweise geeignet sind, den Mehrwegeeinfluß indirekt nachzuweisen. Dazu zählt z.B. die Veränderung des Signal-Rausch-Wertes  $SNR$  (s.a. Abs. 2.3). Da diese Größe unmittelbar mit dem Signalempfang verknüpft ist, entfällt hier die Bedingung vieler Korrekturansätze nach einer unveränderten Antennenumgebung. Ein Einsatz dieser Technik ist somit auch bei kinematischen Anwendungen denkbar. Die Vorteile dieses indirekten Verfahrens bestehen in der Eindeutigkeit der Fehlerzuordnung, da die Ergebnisse aus den Daten einer einzelnen Station und eines einzelnen Satelliten gewonnen werden können. Signal-Rausch-Werte weisen bei unveränderten Antennenumgebungen die gleiche gute Wiederholbarkeit auf wie Mehrwegeeffekte. Abbildung 4.18 gibt hierfür ein typisches Beispiel. Dargestellt sind die Signal-Rausch-Werte eines Satelliten an mehreren aufeinanderfolgenden Tagen auf derselben unveränderten Beobachtungsstation sowie der durchschnittliche Korrelationskoeffizient des ersten Tages mit allen folgenden. Aus dessen Wert ist ersichtlich, daß bei gleichen Umgebungs- und damit auch Mehrwegebedingungen die gleichen Effekte erzeugt werden. In der Darstellung sind die elevationsabhängigen Anteile noch enthalten. Bei deren Abzug ergeben sich Kurvenverläufe, die um die Nullachse schwanken.

Von [Axelrad u.a., 1994] wird für Trägerphasenmessungen ein Algorithmus mit folgenden Bedingungen beschrieben:

- Die Amplitude des an der Antenne eintreffenden direkten Signals ist konstant
- Die Amplituden der an der Antenne eintreffenden Mehrwegesignale sind konstant
- Die Antennenempfangscharakteristik ist relativ glatt (s.a. Abb. 2.13)
- Die Mehrwegeperioden sind innerhalb geeigneter Zeitabschnitte konstant

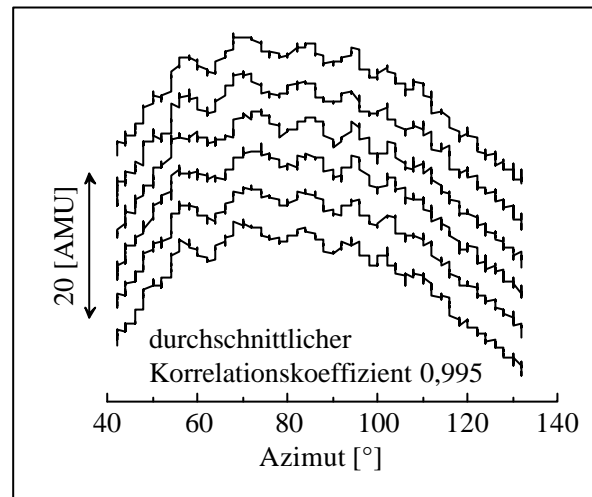


Abbildung 4.18 Wiederholbarkeit der Signal-Rausch-Werte eines Satelliten an 6 aufeinanderfolgenden Tagen, Korrelation des ersten Tages mit allen folgenden, Darstellung in Trimble-typischen Amplituden-Meßeinheiten (AMU, bis 30 erreichbar)

Der Algorithmus selbst gliedert sich dann in mehrere Arbeitsabschnitte:

1. Elimination der Einflüsse erster Ordnung für die Satelliten- (und evt. Fahrzeug-) bewegung aus den *SNR*-Daten, Erzeugung angepaßter *SNR*-Werte
2. Identifikation signifikanter Mehrwegeperioden auf Basis der angepaßten *SNR*-Werte
3. Bestimmung von Amplitude und Phasenoffset für jeden einzelnen Mehrweg
4. Schätzen des Phasenmehrwegeeinflusses aus den unter 3. bestimmten Parametern
5. Differenzbildung zwischen den Schätzergebnissen für 2 Antennen, um ein differentielles Phasenkorrektionsprofil für jeden einzelnen Mehrweg zu erstellen
6. Bestimmung des Vorzeichens der Korrekturglieder anhand der Phasenresiduen
7. Differenzbildung zwischen dem Phasenkorrektionsprofil und den aktuellen Phasendaten (-differenzen), um Mehrwegeeffekte zu reduzieren

Aus Simulationsrechnungen läßt sich zeigen, daß dieser Algorithmus in der Lage ist, unter den geforderten Voraussetzungen den Mehrwegeeinfluß aus den Daten zu eliminieren. Ein beeindruckendes Beispiel dafür liefert Abb. 4.19. Der Algorithmus geht über die reine Bestimmung der Mehrwegeeffekte hinaus. Nach der Schätzung des Mehrwegeprofils ist es auch nur noch ein kleiner Schritt bis zur Verwendung der gefundenen Einflüsse als Korrekturgrößen. So

optimistisch die Ergebnisse der Simulation zwar aussehen, so schwierig dürften sie jedoch in realen Meßumgebungen reproduzierbar sein. Um diesen Algorithmus entwickeln zu können, waren einige Annahmen zur Signalstruktur notwendig. Inwieweit diese praxistauglich sind, muß in weiteren Untersuchungen geklärt werden. Besonders der unter obigem Punkt 3 genannte Arbeitsschritt dürfte Schwierigkeiten bereiten, da unter normalen Umständen sowohl eine Bestimmung der Anzahl der einzelnen Mehrwege als auch eine Trennung in den  $SNR$ -Werten unmöglich sein dürfte. Diese enthalten nur ein Summenergebnis aus der Überlagerung der einzelnen Mehrwegesignale eines Satelliten. Will und kann man jedoch den Aufwand betreiben, einzelne Signale zu erkennen, erhält man mit dem vorgestellten Ansatz bei Kenntnis der exakten Antennencharakteristik ein probates Mittel für den Umgang mit Mehrwegeeffekten. Künftige Korrekturansätze sollten daher  $SNR$ -Informationen (evt. zur Validierung der Ergebnisse) einbeziehen.

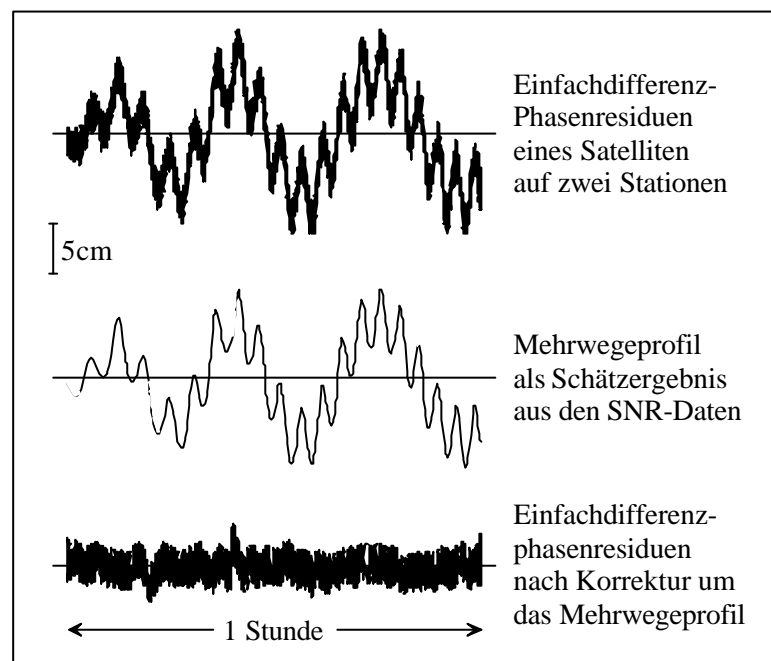


Abbildung 4.19 Simulation von Mehrwegeeffekten (oben), eines aus  $SNR$ -Daten abgeleiteten Mehrwegeprofils (mitte) und das Ergebnis der Verwendung dieses Profils für die Mehrwegekorrektur (unten), aus [Axelrad u.a., 1994]

Ein momentanes Problem besonders auf Referenzstationen stellt die übliche Reduzierung der  $SNR$ -Informationen beim Übergang auf das empfängerunabhängige RINEX-Format dar. Dabei werden die originalen Werte auf den Bereich von 0 bis 9 skaliert. Leider ist damit ein Informationsverlust verbunden, infolge dessen eine Auswertung dieser reduzierten  $SNR$ -Werte für den vorgeschlagenen Ansatz nicht mehr sinnvoll ist.

#### 4.7.1.4 Multiantennensysteme

Mehrwegeeffekte sind stark korreliert mit der Antennenumgebung. Verändert sich die Umgebung, ist auch der resultierende Mehrwegeeffekt Schwankungen unterworfen. Sind auf einer geeigneten Oberfläche mehrere Antennen installiert und die geometrischen Beziehungen untereinander exakt bekannt, lassen sich die Differenzen der Mehrwegeeffekte auf den einzelnen Punkten ermitteln. Daraus können dann entsprechende Korrekturen abgeleitet werden. Zur Vereinfachung der Installation und zwecks Realisierung genau definierter geometrischer Beziehungen werden hierfür keine Einzelantennen mehr installiert, sondern sogenannte Multiantennensysteme mit mehreren Antennenelementen auf engstem Raum ([Ray, 1999] u. [Cannon u.a., 2000]).

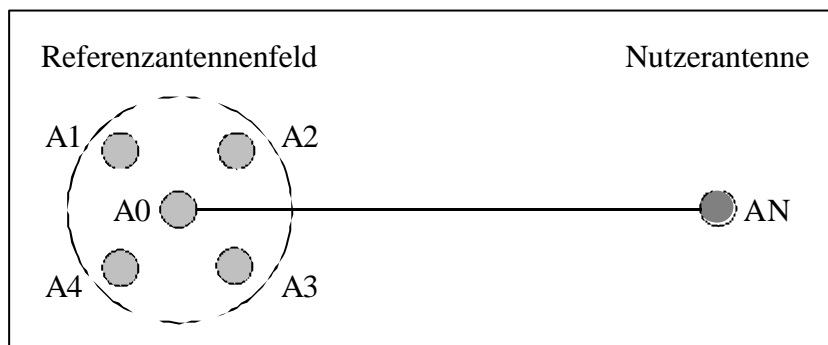


Abbildung 4.20 Positionsbestimmung eines Nutzers bezüglich eines Referenzantennenfeldes mit minimalem Abstand der Antennenelemente zueinander

Werden nun Einfachdifferenzen zwischen den Meßwerten dieser Antennenelemente gebildet, weisen diese bei Verwendung eines Zeitnormals für alle Empfänger nur noch die Mehrdeutigkeiten der Phasenmessung, die Differenzen der Mehrwegeeffekte und das Meßrauschen auf. Ausgehend von Gl. 3.4 entfällt unter diesen Bedingungen der größte Anteil an Parametern.

$$\Delta F_{ab,f}^i = \lambda_f \cdot \Delta N_{ab,f}^i + \mathbf{DM}_{ab,f,\mathbf{F}}^i + \mathbf{e}_{ab,f,\mathbf{DF}}^i \quad [4.29]$$

Da der resultierende Mehrwegefehler deutlich unter  $1/4$  liegt, kann auch das Mehrdeutigkeitsproblem gelöst werden. Es verbleiben nur noch Mehrwegeeffekte und Meßrauschen. Je weniger sich die Einflüsse von Element zu Element unterscheiden, desto kleiner werden diese Resteinflüsse in der Differenz ausfallen. Mitentscheidend ist hierfür die Struktur der unmittelbaren Antennenumgebung.

Die Schätzung der Mehrwegeeinflüsse je Satellit und Element erfolgt in Kombination mit einem Kalmanfilter (s.a. Abs. 4.8.2). Die Positionsbestimmung einer Nutzerantenne kann anhand Abb. 4.20 nachvollzogen werden (nach [Ray, 1999]). Die Meßwerte des Koordinatenbezugspunktes (A0) können sich dabei aus den entsprechenden Werten aller zur Verfügung stehenden Antennen zusammensetzen.

### 4.7.2 Codemehrwegeausbreitung

Die Bestimmung der Code-Mehrwegefehler gelingt für jeden Satelliten separat auf einer einzelnen Station, da die Phasenmessung als Vergleichsgröße dient. Deren Fehler inklusive Phasenmehrwegeausbreitung und Meßrauschen ist deutlich geringer als das Code-Meßrauschen und kann damit als "Sollwertgeber" dienen.

Die formelmäßige Darstellung für die nicht-echtzeitfähige Variante geht von den Gleichungen 3.1 und 3.2 aus. Da die Berechnungen satellitenort- und stationsunabhängig gelten, wird auf die entsprechenden Indizes ( $i$  und  $a$ ) verzichtet. Die Ableitung beginnt mit dem Verhältnis zwischen den ionosphärischen Weglängenunterschieden  $I_1$  und  $I_2$  der Frequenzen  $f_1$  und  $f_2$  (s.a. [UNAVCO, 1994]):

$$I_2 = \frac{f_1^2}{f_2^2} * I_1 = \mathbf{a} * I_1. \quad [4.30]$$

Durch Abzug der beiden Phasenmessungen  $\mathbf{F}_1$  und  $\mathbf{F}_2$  voneinander (s.a. Gl. 3.2) und Berücksichtigung von Gl. 4.30 erhält man einen Ausdruck für  $I_1$ :

$$I_1(\mathbf{a}-1) = \mathbf{F}_1 - \mathbf{F}_2 - I_1 N_1 + I_2 N_2 - M_{F1} + M_{F2}. \quad [4.31]$$

mit  $I_i$  : Wellenlänge der Signale,  
 $N_i$  : Mehrdeutigkeit der Phasenmeßwerte,  
 $M_{Fi}$  : Trägerphasenmehrwegeeffekte.

Diese Gleichung wird mit der Bildungsvorschrift für die Phasenmessung auf L1 (Gl. 3.2) kombiniert. Damit entfällt der ionosphärische Anteil.

$$\mathbf{F}_1 + \frac{\mathbf{F}_1 - \mathbf{F}_2}{\mathbf{a} - 1} = R + c_0[\mathbf{Ddt} - \mathbf{Dh}_F] + T + \underbrace{I_1 N_1 + \frac{I_1 N_1 - I_2 N_2}{\mathbf{a} - 1}}_{bl} + \underbrace{M_{F1} + \frac{M_{F1} - M_{F2}}{\mathbf{a} - 1}}_{ml}. \quad [4.32]$$

mit  $\mathbf{Ddt}$  : Differenz der Uhrfehler von Empfänger und Satellit,  $\mathbf{Ddt} = \mathbf{dt}_a - \mathbf{dt}^i$ ,  
 $\mathbf{Dh}_F$  : Differenz der Hardwareverzögerungen von Empf. und Sat.,  $\mathbf{Dh}_F = h_{1,F} - h_{2,F}$ ,  
 $c_0$  : Lichtgeschwindigkeit im Vakuum [m/s],  
 $R$  : Entfernung Satellit – Empfänger [m],  
 $T$  : Troposphärischer Streckenfehler [m].

Nun kann Gl. 4.32 von der Gleichung für die Code-Messung (Gl. 3.1) unter Berücksichtigung von Gl. 4.31 abgezogen werden. Es verbleiben nur noch Meßgrößen.

$$C_1 - F_1 - 2 \frac{F_1 - F_2}{a - 1} = M_{C1} - \underbrace{\frac{I_1 N_1 - I_2 N_2}{a - 1}}_{B1} - \underbrace{\frac{M_{F1} - M_{F2}}{a - 1} - m_1}_{M1} \quad [4.33]$$

$$= \underline{MP1}.$$

Die rechte Seite von Gl. 4.33 beinhaltet den Code-Mehrwegefehler  $M_{C1}$ , einen Phasen-Bias-Term  $B1$  und den vergleichsweise sehr kleinen Phasenmehrwegefehlerterm  $M1$ . Da der Term  $B1$  undefiniert ist, werden die Phasenmessungen um ihren Mittelwert über einen unterbrechungsfreien (ohne Cycle-Slips) Zeitraum reduziert. Man erhält damit Codemehrwegefehler, die im Mittel etwa Null ergeben. Von Interesse sind vor allem die relativen Veränderungen des Code-Mehrwegeefflusses über die Zeit. Es sollten also möglichst längere Beobachtungstücke ausgewertet werden.

Analog wird der Fehler für die 2. Frequenz bestimmt. Als Ergebnis erhält man hier

$$C_2 - F_2 - 2 \frac{a(F_1 - F_2)}{a - 1} = M_{C2} - \underbrace{\frac{a}{a - 1} I_1 N_1 + \left( \frac{a}{a - 1} - 1 \right) I_2 N_2}_{B2} \quad [4.34]$$

$$- \underbrace{\frac{a}{a - 1} M_{F1} + \left( \frac{a}{a - 1} - 1 \right) M_{F2}}_{M2}$$

$$= \underline{MP2}.$$

Die Werte MP1 und MP2 werden eindeutig von den jeweiligen Codemehrwegeeffekten und dem Code-Meßrauschen dominiert. Sie sind damit geeignete Größen zur Einschätzung der Signalqualität.

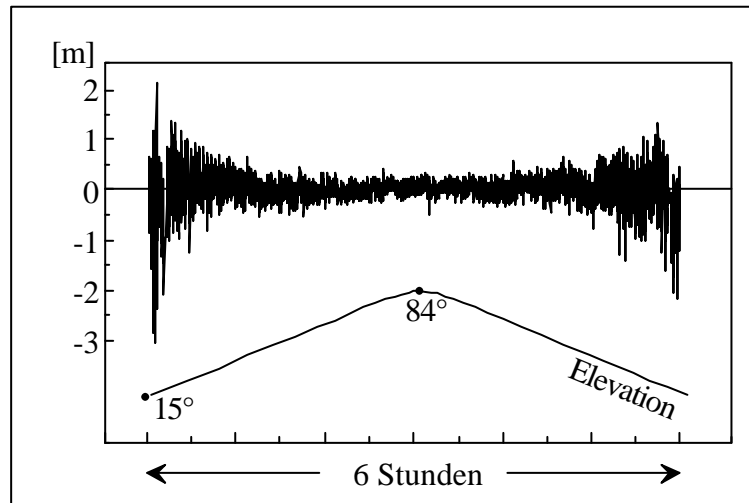


Abbildung 4.21 Code-Mehrwegeeffekte eines Satelliten auf einer Referenzstation



Abb. 4.21 zeigt den sich ändernden Code-Mehrwegeeinfluß über den gesamten Beobachtungszeitraum eines ausgewählten Satelliten. Diese Beobachtungen stammen von einer Referenzstation auf einem Satteldach mit geringen Abschattungen. Nur im horizontnahen Bereich treten verstärkt Einflüsse auf. In den oberen Elevationsbereichen ist der Satellit kaum von Mehrwegeeffekten betroffen. Hier zeigt sich nur noch das Code-Meßrauschen.

Da einige Hersteller dazu übergehen, im Widerspruch zu den Forderungen der RINEX-Konvention geglättete Codemeßwerte auszugeben, ist in diesen Fällen die Bestimmung der MP-Werte nicht mehr sinnvoll. Im Ergebnis erhielte man viel zu optimistische Aussagen zur Genauigkeit der Codemessung. Sollte sich dieser Trend durchsetzen, verliert man ein geeignetes Werkzeug zur Einschätzung der Qualität von Empfangssystemen.

## 4.8 Wiederholbarkeit der Mehrwegeausbreitung

Die in Abschnitt 4.7 geschaffenen Grundlagen zur Bestimmung von Mehrwegeeffekten aus Meßdaten können überprüft werden. Schließlich muß gewährleistet sein, daß es sich bei einem festgestellten Fehlereinfluß tatsächlich um Mehrwegeausbreitung handelt. Hierfür kann die reine Stationsabhängigkeit beim Auftreten der Mehrwegefehler genutzt werden. Demnach bewirkt eine bestimmte Satellitenposition immer dann den gleichen Fehler, wenn sich Empfangsantenne und Antennenumgebung nicht verändert haben. Diese Bedingung ist in der Regel bei Referenzstationen gegeben. Hierbei müssen jedoch auch meteorologische Zustände berücksichtigt werden. Nach etwa 24 Stunden (1 Sterntag) weist ein Satellit nahezu die gleiche Position auf und ruft damit den gleichen Mehrwegeeinfluß hervor. Wenn der Mehrwegeeinfluß die dominante Fehlerquelle darstellt, werden die Messungsresiduen ein gleiches Erscheinungsbild aufweisen. Das gilt insbesondere bei kurzen Basislinien. Der Nachweis kann sowohl optisch als auch mit rechentechnischen Mitteln erfolgen. In Abbildung 4.22 sind die Residuen verschiedener Signale zusammengestellt. Dabei handelt es sich um Messungen auf einer kurzen Basislinie mit den Originalsignalen L1 und L2 und der daraus abgeleiteten Linearkombination L0 für den selben Zeitraum. Darunter sind die L0-Residuen für den entsprechenden Zeitraum nach einem siderischen Tag angegeben. Wie bereits in Kapitel 4.3 aufgezeigt, ist die ionosphärenfreie Linearkombination L0 besonders geeignet, den Mehrwegeeinfluß wiederzugeben. Deshalb wurde diese Linearkombination gewählt, um die Wiederholbarkeit des Mehrwegeeffektes zu zeigen. Deutlich erkennbar ist die ähnliche Struktur der Beobachtungsresiduen mit einem Zeitversatz von 1 Tag. Daß nur eine große Ähnlichkeit festgestellt werden kann, liegt neben dem unterschiedlichen Meßrauschen, welches größer als in den Originalsignalen ausfällt, vor allem daran, daß in diesen Vergleich zwei Satelliten eingehen, die eine unterschiedliche Umlaufzeit aufweisen können. Damit kann einer der beiden nicht exakt die gleiche Vortagesposition einnehmen. Infolge dieser etwas anderen Position ruft er leicht differierende Mehrwegeeffekte hervor. Die Unterschiede zwischen den Residuen beider Tage fallen um so größer aus, je größer die Umlaufzeitdifferenz zwischen den beteiligten Satelliten ist (siehe dazu auch folgenden Abschnitt).

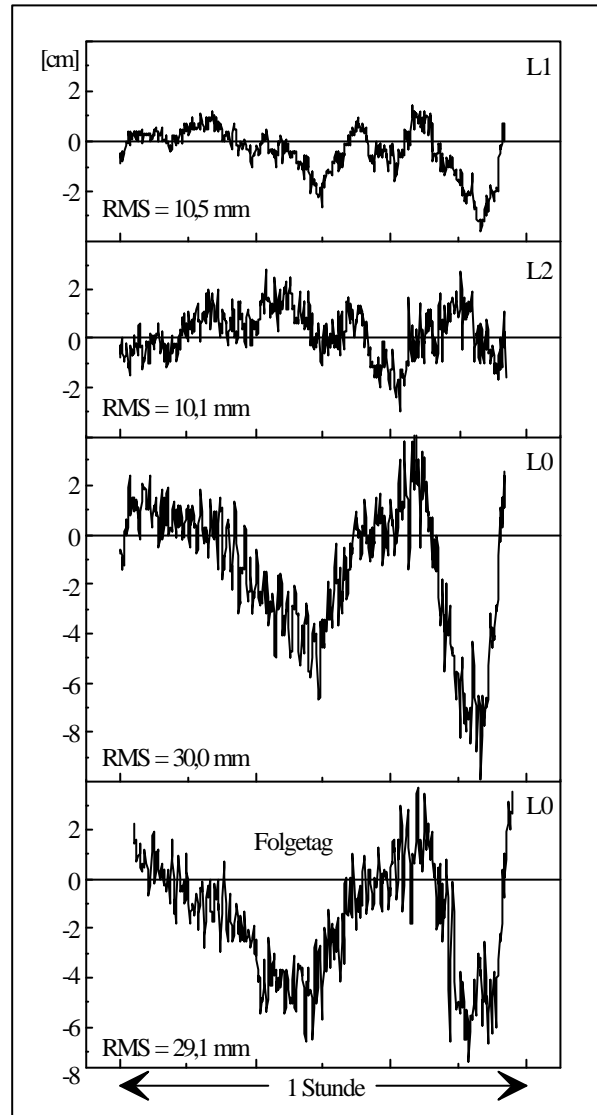


Abbildung 4.22 Doppeldifferenzresiduen  
(Für L0 an zwei aufeinander folgenden Sterntagen)

Eine weitere Möglichkeit zur Untersuchung des Zusammenhangs zwischen Residuenverläufen bietet die folgende Analyseverfahren. Als Ergebnis erhält man die exakte Zeitdifferenz zwischen identischen Satellitenkonstellationen.

#### 4.8.1 Korrelationsanalyse

Für die rechnerische Analyse können zwei Wege beschritten werden. Zum Einen kann der einfach zu ermittelnde empirische Korrelationskoeffizient bestimmt werden. Etwas aufwendiger liefert die Kreuzkorrelation der Fouriertransformierten der Originalsignale das gleiche Ergebnis.

Der empirische Korrelationskoeffizient  $r_{xy}$  dient als Gradmesser der linearen Abhängigkeit zwischen zwei Beobachtungsreihen. Er wird nach folgender Bildungsvorschrift ermittelt [Bronstein u. Semendjajew, 1989].

$$r_{xy} = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}} \quad \text{mit} \quad \bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i, \quad \bar{y} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i. \quad [4.35]$$

Der Nachteil bei der Verwendung des empirischen Korrelationskoeffizienten besteht darin, daß jener als Maß für die Stärke des Zusammenhangs zwischen zwei Beobachtungsreihen nur dann geeignet ist, wenn ein nahezu funktionaler Zusammenhang zwischen den Reihen besteht. In diesem Fall ergibt sich ein  $r_{xy}$  nahe 1 (-1). Ein Wert nahe 0 zeigt keinen oder nur einen sehr geringen Zusammenhang auf. Je kleiner die Mehrwegeeffekte bezüglich des Meßrauschens ausfallen, um so mehr tendiert das Korrelationsergebnis gegen 0.

Erreicht man Werte kleiner 0,4, so ist von einem nur losen Zusammenhang auszugehen. Ein Ergebnis von über 0,85 demonstriert einen engen Zusammenhang [Reißmann, 1980]. In Abb. 4.23 ist die Problematik beim Korrelationsvorgang mit Doppeldifferenzresiduen (ionosphärenfreie Linearkombination L0, kurze Basislinie) zu erkennen.

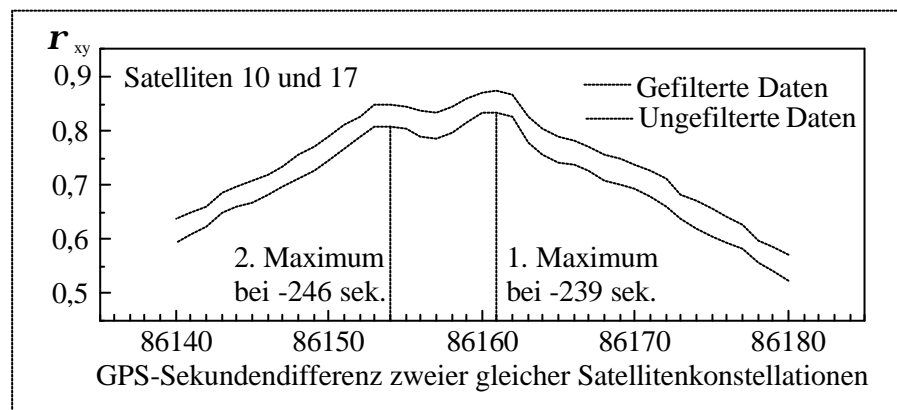


Abbildung 4.23 Empirische Korrelationskoeffizienten  $r_{xy}$  abhängig vom zeitlichen Abstand zweier Satellitenkonstellationen (hier = 1 Tag)

Die gleiche Satellitenkonstellation ergibt sich nach etwa 1 Sterntag, also nach ca. 86160s (=1 Sonnentag - ca. 240sek (=Differenz Sterntag-Sonnentag)). Verschiebt man die Residuenverläufe beider Tage solange gegeneinander, bis sich ein Korrelationsmaximum einstellt, hat man die Differenz gefunden, für die sich die beste Wiederholbarkeit ergibt. Das Ergebnis ist abhängig von der jeweiligen Satellitenkombination, da die beteiligten Satelliten 10 und 17 unterschiedliche Umlaufzeiten haben. Es ergeben sich 2 Maxima mit unterschiedlichen Sekundendifferenzen. Die Ursache dafür läßt sich aus folgender Überlegung ableiten.

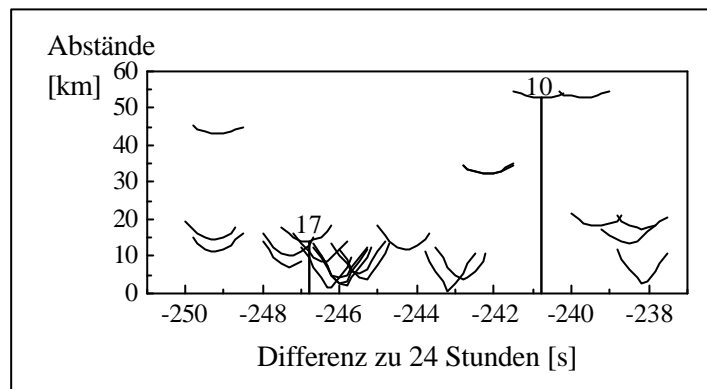


Abbildung 4.24 Wiederholbarkeit der Satellitenposition nach etwa 24 Stunden

Mithilfe präziser Ephemeriden für die beiden Tage kann für jeden Satelliten der Zeitpunkt ermittelt werden, zu dem eine festgelegte Position des Vortages nahezu wieder erreicht wird. Die größtmögliche Annäherung an die entsprechenden Positionen ist in Abb. 4.24 für alle Satelliten angegeben und für die beteiligten Satelliten 10 und 17 extra markiert [Wildt, 1998]. Die beste Wiederholbarkeit findet sich jeweils in der Nähe eines Korrelationsmaximums (s. Abb. 4.23). Damit liegt der Schluß nahe, daß die beiden beteiligten Satelliten für je ein Maximum verantwortlich sind.

Die reinen Umlaufzeiten lassen sich auch aus den Satelliten-Navigationsinformationen gewinnen. Eine Beschreibung eines Algorithmus für GPS-Satelliten findet sich im Anhang A. Da hierfür die Umlaufzeit durch Extrapolation der mittleren Satellitengeschwindigkeit aus Broadcastephemeriden abgeleitet wird, besteht die Möglichkeit, daß die Ergebnisse teilweise von den exakt ermittelten Werten mittels präziser Ephemeriden abweichen. Im Allgemeinen ist die durchschnittliche Geschwindigkeit jedoch relativ konstant.

Die Werte für die Umlaufzeiten können mehr oder weniger stark variieren. Abrupte Änderungen sind bei Satellitenbahnmanövern zu befürchten. 2 Beispiele für Satellitenbahnen und deren Änderungen über den Zeitraum des Jahres 1999 sind in Abb. 4.25 angegeben [Wanninger u. May, 2000]. Dabei wurden alle Elevations-Azimut-Bereiche aus Antennensicht wiedergegeben, in welchen der jeweilige Satellit zu beobachten war. Im oberen Beispiel (Sat. 17) findet sich eine Satellitenbahn mit nur geringem Schwankungsbereich. Dieser beträgt für die azimutale Komponente weniger als  $3^\circ$  (Dezimalgrad) für die meisten Satelliten (bei einem Elevationswinkel von  $15^\circ$ ). Im Falle von Bahnmanövern werden jedoch ungleich größere Werte erreicht. Im unteren Beispiel (Sat. 1) werden bis zu  $0,2^\circ/\text{Tag}$  erreicht. Extremwerte anderer Satelliten liegen bei bis zu  $0,5^\circ/\text{Tag}$ . Dies hat Konsequenzen für die Gültigkeit von Korrekturmodellen. Dieses Problem wird in Abschnitt 6 noch einmal aufgegriffen, da umlaufzeitabhängige Korrekturmodelle nur funktionieren, wenn die Umlaufzeit exakt bekannt ist. Auf der anderen Seite liefern vor allem diese Satelliten mit großem Überdeckungsbereich wertvolle Informationen über Mehrwegeeffekte auf Referenzstationen.

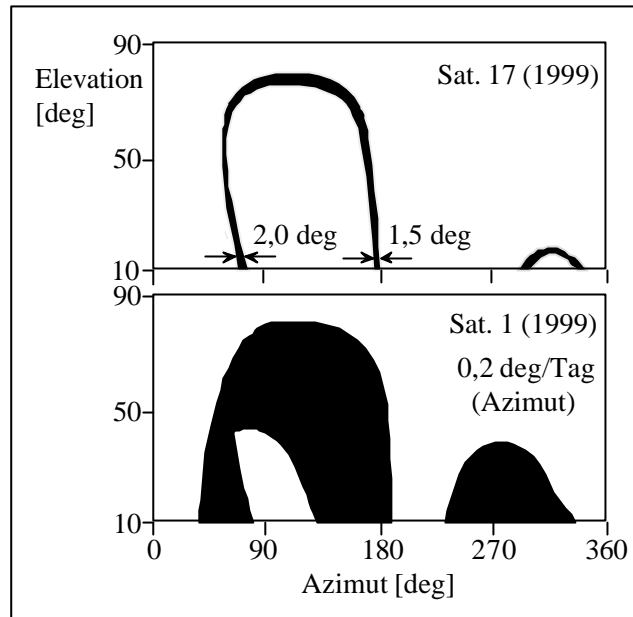


Abbildung 4.25 Bahnvariationen zweier ausgewählter Satelliten über den Zeitraum eines Jahres

Beim Vergleich der Ergebnisse aus Abb. 4.24 mit den Korrelationsmaxima (Abb. 4.23) fällt auf, daß die Werte für beide Satelliten in der Nähe je eines Maximums liegen. Damit läßt sich nur eine mittlere Umlaufzeit für das Satellitenpaar angeben. Dieser Wert hat jedoch aus den vorgenannten Gründen nur eine unbestimmte Geltungsdauer. Aufgrund der guten Korrelationsergebnisse (über 0,8) ist ein enger Zusammenhang zwischen den Beobachtungsreihen festzustellen. Damit ist nachgewiesen, daß in diesem Beispielfall die Mehrwegeausbreitung die dominante Fehlerquelle darstellt.

Der zweite gangbare Weg soll mittels Abbildung 4.26 beschrieben werden. Es erfolgt der Übergang in den Frequenzbereich. Hierbei werden die Funktionswerte über der Frequenz statt über der Zeit aufgetragen. Es entsteht ein Frequenzspektrum. Der Übergang zwischen Zeit- und Frequenzbereich wird über die Fourier-Transformation realisiert [Press u.a., 1992]. Dabei bilden die Darstellungen der funktionalen Zusammenhänge im Zeit- und im Frequenzbereich ein Fourier-Transformationspaar. Über das Fourier-Integral erhält man die Fourier-Transformierte  $H(f)$  einer im Zeitbereich kontinuierlichen Funktion  $h(t)$  in komplexer Darstellung:

$$H(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{i2\pi ft} dt. \quad [4.36]$$

Die in den Residuendateien vorliegenden Daten entsprechen der Abtastung einer kontinuierlichen Funktion. Diese Abtastung führt zu einer diskreten Funktion, die den unterstellten physikalischen Prozeß abbildet. Der Vorgang wird deshalb als diskrete Fourier-Transformation bezeichnet.

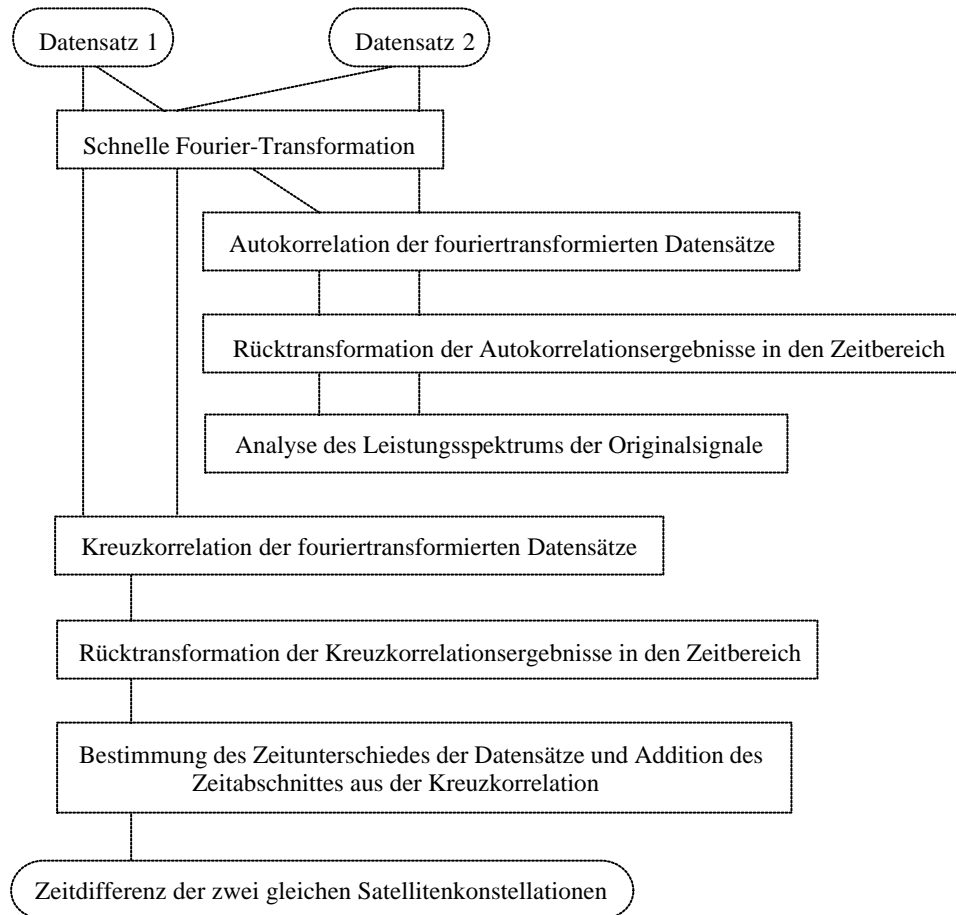


Abbildung 4.26 Ablaufschema zur Bestimmung der Zeitdifferenz zweier gleicher Satellitenkonstellationen mittels Fouriertransformation

Die Anwendung des dargestellten Schemas führt für das in Abbildung 4.23 beschriebene Beispiel zum gleichen Ergebnis. Jedoch erhält man nur ein einzelnes Maximum bei  $-239$  s (Abb. 4.27).

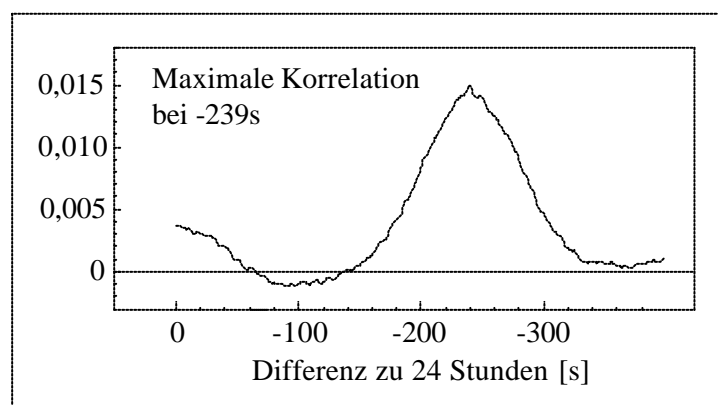


Abbildung 4.27 Korrelationsergebnis aus der Fourier-Transformation

Für die Untersuchung großer Datenmengen sind die geschilderten Verfahren zu aufwendig. Wird nur die Umlaufzeit eines Satelliten benötigt, ist diese wie bereits erwähnt auch aus den in den Broadcast-Ephemeridendatensätzen enthaltenen Satellitenbahnparametern ermittelbar (siehe Anhang A).

## 4.8.2 Filterung

Wie bereits in Abbildung 4.23 gezeigt, kann eine Filterung der Beobachtungsdaten eine Verbesserung der Korrelationsergebnisse bewirken. Je nach verwendetem Filter werden bestimmte Frequenzanteile unterdrückt. Tiefpaßfilter wirken als Glättungsfilter und dienen dazu, hochfrequente Signaldetails zu eliminieren. Dabei wird nicht nur das Rauschen verringert, sondern es gehen auch Informationen verloren. Hochpaßfilter beseitigen langperiodische Signalanteile. Hier verbleibt im Extremfall reines Meßrauschen. Bandpaßfilter und Bandsperfilter sind Kombinationen aus beiden genannten Filterarten. Für den Korrelationsvorgang von Mehrwegeausbreitung besteht das Interesse darin, den Einfluß des Meßrauschens zu verringern. Hier bietet sich ein Filter in Form eines gewichteten gleitenden Mittels nach Gl. 4.37 an:

$$\hat{x}_i = \frac{\sum_{k=i-n}^{k=i+n} g_k x_k}{\sum_{k=i-n}^{k=i+n} g_k} \quad [4.37]$$

mit  $\hat{x}_i$  : i-ter zu berechnender Mittelwert,  
 $n$  : Anzahl der einzubeziehenden Nachbarwerte für den originalen Meßwert  $x_i$ ,  
 $x_k$  : Aktuell einzubeziehender Nachbarwert,  
 $g_k$  : Gewicht für den aktuellen Nachbarwert.

Je nach Wahl des Gewichtsansatzes ergibt sich eine Betonung (Informationserhalt) oder eine Entwertung (Informationsverringering) des originalen Meßwertes  $x_i$ . In Abb. 4.23 ist die Wirkungsweise eines Mittelwertfilters unter Einbezug von je 5 Nachbarwerten mit einem jeweils um eins niedrigeren Gewicht zum Vorgängerwert (Gewichtsfaktoren: 1 2 3 4 5 6 5 4 3 2 1) zu sehen. Hierbei bleibt der Informationsgehalt des Originalwertes durch das größte Gewicht (6) gut erhalten bei gleichzeitiger Reduzierung des Meßrauschens. Die Filterwirkung ist in Abb. 4.28 noch einmal veranschaulicht. Zum Vergleich wurde auch die Auswirkung der Anwendung eines Polynoms angegeben. Vor den Korrelationsberechnungen muß also stets ermittelt werden, welche Datenvorbehandlung ratsam ist, um ein optimales Ergebnis zu erzielen. Zur Schätzung unterschiedlicher Parameter reflektierter Signale können auch Kalmanfilter eingesetzt werden. Als Kalmanfilter bezeichnet man ein Schätzverfahren, mit dem es gelingt, dynamische Systeme und deren Zustände zu beschreiben. Die Wirkungsweise entspricht dabei in etwa einem Tiefpaßfilter. Somit können also Glättungswirkungen erreicht werden. Da das Kalmanfilter unterschiedliche Informationen über dynamische Systeme zusammenführt, ist es geeignet, statistisch optimale Aussagen z.B. für die Prädiktion zu erzielen. Dabei gelingt es, Meßwerte mit verschiedenen Datenraten und Genauigkeiten zu integrieren. Mit einem Kalmanfilter umgeht

man hierbei das Problem eines unterbestimmten Gleichungssystems mittels zeitlicher Korrelation sogenannter Systemzustandsgrößen. Analytisch läßt sich das zeitliche Verhalten dynamischer Systeme durch Differentialgleichungen beschreiben. Hierbei finden aufgrund des Meßrauschens und der möglicherweise unscharfen Abbildung der Realität über Gleichungen stochastische Lösungsansätze Verwendung. Bei Kenntnis der Eingangsgrößen und Beachtung der Anfangsbedingungen lassen sich daraus Systemzustände zu beliebigen Zeitpunkten ermitteln.

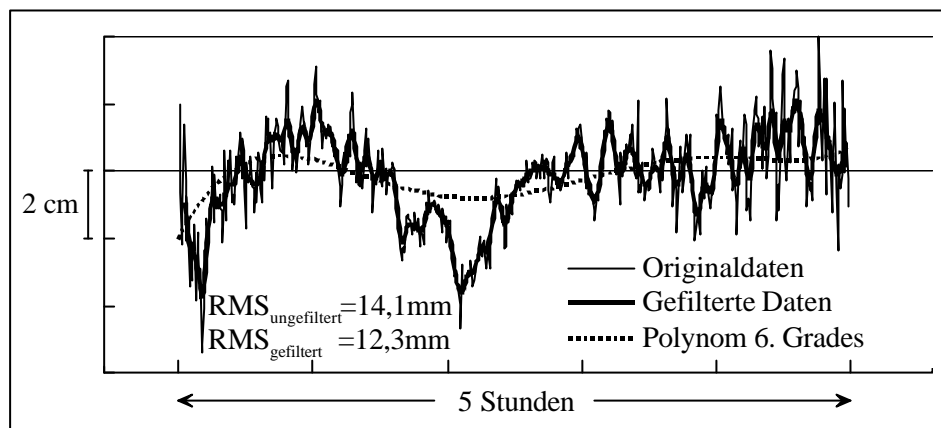


Abbildung 4.28 Ergebnis einer Datenfilterung und der Anwendung eines Polynoms 6. Grades

Da die ausführliche Beschreibung der Theorie des Kalmanfilters den Rahmen dieser Arbeit sprengen würde, sei an dieser Stelle auf weiterführende Literatur verwiesen ([Farrel u. Barth, 1998], [Grewal u. Andrews, 1993], [Brown u. Hwang, 1992], [Miller u. Leskiw, 1987]).

## 4.9 Elevationsabhängigkeit der Mehrwegeeffekte

Mehrwegeeffekte treten insbesondere bei tiefstehenden Satelliten auf. Zum Einen steht hier ein größerer Kreis an potentiellen Reflektoren zur Verfügung und zum anderen sind die Reflexionswinkel und damit die Signalstärke der reflektierten Signale größer (s.a. Abb. 2.3). Weiterhin muß beachtet werden, daß bei großen Reflexionswinkeln (bzw. kleinen Elevationen bezüglich der Reflektorfläche) die Oberflächenrauigkeit deutlich größer sein darf als im umgedrehten Fall, um noch gerichtete Reflexionen hervorzurufen (s.a. Abb. 2.5). Dieser Sachverhalt läßt sich an realen Daten nachweisen. In Abb. 4.29 ist ein Beispiel für Trägerphasen- und Codemehrwegeeffekte angegeben. Dabei wurden die Ergebnisse für die Phasenmessung aus der Auswertung einer kurzen Basislinie gewonnen. Die Schwierigkeit besteht hierbei darin, einen gefundenen Einfluß einem Satelliten und damit dem zugehörigen Elevationswinkel zuzuordnen. Dieses Problem läßt sich unter Verwendung der Annahme umgehen, daß der jeweils am höchsten stehende Satellit keine Mehrwegeeinflüsse, sondern nur noch Meßrauschen aufweist. Ein Doppeldifferenzresiduum wird also immer dem zugehörigen tiefer stehenden Satelliten zugeordnet. Es wird dabei epochenweise nach dem am höchsten stehenden Satelliten gesucht. Die Bestimmung der Code-Effekte ist unproblematisch. Sie erfolgt nach dem unter 4.7.2 beschriebenen Algorithmus.



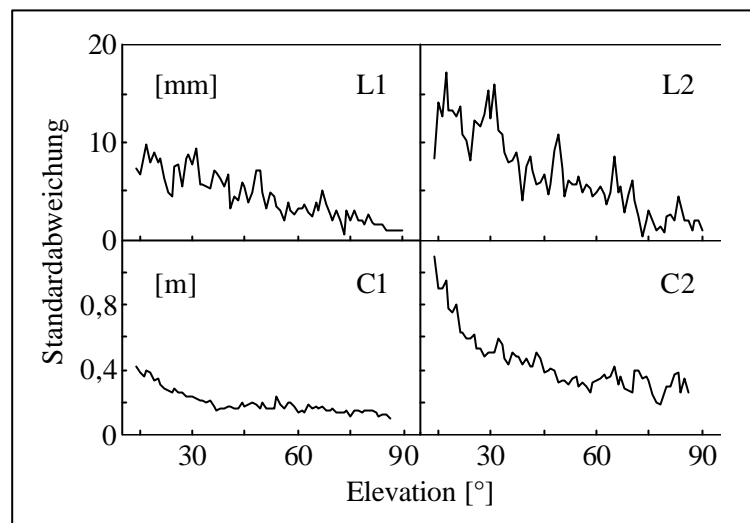


Abbildung 4.29 Elevationsabhängigkeit der Phasen- und Codemehrwegeeffekte inklusive Meßrauschen

Die Ergebnisse demonstrieren die Verhältnisse der speziellen Basislinie und der eingesetzten Empfangsausrüstungen. Dabei war bekannt, daß ein Linienendpunkt infolge größerer Abschattungen deutlich stärkere Einflüsse aufweist als der andere. Basislinien mit geringer belasteten Endpunkten sollten also günstigere Ergebnisse liefern. Die Tendenz ist jedoch eindeutig, daß - vor allem tiefstehende Satelliten durch Mehrwegeeffekte betroffen sind. Auch wird deutlich, daß die Effekte auf der zweiten Frequenz stärker auftreten. Durch neue Empfängerkorrelationstechniken sollten besonders im Code-Bereich Verbesserungen erzielbar sein.

## 5 Signalbeugung bei Satellitenmessungen

Beugungseinflüsse wurden bereits in Abschnitt 2.2.4 angesprochenen. Die Empfangsantenne befindet sich im Schattenbereich eines Sichthindernisses. In den Regelschleifen des Empfängers wird deshalb nur noch ein bereits verfälschtes Signal verfolgt, welches sich durch eine längere Wegstrecke (im Vergleich zum direkten Signal) auszeichnet. Das empfangene Signal weist dabei keine unverfälschten Anteile (direktes Signal) auf. Die Signalstärke ist zwar reduziert, jedoch gelingt es dem Empfangssystem bis zu einem gewissen Grade noch, die Signale zu verarbeiten. Aufgrund der möglichen hohen Meßfehler kann es insbesondere bei kinematischen und kurzzeitstatischen Anwendungen zu Problemen bei der Mehrdeutigkeitslösung und zu großen Koordinatenfehlern kommen. Beugung als Fehlergröße ist seit geraumer Zeit bekannt (z.B. [Allnutt, 1989]). Deren großer Einfluß auf die cm-genaue Positionsbestimmung mittels Satelliten wurde jedoch völlig unterschätzt. Erst in jüngster Zeit wird dem Problem stärkere Beachtung geschenkt ([Gomez u.a., 1995]; [Walker u. Kubik, 1996]). Vor allem durch die Arbeiten von [Hartinger u. Brunner, 1998 a und 1998 b] sowie [Brunner u.a., 1999] wurde aufgezeigt, daß diese Fehlerquelle häufig bei satellitengestützten Positionsbestimmungsanwendungen zu finden ist. Der in diesem Zusammenhang vorgeschlagene Lösungsansatz sieht eine spezielle Gewichtung der betroffenen Phasenmessungen vor. Näheres dazu in Kapitel 6.

	Beugung	Mehrwegeausbreitung
Gemeinsamkeiten	<ul style="list-style-type: none"> <li>• abhängig von der unmittelbaren Empfangsumgebung</li> <li>• Wiederholung bei selber Satellitenposition und unveränderter Antennenumgebung</li> <li>• Reduzierung des Einflusses durch relative Positionsbestimmung nicht möglich</li> <li>• Verringerung des Einflusses auf die Koordinatenbestimmung bei statischer Punktbestimmung durch Verlängerung der Beobachtungszeit</li> <li>• verringerter Einfluß bei kinematischen Anwendungen infolge schneller Veränderung der Empfangsumgebung und Filtertechniken</li> </ul>	
Unterschiede	<ul style="list-style-type: none"> <li>• kein direkter Signalanteil im Summensignal</li> <li>• frequenzunabhängig (kein Einfluß auf geometriefreie Linearkombination)</li> <li>• maximaler Fehler im dm-Bereich, theoretisch unbegrenzt</li> <li>• deutlich verringertes Signal-Rausch-Verhältnis</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• direkter Signalanteil im Summensignal vorhanden</li> <li>• frequenzabhängig (starker Einfluß auf geometriefreie Linearkombination)</li> <li>• maximaler Fehler siehe Tab. 4.3 (je nach Signal)</li> <li>• fluktuierendes Signal-Rausch-Verhältnis</li> </ul>

Tabelle 5.1 Vergleich von Beugung und Mehrwegeausbreitung, s.a. [Wanninger u.a., 2000]

## 5.1 Vergleich mit der klassischen Mehrwegeausbreitung

Beugungseffekte sind den Mehrwegefehlern ähnlich. In beiden Fällen wird ein Satellitensignal auf seinem Weg zur Empfangsantenne abgelenkt. Beugung kann als Sonderfall der Mehrwegeausbreitung aufgefaßt werden, wenn man ausgehend von dem im Empfänger weiterverarbeiteten Mischsignal annimmt, daß dieses als Summe einzelner Signale mit ihrer jeweiligen Signalstärke entsteht. Beugung ist dann in Analogie zur Berechnung von Linearkombinationen der Sonderfall, bei dem die Signalstärke des direkten Signals gleich Null ist. Es gibt jedoch auch einige wichtige Unterschiede zwischen beiden Fehlereinflüssen. Eine Übersicht ist in Tabelle 5.1 zusammengestellt [Wanninger u.a., 2000].

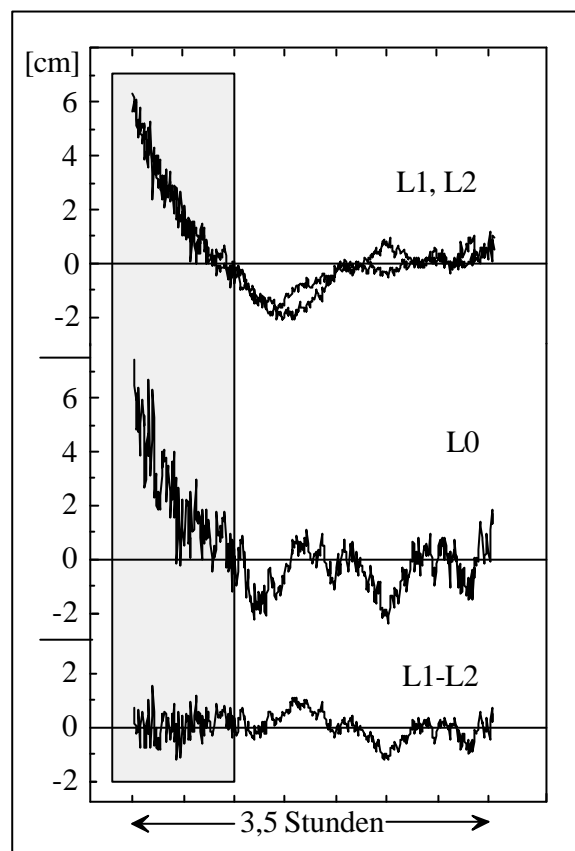


Abbildung 5.1 Nachweis der Frequenzunabhängigkeit von Beugungseffekten in den Doppeldifferenzresiduen einer kurzen Basislinie

Besonders hervorzuheben ist der Unterschied in den maximalen Fehlern. In der Praxis übersteigen die Mehrwegefehler Werte von 2-3 cm nur selten. Erst bei der Bildung von Linearkombinationen entstehen hier entsprechend größere Einflüsse. Aufgrund des fehlenden direkten Signalanteils werden für Beugungseffekte Fehler zwischen mehreren cm und wenigen dm erreicht. Der volle Umweg geht in den Meßfehler ein. Dieser Umstand führt auch dazu, daß im Gegensatz zur Mehrwegeausbreitung keine Frequenzabhängigkeit der Fehler besteht. Das findet seinen Nachweis bei der Bildung der geometriefreien Linearkombination L1-L2 (Abb. 5.1 unten). Diese ist nicht von Beugungseffekten (grau hinterlegte Bereiche) beeinflusst.

Die Auswirkungen auf die Originalsignale sind identisch, da keine direkten Signalanteile vorhanden sind (Abb. 5.1 oben). Auch der bekannte Verstärkungseffekt von Mehrwegeeffekten bei Bildung bestimmter Linearkombinationen kommt hier deshalb nicht zum Tragen. Die ionosphärenfreie Linearkombination L0 weist die gleichen Beugungseffekte auf wie die Originalsignale (Abb. 5.1 mitte).

## 5.2 Nachweis von Beugungseffekten in den Meßdaten

Die unterschiedlichen Erscheinungsformen abgelenkter Signale lassen sich in den Messungsresiduen wiederfinden. Zwei Beispiele sollen vor allem die Wirkungsweise von Beugungseffekten auf die Messungsresiduen wiedergeben (s.a. Abbn. 5.1 und 5.2). In die Darstellungen wurden verschiedene Informationen einbezogen und in Abhängigkeit vom Satellitenazimut wiedergegeben [Wanninger u.a., 2000]. Dazu zählen

- die Satellitenelevation,
- die Elevation des Umrisses des Sichthindernisses,
- das Signal-Rausch-Verhältnis  $SNR$  der L1-Beobachtungen in Empfängertypspezifischen Einheiten (Trimble 4000 SSI),
- die Meßfehler der L1-Phase aus Doppeldifferenz-Residuen einer kurzen Basislinie (10 m: Sternwartenkuppel; 250 m: Baumgruppe).

In diesen Beispielen handelt es sich um untergehende Satelliten, die im geometrischen Schatten eines Sichthindernisses verschwinden. Dieses befindet sich in einer Schrägentfernung von etwa 35 m von der Empfangsantenne. Bereits kurz vor dem Eintritt in den Schattenbereich ist eine signifikante Verringerung des  $SNR$ -Wertes festzustellen. Hier ist mit Mehrwegeeffekten am Sichthindernis zu rechnen. Mit zunehmendem Eintauchen in den Schattenbereich nimmt die Signalstärke weiter ab, bis es zu ersten Messungsunterbrechungen kommt. Jedoch gelingen trotz der starken Verringerung immer noch Messungen. Das gilt insbesondere in Fällen, wie sie in der rechten Abbildung wiedergegeben sind. Durch das Laub der Bäume dringen Signalanteile mit ausreichender Signalstärke. Verläßt der Satellit den gestörten Bereich wieder, dann erreichen die Signal-Rausch-Werte schnell wieder die für den jeweiligen Elevationsbereich typische Größe.

Der Eintritt in den Schattenbereich bewirkt auch eine Veränderung der auftretenden Phasenfehler. Vor dem Eintritt in die Schattenzone treten nur "echte" Mehrwegefehler auf. Entfällt dann der direkte Signalanteil, kann auch der resultierende Phasenfehler unbegrenzt wachsen. Der Abriß des Signalempfangs infolge zu geringer Signalstärke führt dazu, daß die Phasenfehler Werte von wenigen Dezimetern nicht überschreiten. Je nach Form und Material des Sichthindernisses ergeben sich stark abweichende Lösungen. Der Turm in Abb. 5.2 (links) weist eine deutlich geringere Signalabschwächung durch die Beugung auf als die Baumgruppe. Deshalb werden für den dargestellten Satelliten Phasenfehler von bis zu  $\pm 20$  cm erreicht. Dabei kann ein direkter Signalanteil sicher ausgeschlossen werden. Im Gegensatz dazu entstehen an der Baumgruppe Fehler von bis zu 8 cm. Hier kann ein gelegentlicher direkter Anteil nicht

ausgeschlossen werden. Möglicherweise kommt es hier auch zu einer Überlagerung von Mehrwege- mit Beugungseffekten. Der tatsächliche Mehrweg fällt hier infolge der anderen Beugungseigenschaften geringer aus.

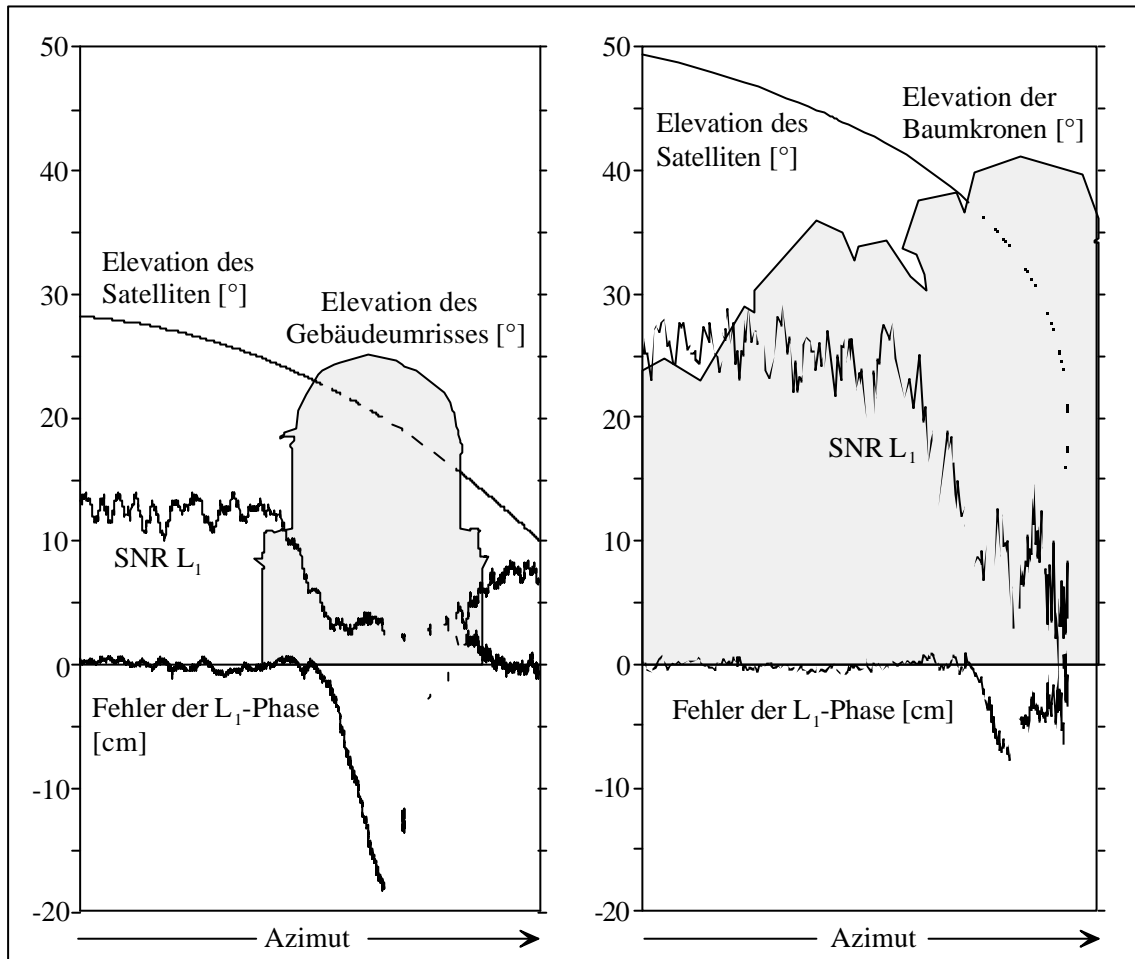


Abbildung 5.2 Beispiele für Beugungseffekte an einem Gebäude (links) und an einer Baumgruppe (rechts), nach [Wanninger u.a., 2000]

Wie aus Abb. 5.2 (links) hervorgeht, ist bei aufgehenden Satelliten nicht mit den massiven Problemen wie für untergehende Satelliten zu rechnen. Dies liegt zum größten Teil daran, daß hier die Eigenschaft des Empfängers zur Weiterverfolgung des empfangenen Signals mittels eines Kalmanfilters trotz sich stark verschlechternder *SNR*-Werte nicht zum Tragen kommt. Erst wenn die Signalstärke bestimmte Mindestwerte erreicht, findet ein kontinuierlicher Empfang statt. Damit ist dann meist auch ein kleinerer Beugungseinfluß als bei untergehenden Satelliten verbunden. Um sich besser vor Beugungseffekten zu schützen, ist es ratsam, nach aufgetretenen Phasenunterbrechungen (cycle-slips) eine Mindestanzahl an kontinuierlichen Epochen zu fordern, bevor ein Meßwertblock tatsächlich zur weiteren Verarbeitung gelangt.

### 5.3 Wiederholbarkeit von Beugungseffekten

Eine Gemeinsamkeit mit den Mehrwegeeffekten besteht nach Tab. 5.1 für die Wiederholbarkeit der Einflüsse. Abb. 5.3 liefert hierfür ein Beispiel auf einer extrem kurzen Basislinie (1m). Die gefundenen Beugungseffekte lassen sich sehr gut an unterschiedlichen Tagen unter Berücksichtigung der Zeitdifferenz Sonntag-Sterntag reproduzieren.

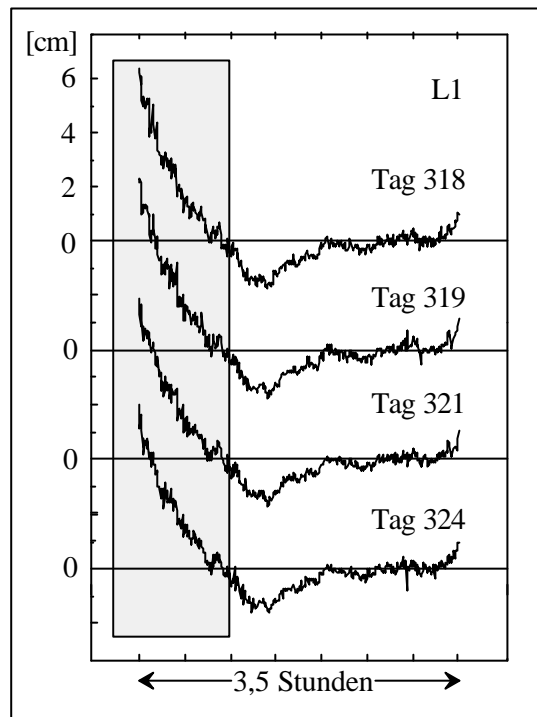


Abbildung 5.3 Wiederholbarkeit der Beugungseffekte in den Doppeldifferenzresiduen einer kurzen Basislinie bei unveränderter Empfangsantennenumgebung durch Vergleich der entsprechenden Beobachtungsblöcke (dunkle Bereiche: Satellit abgeschattet)

Es besteht fast völlige Deckungsgleichheit. Damit wird auch noch einmal nachgewiesen, daß Beugungseffekte deutlich größere Fehler als Mehrwegeefflüsse hervorrufen können. Besonders bei kurzen Basislinien stellen sie damit häufig die dominante Fehlerquelle dar.

## 6 Modelle zur Verringerung von Mehrwegeeffekten und Beugungseffekten bei GPS-Messungen

Die Möglichkeiten zur Bestimmung von Mehrwege- und Beugungseffekten lassen den Wunsch aufkommen, Verfahren zu entwickeln, mit deren Hilfe die gemessenen Rohdaten dahingehend beeinflußt werden können, daß die genannten Effekte in geringerem Maße oder gar nicht mehr wirksam werden. Der Schwerpunkt soll dabei auf die Trägerphasenmessungen gelegt werden, weil hier der Einfluß dieser Effekte deutlich größer ausfällt. Code-Mehrwegeeffekte spielen nur dann eine Rolle für die präzise Positionsbestimmung, wenn deren Reduzierung eine Vereinfachung der Lösung der Trägerphasenmehrdeutigkeiten ermöglicht. Beugungseinflüsse wirken auf die Codemessung in sehr viel geringerem Maße, als dies für Phasenmessungen der Fall ist. Die bisher entdeckten maximalen Fehler liegen in der Größenordnung weniger Dezimeter und treten damit nicht signifikant aus dem Codemeßrauschen und den Codemehrwegeeffekten heraus. Letztere erreichen bei modernen Geräten und niedrigen Elevationswinkeln immerhin noch Werte bis weit über 1 m (im Einzelfall über 10 m).

Es soll eine Beschränkung auf Effekte beim Einsatz des GPS-Systems erfolgen. GLONASS weist zwar eine ähnliche Signalstruktur auf, durch den Einsatz des Frequenzmultiplex können die Verfahren jedoch nicht einfach übertragen werden, da modifizierte Methoden zur Bestimmung der Trägerphasenmehrdeutigkeiten angewendet werden müssen (Problem Empfängeruhrenfehler [Walsh und Daly, 1996]).

Besonders durch die Forderung nach immer kürzeren Meßzeiten bei gleichbleibend hohen Erwartungen an die Koordinatengenauigkeit gewinnen infolge des Einflusses der Mehrwegeausbreitung geeignete Verfahren zu dessen Unterdrückung an Bedeutung.

Einige Verfahren wirken sowohl auf Code- als auch auf Trägerphasenmessungen. Dabei können bei Zweifrequenzempfängern die Ergebnisse je Frequenz unterschiedlich sein.

Die Maßnahmen zur Reduktion von Codemehrwegeeffekten sind überwiegend im Hardwarebereich des Empfängers angesiedelt (s.a. Abs. 4.1.2) und sollen hier nur am Rande erwähnt werden. Es wird in diesen Verfahren der Umstand ausgenutzt, daß ein direktes Satellitensignal die Antenne immer eher erreicht als ein indirektes Signal [Weill, 1997]. Somit ist ein erster Teilabschnitt der Kreuzkorrelationsfunktion nicht durch Mehrwegeeffekte beeinflußt (s. Abb. 4.5). Gelänge es, diesen Abschnitt exakt auszumessen, könnten Mehrwegeeffekte eliminiert werden. Da es sich jedoch nur um einen verschwindend kleinen Teil auf der linken Seite der Kreuzkorrelationsfunktion handelt, kann daraus nur mit unzureichender Genauigkeit der Anstieg der S-Kurve abgeleitet werden. Außerdem ist in diesem Fall das Signal-Rausch-Verhältnis vergleichsweise niedrig. Meist erfolgt eine Verringerung des Abstands der Codekorrelatoren und/oder eine Erhöhung der Anzahl dieser Korrelatoren (z.B. Narrow-Korrelator [Van Dierendonck u.a., 1992], MEDLL-Verfahren [Townsend u.a., 1995], Strobe-Korrelator [Garin u.a., 1996], MMSE-Schätzer [Weill, 1995], [Weill, 1997], EVEREST-Technologie [Trimble Navigation, 1996]). Es gilt im Allgemeinen, daß eine hohe Leistungsfähigkeit bei der Reduktion von Mehrwegeeffekten mit einem erhöhten Meßrauschen verbunden ist

und umgekehrt [Van Dierendonck u. Braasch, 1997]. Neben den hardwarenahen Verfahren gibt es auch Methoden, bei denen durch die Anwendung geeigneter Meß- und Auswertetechniken Verbesserungen erzielt werden. Das Standardverfahren zur Reduzierung der Code-Effekte ist die Glättung der Codemessungen unter Nutzung der gleichzeitig empfangenen Trägerphasenmessungen (Anhang B).

## 6.1 Empfangssituationen bei Mehrwegeausbreitung und Beugung

Im Allgemeinen muß davon ausgegangen werden, daß nicht nur ein einziges Mehrwege- oder Beugungssignal am Empfänger eintrifft, sondern daß durch die Abschattungsverhältnisse (z.B. Bäume) oder bestimmte Objektgeometrien mehrere Signale eines Satelliten anliegen. Denkbar sind dabei folgende Szenarien (s.a. Abb. 6.1):

- Mehrwegeausbreitung mit einem oder mehreren indirekten Signalen
- Mehrwegeausbreitung mit einem oder mehreren indirekten Signalen und zusätzlichen Beugungseffekten
- Reine Beugungseffekte ohne direkte Signale

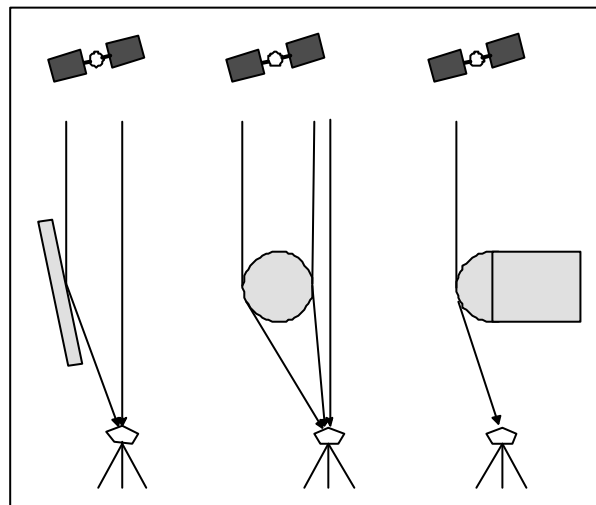


Abbildung 6.1 Mögliche Empfangsszenarien beim Auftreten von Mehrwegeeffekten und/oder Beugungseinflüssen

Beim Vorhandensein eines direkten Signals wird sich der maximale Fehler des Summensignals in den unter Abs. 4.1 genannten Grenzen bewegen. Fehlt dieser Anteil, läßt sich kein Maximalfehler angeben. Dieser hängt dann davon ab, wie viele Umwegsignale eines Satelliten vorliegen und mit welcher Phasenverschiebung gegeneinander und welcher Signalstärke sie am Empfänger eintreffen.



## 6.2 Verringerung von Trägerphasenmehrwegeeinflüssen

Ansätze zur Verringerung von Mehrwegeeinflüssen wurden bisher mit sehr unterschiedlichem Aufwand realisiert. Dabei ist mitentscheidend, an welcher Stelle der Datengenerierung Prüfungen und Korrekturen ansetzen und ob z.B. Zusatzinformationen gewonnen werden müssen. In Abschnitt 4.7.1.2 wurde ein Verfahren zur Bestimmung von Mehrwegeeinflüssen innerhalb eines Referenzstationsnetzes vorgestellt. Ein Ergebnis der Untersuchung vieler Referenzstationen der deutschen Landesvermessung ist die Feststellung, daß nur ein kleinerer Teil (bisher ca. 20 %) dieser Stationen von starken Mehrwegefehlern betroffen ist. Überwiegend ergibt sich eine gute Stationsqualität. Dieses Ergebnis ist Grundlage von Methoden zur Verringerung der Einflüsse. Auf die Notwendigkeit der sorgfältigen Auswahl einer Referenzstation und deren näherer Antennenumgebung und die Möglichkeit einer Veränderung der Oberflächenstruktur der Reflektoren soll in diesem Zusammenhang nicht eingegangen werden.

Mehrwegeeinflüsse lassen sich auch durch neuere Auswertetechniken reduzieren. Die Koordinierung eines Neupunktes innerhalb eines Referenzstationsnetzes erfolgt dann nicht mehr nur über die nächstgelegene Station, sondern z.B. über eine virtuelle Referenzstation (s.a. [Wanninger, 2000]). Die Fehler werden also quasi im Netz verteilt, so daß die Anbindung des Neupunktes weniger anfällig gegen Mehrwegeeffekte auf einer Einzelstation ist. Hier bestehen natürlich auch Möglichkeiten, die Referenzstationsdaten vor der Berechnung der virtuellen Stationsdaten mit den folgenden Verfahren zur Mehrwegereduktion zu säubern und damit den Einfluß auf die Neupunktkoordinierung weiter zu senken.

### 6.2.1 Korrektur im Referenzstationsnetz

Sind die Koordinaten der Referenzstationen präzise bestimmt, ergibt sich die Möglichkeit, hieraus vereinfachte Ansätze zur Bestimmung der Mehrdeutigkeiten anzuwenden und die störenden Mehrwegeeffekte (und Beugungseinflüsse) als separate Meßgröße in einer Netzausgleichung mitzuschätzen. Insbesondere gelingt dies bei kurzen Basislinien mit geringen atmosphärischen Effekten. Die Koordinatengenauigkeit der Empfangsantenne spielt hierbei insbesondere für die Phaseneffekte eine bedeutende Rolle. Ein angenommener Positionsfehler von 1cm ist für die Bestimmung von Code-MWA ohne Bedeutung, da die Fehler selbst in der Größenordnung von 1dm bis 1m (1-2 Größenordnungen höher) liegen. Bei Phasenmessungen befindet man sich jedoch bereits in der Größenordnung der zu bestimmenden Fehler, was die Effektivität einer bedingten Ausgleichung deutlich absenken kann. Dennoch ist eine signifikante Verbesserung der Datenqualität erreichbar. Besteht der Bedarf an Mehrwegekorrekturen auf Basislinien mit üblichen Längen der Landesvermessung (10-50 km), kommt man im Allgemeinen nicht an der Verwendung der ionosphärenfreien Linearkombination  $L_0$  vorbei. Für diesen Fall ist dann die zweite, etwas aufwendigere, Methode anwendbar.

### 6.2.1.1 Residuenbasierte Netzausgleichung

Findet die Koordinierung eines Neupunktes nicht wie bisher über die Bestimmung der Basislinienkomponenten zu einer ausgewählten Referenzstation statt, lassen sich die Mehrwegefehler durch eine einfache Netzausgleichung nach der Methode der kleinsten Quadrate reduzieren. Der vorgestellte Ansatz liefert bei kurzen Basislinien Korrekturwerte für die Originalsignale, da hier die verbleibenden atmosphärischen Restfehler sehr gering sind und damit die Mehrdeutigkeitsbestimmung einfach ist ([Raquet u. Lachapelle, 1996], [Raquet, 1996]). Bei längeren Basislinien ist man auf die Verwendung der ionosphärenfreien Linearkombination L0 angewiesen. Auf 2 Punkte soll besonderer Wert gelegt werden:

1. Es werden die Messungen der Referenzstationsempfänger korrigiert. Nach der Netzausgleichung weisen die korrigierten Meßdaten eine deutlich höhere Genauigkeit auf. Es entstehen ebenfalls Vorteile für eine spätere Mehrdeutigkeitsbestimmung.
2. Es werden nur Messungen korrigiert, die keine Korrelationen zwischen den Empfängern des Netzes aufweisen. Einflüsse wie z.B. Satellitenuhrfehler bleiben unberücksichtigt.

Mehrwegeeffekte und Meßrauschen werden als spezifische Meßgrößen aufgefaßt. Sowohl Code- als auch Trägerphasenmehrwegeeffekte und Meßrauschen können mit dieser Methode reduziert werden. Ausgehend von Gl. 3.7 ergibt sich für kurze Basislinien folgender vereinfachter Ansatz für die Phasenmessung:

$$\nabla \Delta F_{ab,f}^{ij} - \lambda_f \cdot \nabla \Delta N_{ab,f}^{ij} = \nabla \Delta R_{ab}^{ij} + \nabla \Delta M_{ab,f,\mathbf{F}}^{ij} + \mathbf{e}_{ab,f,\nabla \Delta \mathbf{F}}^{ij} \quad [6.1]$$

Zieht man noch die Doppeldifferenz der Strecken  $\nabla \Delta R_{ab}^{ij}$  ab, verbleiben rechts im Doppeldifferenzresiduum  $\nabla \Delta F_{ab,f}^{ij}$  nur noch die Mehrwegeeffekte inklusive den Beugungseinflüssen und das Meßrauschen sowie Restfehler aus der unvollständigen Eliminierung weiterer Einflüsse (Phasenzentrum, Atmosphäre... (s.a. Abs. 3.1)):

$$\nabla \Delta F_{ab,f}^{ij} - \lambda_f \cdot \nabla \Delta N_{ab,f}^{ij} - \nabla \Delta R_{ab}^{ij} = \nabla \Delta M_{ab,f,\Phi}^{ij} + \mathbf{e}_{ab,f,\nabla \Delta \Phi}^{ij} = \nabla \Delta F_{ab,f}^{ij} \quad [6.2]$$

Die Phasenkorrekturen  $\hat{\delta F}$  ergeben sich dann nach der Methode der kleinsten Quadrate:

$$\hat{\delta F} = -C_\Phi B^T [B C_\Phi B^T]^{-1} \nabla \Delta F_{ab,f}^{ij} \quad [6.3]$$

mit  $C_F$  : Varianz-Kovarianz-Matrix der Phasenmessungen,

$B$  : Designmatrix mit den Ableitungen der Bedingungsgleichungen nach den Phasenkorrekturen.

Die aktuellen Werte für  $\nabla \Delta F_{ab,f}^{ij}$  erhält man durch folgende Überlegung. Da die Mehrdeutigkeiten nicht bekannt sind, ergibt sich zunächst nur die Differenz aus Meßwerten und Strecken:

$$\nabla \Delta F_{ab,f}^{ij} - \nabla \Delta R_{ab}^{ij} = \nabla \Delta M_{ab,f,F}^{ij} + \mathbf{e}_{ab,f,\nabla \Delta F}^{ij} + \mathbf{I}_f \cdot \nabla \Delta N_{ab,f}^{ij} = \nabla \Delta F_{ab,f}^{ij} + \mathbf{I}_f \cdot \nabla \Delta N_{ab,f}^{ij} \quad [6.4]$$

In dieser Differenz sind also neben Mehrwegeeffekten und Meßrauschen noch die Mehrdeutigkeiten enthalten. Aufgrund der notwendigen Ganzzahligkeit der Mehrdeutigkeiten läßt sich der Abstand zur nächstgelegenen ganzen Zahl automatisch dem Doppeldifferenzresiduum zuweisen. Hierzu müssen entweder die metrischen Werte in zyklische umgerechnet werden (s.a. Abs. 3.2) oder man rechnet durchgängig zyklisch. Aus den Darstellungen ist ersichtlich, warum bei kurzen Basislinien mit einem Erfolg des Ansatzes gerechnet werden kann. Nur wenn die atmosphärischen Restfehler (und andere Einflüsse) sehr gering ausfallen, ist es gerechtfertigt, die nicht-ganzzahligen Anteile im Residuum als überwiegend mehrwegebeeinflusst zu interpretieren. Für lange Basislinien können nur abgeleitete Korrekturen ermittelt werden.

Die Erfolge dieses Ansatzes lassen sich anhand Abb. 6.2 in etwa abschätzen (nach [Raquet u. Lachapelle, 1996]). So kann bereits bei 2 Stationen und 7-8 Satelliten eine etwa 25-prozentige Verbesserung gegenüber einer Variante ohne Korrektur erreicht werden. Je mehr Stationen in die Auswertung einbezogen werden, um so erfolgreicher verläuft der Korrekturprozeß.

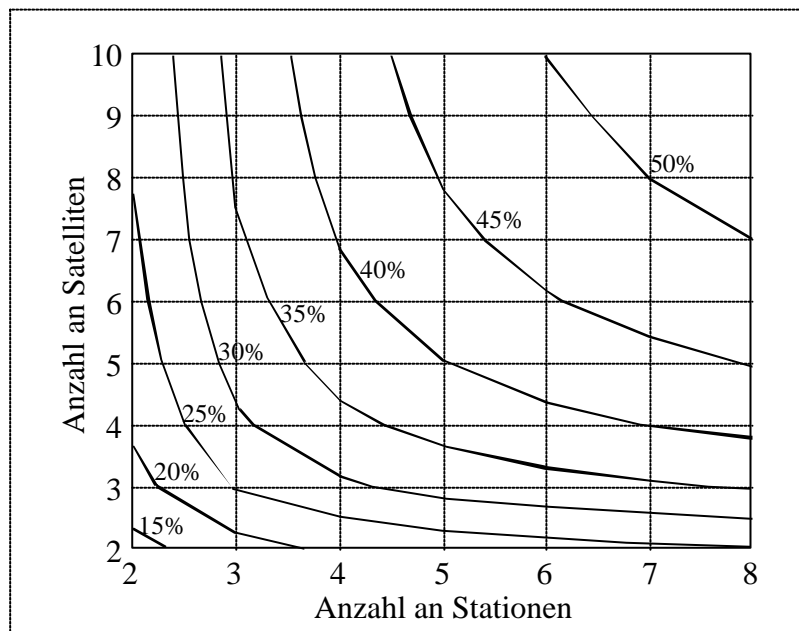


Abbildung 6.2 Prozentuale Reduktion der Standardabweichung der Messungsresiduen nach Anwendung des Korrekturansatzes

Der Ansatz hat den Nachteil, daß aus den Doppeldifferenzresiduen einfach durch eine Netzausgleichung Korrekturwerte für Mehrwegeeffekte abgeleitet werden. Ob diese Werte die Realität abbilden, bleibt ungeprüft. Abhilfe kann hier das folgende Verfahren schaffen, bei dem durch eine andere Vorgehensweise Korrekturen bestimmt werden.

### 6.2.1.2 Korrekturwertermittlung durch Residuentests in Echtzeit

Das Problem bei langen Basislinien innerhalb eines Referenzstationsnetzes besteht in der Schwierigkeit, atmosphärische Einflüsse korrekt zu erfassen und daraus Korrekturglieder abzuleiten, die an den Originalmeßwerten angebracht werden. Daraus resultiert die Schlußfolgerung, daß auch die Mehrwegeeffekte für L1/L2 nicht explizit bestimmt werden können, wenn keine ausreichend genauen Informationen zum Zustand der Ionosphäre vorliegen. Insbesondere kleinräumige Störungen sind hier nur schwer erfassbar (siehe dazu auch Abs. 6.2.1.3).

Der Anwender ist i.A. bestrebt, für die Koordinatenbestimmung in diesem Entfernungsbereich eine ionosphärenfreie Lösung zu erzielen. Hier gilt es dann auch, Korrekturwerte für Mehrwegeeffekte (und Beugungseinflüsse) zu ermitteln. Deshalb wurde ein Verfahren entwickelt, welches in der Lage ist, solche Korrekturgrößen aus den Messungsresiduen abzuleiten. Voraussetzung ist dabei, daß sich alle Stationen eines Netzes auf demselben Mehrdeutigkeitsniveau befinden, d.h., daß die Mehrdeutigkeiten gelöst wurden. Bei bekannten Stationskoordinaten stellt dies jedoch kein Problem dar. Damit können dann Doppeldifferenzresiduen in allen Stationskombinationen gebildet werden.

Diese Doppeldifferenzresiduen sind die Eingangsgrößen für den zweistufig arbeitenden Algorithmus. Wie bereits früher erläutert, besteht bei doppelten Differenzen das Problem der eindeutigen Zuordnung eines Fehlers zu den Messungen eines Satelliten auf einer Station. Gelten hier bestimmte Annahmen, kann diese Zuordnung unter statistischen Gesichtspunkten vorgenommen werden. Das Zuordnungsproblem wird durch die folgenden Schritte angegangen:

1. Zuordnung der Einflüsse zu den Satelliten. Bei Erfolg liegen pro Basislinie für jeden Satelliten in jeder Epoche Korrekturwerte vor. (Reduktion des Doppeldifferenzproblems auf ein Einfachdifferenzproblem)
2. Zuordnung der Einflüsse zu einer Station. Bei Erfolg liegen pro Station für jeden Satelliten in jeder Epoche Korrekturwerte vor. (Auflösung des Einfachdifferenzproblems)

Grundvoraussetzung vor Anwendung des Verfahrens ist, daß in den Doppeldifferenzresiduen im wesentlichen nur noch Mehrwegeeffekte und Meßrauschen enthalten sind. Deshalb ist bei langen Basislinien ausschließlich die ionosphärenfreie Linearkombination L0 zu wählen.

Die Grundlagen der Zuordnung sollen nun im folgenden beschrieben werden. Zum besseren Verständnis wird von einer graphischen Darstellung ausgegangen (Abb. 6.3). Von 6 Satelliten sind in der Epoche  $x$  nur 2 Satelliten mit Mehrwegeeffekten belastet. Dargestellt sind angenommene Verlaufskurven von Doppeldifferenzresiduen  $\nabla\Delta F_{ab,f}^{Bi}$ . Die Differenzbildung erfolgte dabei nach folgendem Muster (s.a. Abs. 3.1):

$$\nabla\Delta F_{ab,f}^{Bi} = \Delta F_{ab,f}^i - \Delta F_{ab,f}^B = (F_{b,f}^i - F_{a,f}^i) - (F_{b,f}^B - F_{a,f}^B). \quad [6.5]$$

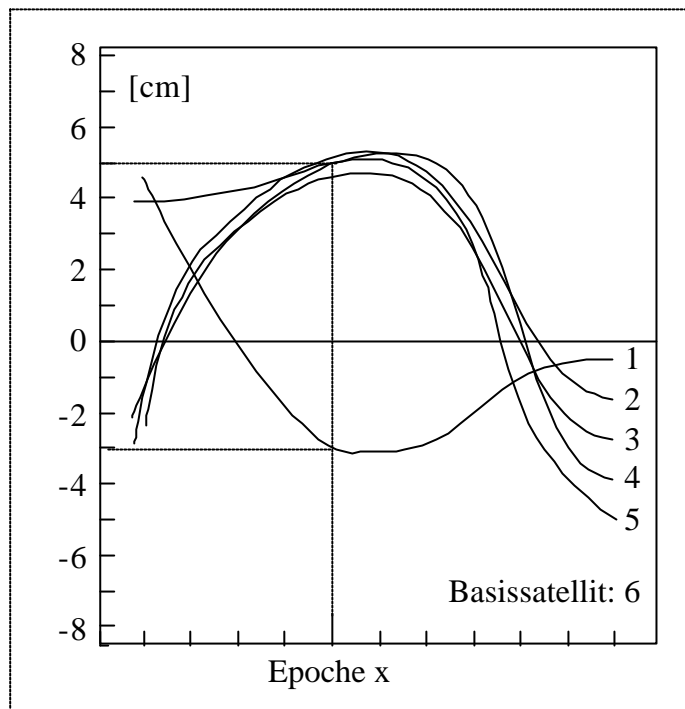


Abbildung 6.3 Prinzipdarstellung zur Zuweisung der Mehrwegeeffekte zu den Satelliten

Die Besonderheit dieser Differenzbildung besteht darin, daß die Residuen  $F$  eines gewählten Basissatelliten  $B$  (= Satellit 6) immer von den Werten der übrigen Satelliten  $i$  (= Satelliten 1-5) abgezogen werden. Der Einfluß des Basissatelliten geht also immer mit gleichem Vorzeichen ein. Natürlich kann die Differenzbildung alternativ auch andersherum durchgeführt werden. Hierbei ist lediglich auf konsequente Anwendung zu achten.

Unterstellt man nun, wie in obiger Abbildung angenommen, daß neben dem Basissatelliten nur noch ein weiterer Satellit (1) von Mehrwegeeffekten betroffen ist, ergibt sich der etwa gleichartige Verlauf mehrerer Kurven (die übrigen Satelliten 2-5) unter Berücksichtigung des Meßrauschens der jeweiligen Frequenz  $f$  ( $f$  steht hier auch für mögliche Linearkombinationen  $LK$  der Originalfrequenzen, z.B. für die ionosphärenfreie Linearkombination  $L0$ ). Dabei ist es unerheblich, ob sich von Epoche zu Epoche deutliche Verschiebungen der Mehrwegebeeinflussung ergeben. Es interessiert lediglich der Zustand innerhalb einer einzelnen Epoche ( $x$ ). Liegen also pro Epoche eine genügend große Anzahl an doppelten Differenzen sehr dicht beieinander, so können daraus folgende Überlegungen abgeleitet werden:

1. Die Satelliten, deren Doppeldifferenzen sehr dicht beieinander liegen, weisen alle etwa denselben Mehrwegeeffekt auf. Je mehr Satelliten hierbei zusammentreffen, desto größer wird die Wahrscheinlichkeit, daß dieser Einfluß Null beträgt. Aufgrund verschiedener Einstrahlrichtungen ist es unwahrscheinlich, daß alle diese Satelliten den gleichen, von Null verschiedenen Einfluß aufweisen. Läge dieser Fall vor, könnte er durch das Verfahren nicht aufgedeckt werden. Es käme zu einer Fehlzuweisung.

2. Der Mehrwegeeinfluß des Basissatelliten ergibt sich dann unter Berücksichtigung der ausgewählten Art der Differenzbildung als negatives Mittel aller dieser  $m$  unbeeinflussten Satelliten (im Beispiel -5cm):

$$\Delta M_{ab,f}^B = - \sum_{n=1}^m \nabla \Delta F_{ab,f}^{Bn} \quad (\text{im Beispiel } m=4) \quad [6.6]$$

3. Ist der Mehrwegeeinfluß des Basissatelliten bekannt, können nun die Einflüsse der  $r$  anderen Satelliten abgeleitet werden (für Sat. 1 im Beispiel:  $-3+(-5)=-8\text{cm}$ ).

$$\Delta M_{ab,f}^n = \nabla \Delta F_{ab,f}^{Bn} + \Delta M_{ab,f}^B \quad \text{für } n=1 \text{ bis } r. \quad (\text{im Beispiel } r=1) \quad [6.7]$$

Wird für die gleiche Epoche ein anderer Satellit als Basissatellit gewählt, kommt man zu den gleichen Aussagen, wobei sich kleinere Unterschiede durch das Meßrauschen ergeben können. Im Beispiel für den unbelasteten Basissatelliten 4 (Abb. 6.4) sind die Werte für alle Satelliten sofort aus der Darstellung ablesbar. Für die praktische Anwendung ist also festzulegen, wie stark Residuen voneinander abweichen dürfen, um gerade noch als wahrscheinlich mehrwegeunbeeinflußt zu gelten.

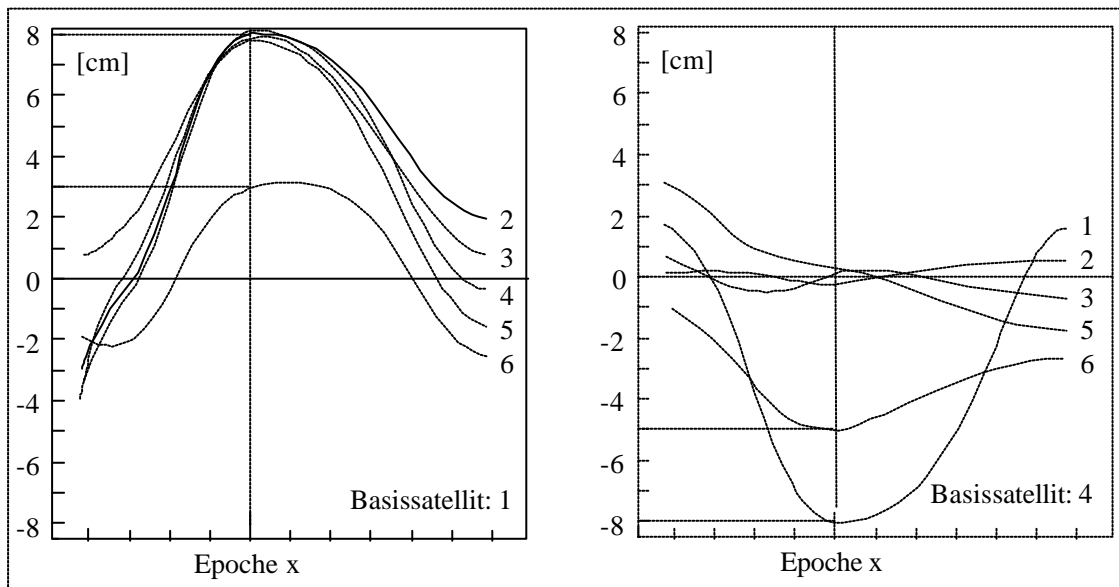


Abbildung 6.4 Alternative Bildung der Doppeldifferenzresiduen  
als Zuweisungsgrundlage für Mehrwegeeffekte

Diese Maximaldifferenzen sind von der jeweiligen Signalfrequenz (L1, L2, L0, ...) abhängig. Zunächst gilt es aber, die Anzahl an Residuen festzulegen, die genügend dicht beieinander liegen, um den Schluß der gleichen Beeinflussung ziehen zu können. Im oberen Beispiel sind 4 Satelliten unbeeinflusst. So liegen also je nach Basissatellit 3 bis 4 Residuen dicht beieinander. Aus der Anzahl an Residuen kann also unmittelbar auf die Zahl unbeeinflusster Satelliten geschlossen werden. Dabei gilt, daß die Zahl der Satelliten gleich der Zahl der Residuen ist, wenn der Wert für den Basissatelliten verschieden von Null ist. Die Zahl der Satelliten ist um

eins größer, wenn der Wert für den Basissatelliten etwa Null beträgt. Es verbleibt nun die Entscheidung, ob eine Anzahl von z.B. 3 Satelliten hinreichend ist, die oben angegebenen Überlegungen zu bestätigen. Hier kann nur noch einmal darauf hingewiesen werden, daß es zufälligerweise zwar 3 Satelliten geben kann, die trotz unterschiedlicher Einstrahlrichtung und verschiedener Reflexionsbedingungen auf den beiden Stationen den gleichen Mehrwegeeffekten unterliegen. Dieser Fall läßt sich jedoch nicht erfassen. Die Ergebnisse nach Anwendung der Methode lassen aber darauf schließen, daß dieser Fall entweder nur selten auftritt, oder daß die Auswirkungen auf das Endergebnis nur marginal sind.

Die Verwendung von Maximaldifferenzen bietet gegenüber einer einfachen Berechnung von Mittelwert und Standardabweichung eindeutige Vorteile. So liefert ein klassischer Ausreißertest bei diesem geringen Stichprobenumfang nur dann brauchbare Ergebnisse, wenn lediglich ein Ausreißer (=weiterer mehrwegebeeinflusster Satellit) vorliegt. Zur Festlegung dieser Maximaldifferenzen  $D_{max,f}$  soll folgende signalabhängige Regel aufgestellt werden. Dabei dient das signaltypische Meßrauschen  $s_{LK}$  als Basis (s.a. Tab. 4.4).

$$D_{max,f} = s_{LK} \cdot \sqrt{2}. \quad [6.8]$$

Für die ionosphärenfreie Linearkombination L0 wird z.B. ein Wert von etwa 1,4cm veranschlagt. Liegen zwei Residuen weniger als 1,4cm voneinander entfernt, kann der Schluß gezogen werden, daß die zwei zugehörigen Satelliten (außer dem Basissatelliten) etwa den gleichen Einflüssen unterliegen. In einer Liste erhalten also beide einen Zähler. Diese Differenzuntersuchungen werden für alle Kombinationen innerhalb einer Epoche durchgeführt. Wenn nun der Zähler eines Satelliten z.B. 2 beträgt bedeutet dies, daß in dieser Epoche 3 Satelliten sehr dicht beieinander liegen. Es gilt also zu testen, welcher Satellit den größten Zähler aufweist. Dieser repräsentiert am wahrscheinlichsten den Einfluß des Basissatelliten, da in diesem Fall die meisten Satelliten nahezu denselben Effekt aufweisen. Ist dieser Wert gefunden, können durch die Mittelbildung aller zusammengehörigen Satelliten zuerst der ungefähre Wert des Basissatelliten und anschließend per Rückrechnung die Werte aller übrigen Satelliten ermittelt werden. Durch den Vergleich mit den Ergebnissen einer anderen Basissatellitenwahl lassen sich die gefundenen Werte verifizieren.

Probleme ergeben sich dann, wenn in einer Epoche zuwenig Residuen dicht genug beieinander liegen (Abb. 6.5). Dazu kann es insbesondere bei einem Wechsel des Basissatelliten kommen. Hier kann nur aus der Gesamtbetrachtung aller Basissatellitenauswertungen heraus entschieden werden, ob eine Zuordnung möglich ist oder ob für diese Epoche keine Verbesserungen ermittelt werden. Sollten also mehrere Satelliten Mehrwegeeffekten ausgesetzt und die Anzahl an unbelasteten Satelliten zu gering sein lassen sich tatsächlich keine Korrekturwerte ermitteln. Zuordnungsschwierigkeiten treten auch auf, wenn mehr als eine Gruppe mit einer genügenden Anzahl an Residuen vorkommt und diese Gruppen sich signifikant voneinander unterscheiden. Hier ist eine Zuordnung nicht sinnvoll, da sie nur mit einer Trefferquote von 50% durchgeführt werden kann. Das muß allerdings nicht bedeuten, daß für diese Stationen und Satelliten keine Korrekturwerte ermittelt werden können. Vielmehr mißlingt lediglich die Bestimmung auf dieser Basislinie. Die Bestimmung auf benachbarten Basislinien ist hiervon nicht betroffen.

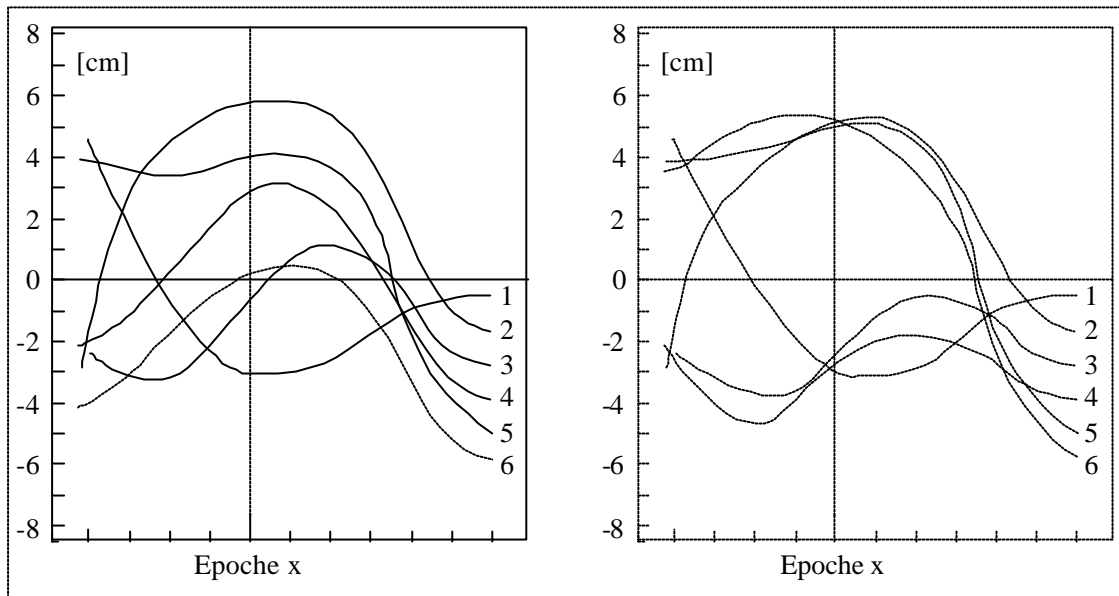


Abbildung 6.5 Problemfälle während der Ermittlung von Korrekturwerten

links : zuwenig unbetroffene Satelliten

rechts: mehrere signifikant unterschiedliche Gruppen

Im Idealfall liegen nun Korrekturwerte für jeden Satelliten auf einer Basislinie vor. Das Doppeldifferenzproblem wurde damit auf ein Einfachdifferenzproblem zurückgeführt. Dieses soll nun seinerseits durch die folgende Überlegung aufgelöst werden. Dabei wird vorausgesetzt, daß für den zu untersuchenden Satelliten die basislinienweise ermittelten Mehrwegeeffekte für ein ganzes Netz an Stationen vorliegen. In Abb. 6.6 sind fiktive Werte dieses Satelliten für alle Basislinienlösungen angegeben

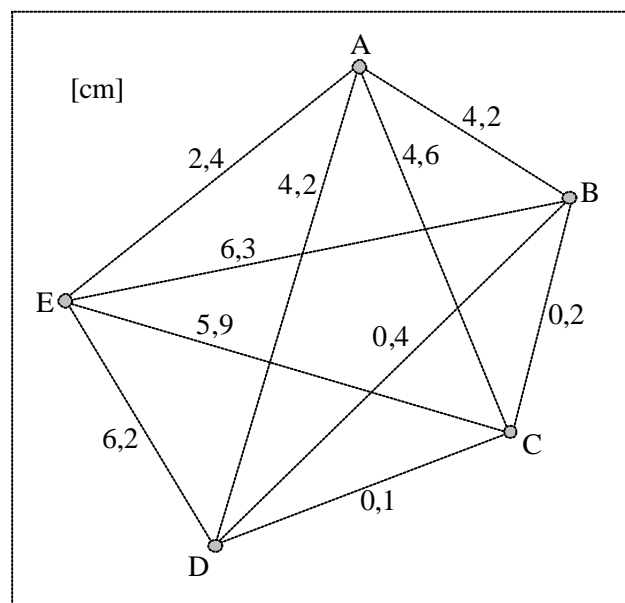


Abbildung 6.6 Fiktive absolute Mehrwegeeffekte eines ausgewählten Satelliten je Basislinie  
(Ziel: Zuweisung der Effekte zu einer Station, Stationsabstände bis über 100km möglich)



Die Mehrwegeeffekte werden für jeden Satelliten einzeln nacheinander im Netz zugeordnet. Findet sich im Stationsnetz wenigstens eine Station mit mindestens 2 abgehenden Basislinien (in Abb. 6.6 Stationen B, C und D), auf denen der zu untersuchende Satellit nahezu keinen Einfluß aufweist, kann daraus der Schluß gezogen werden, daß die betreffenden Stationen alle den gleichen Effekten unterliegen. Hier wird angenommen, daß dieser Einfluß etwa Null beträgt. Je mehr Basislinien mit dem Wert Null von einer Station abgehen, desto sicherer kann diese Entscheidung getroffen werden. Es reduziert sich dadurch die Wahrscheinlichkeit, daß alle Stationen Einflüssen verschieden von Null unterliegen, die zudem etwa gleich groß und mit demselben Vorzeichen versehen sind. Tritt dieser Fall jedoch auf, kommt es zu einer Fehlzuweisung der Effekte, die i.A. nicht aufgedeckt werden kann. Dieser Fall kann allerdings mithilfe einer hohen Datenrate (z.B. sek.-Daten) eingeschränkt werden. Hier ist anzunehmen, daß die Korrelation aufgrund der dann nur geringen Satellitenbewegung und der somit sehr ähnlichen Mehrwegeeffekte von Epoche zu Epoche hoch ist. Diese Information kann dann in einem epochenübergreifenden Schritt ausgewertet werden. Hierfür werden einfach die Ergebnisse vorangegangener Epochen zwischengespeichert und in die Berechnung einbezogen.

Theoretisch würde es zwar reichen, wenn eine einzige Basislinie existiert, auf der der Einfluß des zu untersuchenden Satelliten Null beträgt. Jedoch besteht hier die Gefahr, daß sich die Mehrwegeeffekte des Satelliten auf den beteiligten Stationen gegenseitig aufheben, wenn sie gleich groß sind. Hier ist also die Wahrscheinlichkeit im Gegensatz zum Fall mit mehreren Basislinien größer, daß die Effekte auf beiden Stationen in gleicher Art und Weise und verschieden von Null auftreten.

Werden unbelastete Stationen als solche identifiziert, lassen sich nun die Einflüsse auf den Basislinien ausgehend von den unbelasteten Stationen den jeweils anderen Stationen zuweisen. Voraussetzung für ein Gelingen des Ansatzes ist natürlich, daß es in der jeweiligen Epoche tatsächlich unbelastete Stationen gibt. Lassen sich unter den gegebenen Bedingungen keine Zuordnungen treffen, kann dieser Satellit in dieser Epoche auf keiner der beteiligten Stationen einen Korrekturwert zugeordnet bekommen, da er auf allen Stationen Mehrwegeeffekten unterliegt. Aus umfangreichen Untersuchungen innerhalb von Referenzstationsnetzen läßt sich jedoch sagen, daß nur ein geringerer Teil von etwa 20-30% der Stationen von stärkeren Mehrwegeeffekten betroffen ist (s.a. Abs. 4.7.1.2 und [Wanninger u. Wildt, 1997]).

Nach der Zuweisung der Effekte lassen sich nun Korrekturen berechnen. Diese Korrekturen können dann z.B. an den originalen Meßwerten angebracht werden. Werden Korrekturen für abgeleitete Meßgrößen ermittelt, so können diese zwar in einen Wert umgerechnet werden, der einem Originalmeßwert zugerechnet werden kann. Mithilfe dieser verbesserten Werte darf dann jedoch auch nur eine Koordinatenlösung für die entsprechende Linearkombination ermittelt werden, da in diesen Korrekturwerten Bestandteile beider Originalmeßgrößen enthalten sind, die nicht explizit zu trennen sind. Welcher Originalmeßwert dann tatsächlich einen Korrekturwert erhält ist dabei nebensächlich. Es ist lediglich darauf zu achten, daß der abgeleitete Korrekturwert der Linearkombination ( $K_{a,LK}^n$ ) vor der Anwendung als Korrekturwert für ein Originalsignal ( $K_{a,f}^n$ ) nach folgender Vorschrift mit den Linearkoeffizienten aus Tabelle 4.4 umgerechnet werden muß:

$$K_{a,f1}^n = K_{a,LK}^n / u \quad (\text{für L1}) \quad \text{oder} \quad K_{a,f2}^n = K_{a,LK}^n / v \quad (\text{für L2}). \quad [6.9]$$

Gegebenenfalls ist dieser Wert dann noch in Wellenzyklen umzurechnen, damit eine Aufdatierung der Originalmeßwerte stattfinden kann (z.B. bei RINEX-Dateien).

Der vorgestellte Ansatz wurde anhand verschiedener Datensätze getestet. Hierfür wurden die Daten zweier kleiner Netze à je 8-9 Stationen über einen Zeitraum von einer Woche ausgewertet. Dabei handelte es sich um Stationen der deutschen Landesvermessung (SAPOS-Stationen) mit Abständen zueinander zwischen 20 und 50 km. Die Basislinienlängen betrugen bis über 100 km, da Linien in allen Kombinationen gebildet wurden. Zum Nachweis der Leistungsfähigkeit des Ansatzes wurde weiterhin folgende Vorgehensweise realisiert. Die GPS-Auswertung wurde mit der entsprechenden Software in 24-Stunden-Blöcken durchgeführt. Zunächst wurden jedoch für den gesamten Untersuchungszeitraum Sollkoordinaten durch Auswertung des gesamten Beobachtungszeitraumes ermittelt, die als Vergleichsgröße für die korrigierten Ergebnisse dienten. Nach der Mehrdeutigkeitsfestsetzung und der endgültigen Netzausgleichung ließen sich dann Doppeldifferenzresiduen bestimmen, die ihrerseits die Eingangsgröße für den Ansatz darstellten. Hier wurde pro 24-Stunden-Datensatz die Standardabweichung über alle DD-Residuen gebildet. Das Verfahren darf also zum einen die Koordinatenlösung nur unmerklich verändern und zum anderen muß die Standardabweichung der DD-Residuen nach einer Korrektur signifikant sinken. Die Vorgehensweise wurde komplett sowohl für unkorrigierte als auch für dann korrigierte Rohdaten durchgeführt.

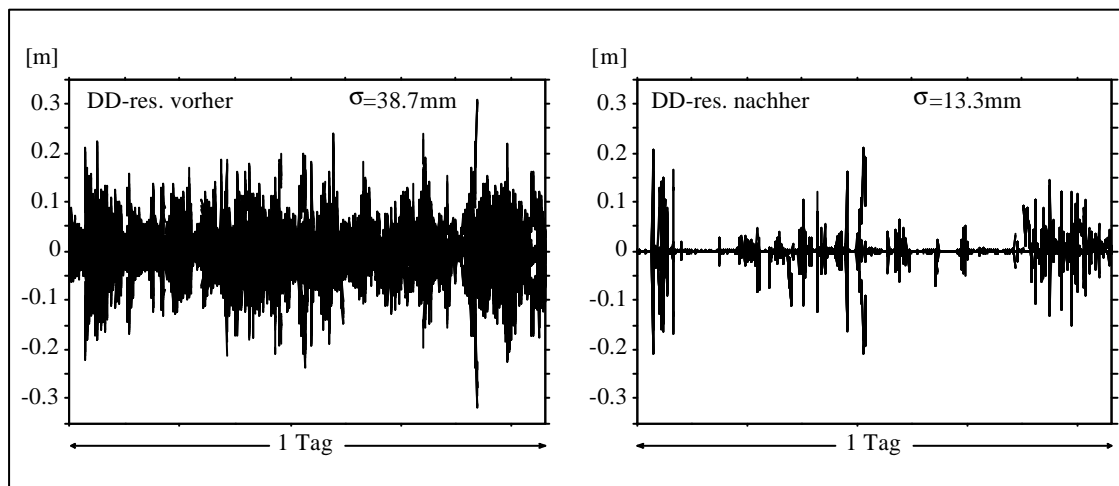


Abbildung 6.7 Sämtliche L0-Doppeldifferenzresiduen einer Basislinie mit einer stark belasteten Station vor der Korrektur (links) und nach Anbringen der Korrekturwerte an den Rohdaten und einer Neuberechnung (rechts)

Die beiden Endpunkte dieser etwa 60 km langen Basislinie werden im Folgenden einzeln dargestellt. Hieraus gehen dann die jeweiligen Mehrwegeeffekte vor und nach einer Korrektur hervor. Als Vergleichsverfahren dient der Bestimmungsalgorithmus aus Abs. 4.7.1.2 (in den Abbn. 6.8 und 6.9 oben). Diesem werden Abbildungen gegenübergestellt, die aus der Anwendung des neuen Korrekturverfahrens resultieren (jeweils untere Abb.). Hier darf jedoch

nicht der Hinweis fehlen, daß die Darstellungen nur bedingt miteinander vergleichbar sind. Die Gemeinsamkeiten und Unterschiede der beiden Verfahren gehen aus Tab. 6.1 hervor.

	Bestimmungsalgorithmus nach Abschnitt 4.7.1.2	Neuer Korrekturansatz
Gemeinsamkeiten	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Bestimmung der Mehrwege- (und Beugungseffekte) rein aus Meßdaten</li> <li>- Darstellung gefundener Effekte beim Bestimmungsalgorithmus bzw. gefundener Korrekturwerte beim Korrekturansatz</li> </ul>	
Unterschiede	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Zusammenfassen von Ergebnissen zu einem Clusterwert (10° Azimut x 2° Elev.)</li> <li>- Punktgröße resultiert aus der durchschnittlichen Standardabweichung der DD-Residuen</li> <li>- Darstellung bis 50° Elevation</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Darstellung des einzelnen Korrekturwertes</li> <li>- Punktgröße resultiert aus Größe des Korrekturwertes, hier:  Kor.-wert &lt; 2cm: kein Einfluß  Kor.-werte 2-5cm und 5-7cm als Zwischengrößen  Kor.-wert &gt; 7cm: max. Einfluß</li> <li>- Darstellung bis 90° Elevation möglich, (zum Vergleich auch auf 50° eingestellt)</li> </ul>

Tabelle 6.1 Vergleich von Bestimmungsverfahren und Korrekturansatz

Obwohl beide Verfahren die gefundenen Werte in entsprechender Form wiedergeben, ist eine Besonderheit des Korrekturansatzes zu nennen. Bestehen Mehrwegeeffekte, so werden diese mit dem Bestimmungsverfahren sehr wahrscheinlich aufgedeckt. Durch das Zusammenfassen zu größeren Clustern kann es hier jedoch zu 'Verschmierungen' kommen. Die Bestimmung allein führt jedoch nicht automatisch zu einem Korrekturwert. Werden also in den Darstellungen weniger Korrekturwerte angegeben als mit dem Bestimmungsverfahren ermittelt wurden, läßt sich dies mit Hilfe von Abb. 6.7 erklären. Es existieren eben nach der Korrektur noch einige Residuen, die unter den gegebenen Bedingungen keinen Korrekturwert erhalten haben. Dies wird in der Darstellung der Verhältnisse nach der Korrektur noch deutlicher (Abb. 6.9). Da (aufgrund der Lösung von weiteren Mehrdeutigkeiten) kaum noch Korrekturwerte ermittelt werden, sind diese (unteren) Abbildungen nahezu frei von Einflüssen. Da dennoch infolge der nicht vollständigen Beseitigung Rest-Mehrwegeeffekte vorliegen, sind diese mit dem Bestimmungsverfahren auch detektierbar (obere Abbildungen).

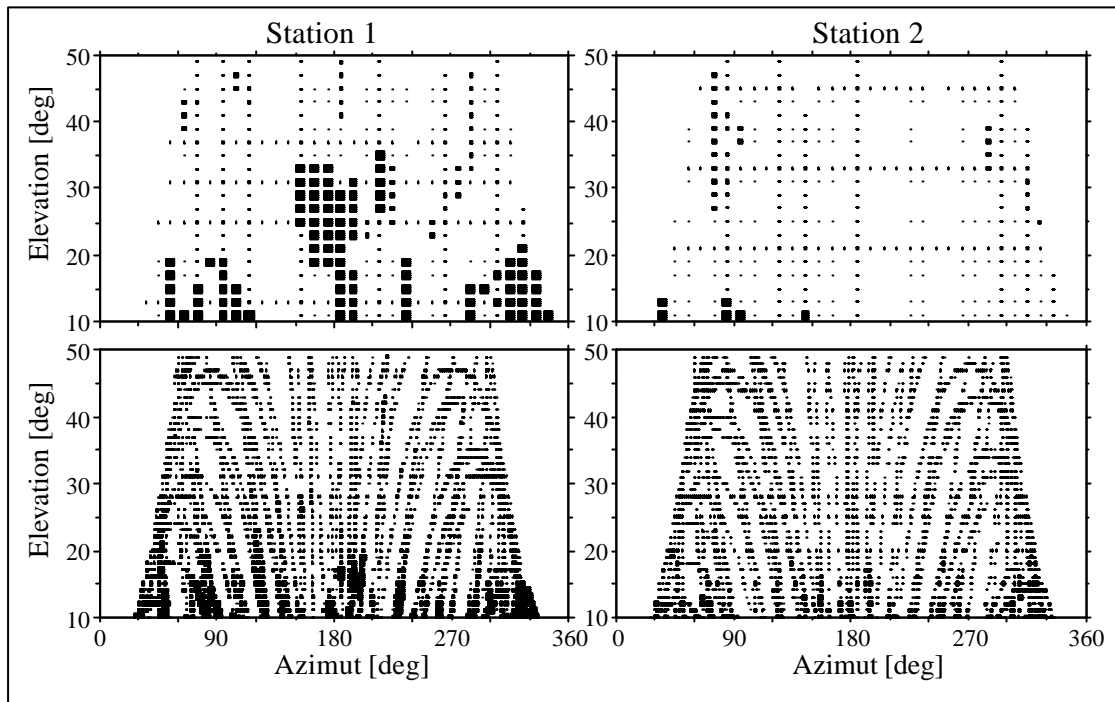


Abbildung 6.8 Mehrwegeverhältnisse vor der Korrektur für eine belastete (links) und eine unbelastete (rechts) Station;  
 kleinste Punkte: Daten vorhanden (keine Effekte), größte Punkte: starke Effekte;  
 obere Abbildungen: Bestimmungsverfahren nach Abs. 4.7.1.2,  
 untere Abbildungen: Neuer Korrekturansatz

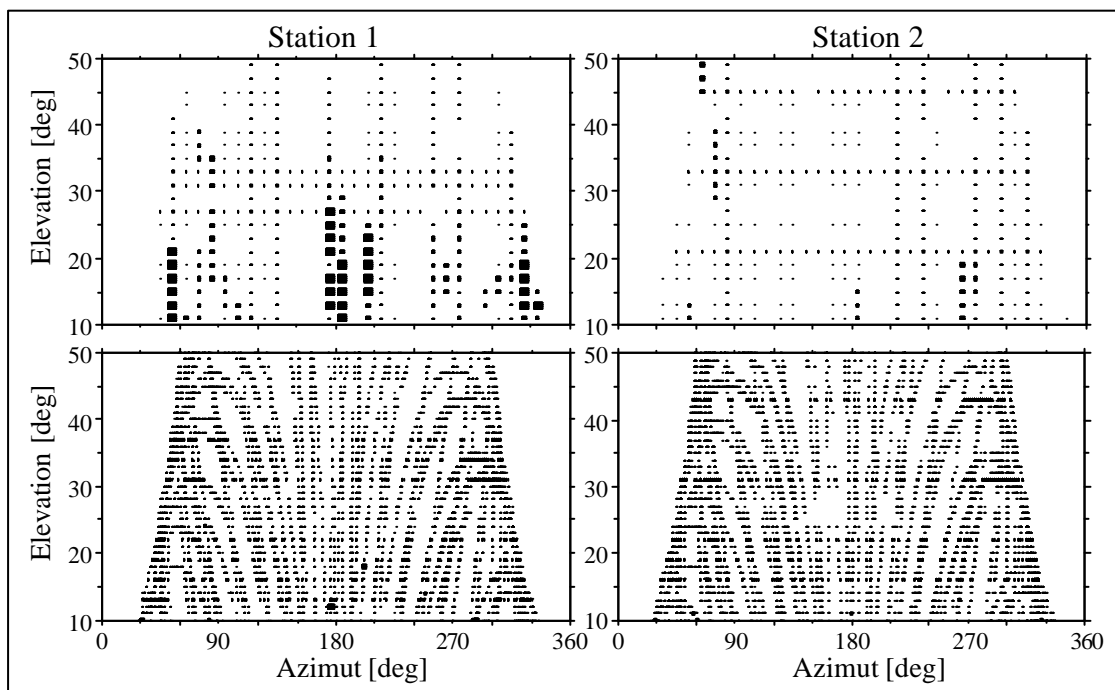


Abbildung 6.9 Mehrwegeverhältnisse nach der Korrektur für eine belastete (links) und eine unbelastete (rechts) Station, Interpretation siehe Abb. 6.8

Als weiterer Maßstab für die Güte der Korrektur soll der Vergleich der Koordinatenlösungen vor und nach der Korrektur herangezogen werden (Abb. 6.10). Hierfür wurden die Daten von 7 aufeinanderfolgenden Tagen in je 24 Einzellösungen aufgespaltet und die Abweichungen zur Solllösung für Länge, Breite und Höhe ermittelt. Insbesondere die Höhenkomponente erfährt dabei eine signifikante Verbesserung.

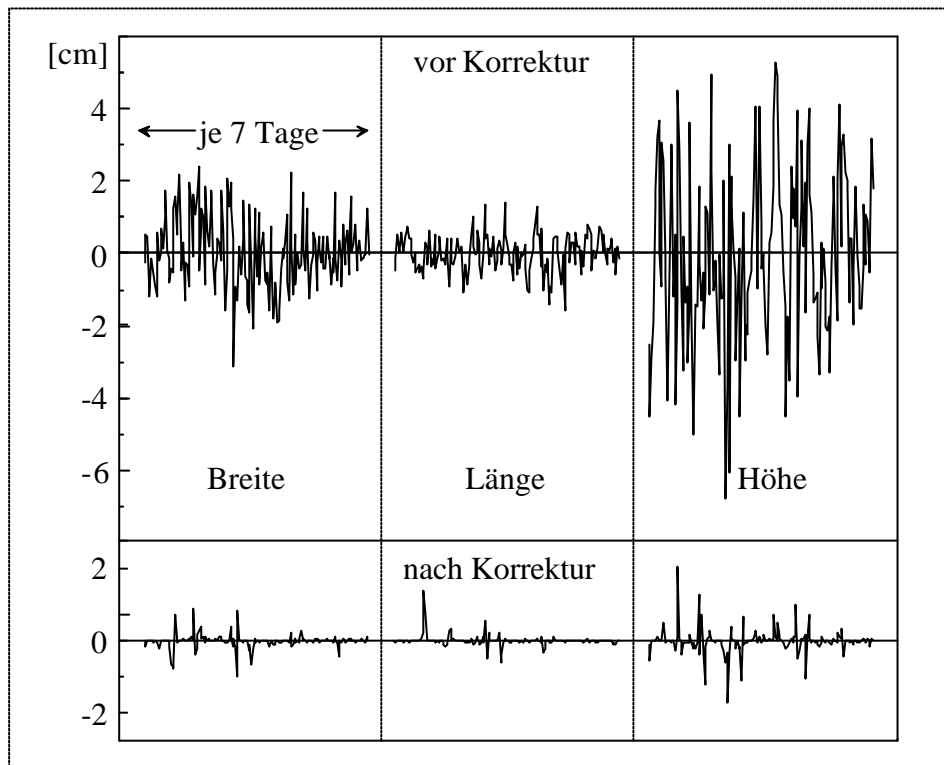


Abbildung 6.10 Auswirkung der Rohdatenkorrektur auf die Koordinatenlösung (7 Tage á 24 Stundenlösungen)

Wie aus Tab. 6.2 hervorgeht, hat die Korrektur keine signifikante Änderung der Koordinaten zur Folge. Dies ist auch nicht zu erwarten, da sich Mehrwegeeffekte infolge ihres periodischen Charakters bei zunehmender Beobachtungszeit immer weniger stark auf die Koordinaten auswirken. Da jedoch auch mit Beugungseffekten zu rechnen ist (die ja vom Verfahren mit erfasst werden), sind geringe Abweichungen (abhängig von der Beobachtungsdauer und den Beobachtungsbedingungen) zulässig.

[m]	Vor der Korrektur		Nach der Korrektur	
	Soll-Differenz	Sigma	Soll-Differenz	Sigma
Breite	-.0001	.0098	-.0009	.0020
Länge	.0001	.0051	.0008	.0016
Höhe	.0002	.0248	.0010	.0034

Tabelle 6.2 Koordinatengenauigkeit vor und nach der Korrektur als Differenz zur Solllösung (24-Stunden-Datensatz) und als Standardabweichung der Stundenlösungen

Im angegebenen Beispiel funktioniert die Korrekturwertermittlung sehr gut. Dieses positive Ergebnis läßt sich jedoch nicht immer erreichen. So gibt es innerhalb des Netzes Basislinienlösungen, bei denen nicht von einer eigentlichen Verringerung der Mehrwegeeffekte gesprochen werden kann, sondern eher von einer Umverteilung der Werte bei etwa gleichen Standardabweichungen bzw. auch von nahezu unveränderten Werten. Die Ursachen dafür liegen in der noch unzureichenden Festlegung der empirisch ermittelten Modellparameter. Diese müssen in umfangreichen Tests noch verbessert werden.

Zwei Beispiele sollen diese Fälle dokumentieren (Abb. 6.11). Sie geben die Ergebnisse aus dem Bestimmungsverfahren für jeweils 24 Stunden Beobachtungszeit wieder. Bei Station S1 kommt es in einigen Bereichen zu vermeintlichen Mehrwegeeffekten, in denen vor der Durchführung der Korrektur noch keine Einflüsse festgestellt werden konnten. Es handelt sich hier offensichtlich um eine Fehlzuzuweisung innerhalb des Korrekturansatzes. Im zweiten Fall (Station S2) ist kaum eine Veränderung der dargestellten Effekte zu bemerken. Auf diese Station hatte der Korrekturalgorithmus also keine Auswirkungen. Es handelt sich in beiden Fällen um weniger stark belastete Stationen. Insbesondere der zweite Teil des Korrekturansatzes, die Zuweisung zu einer Station innerhalb des Netzes, arbeitet hier noch nicht optimal.

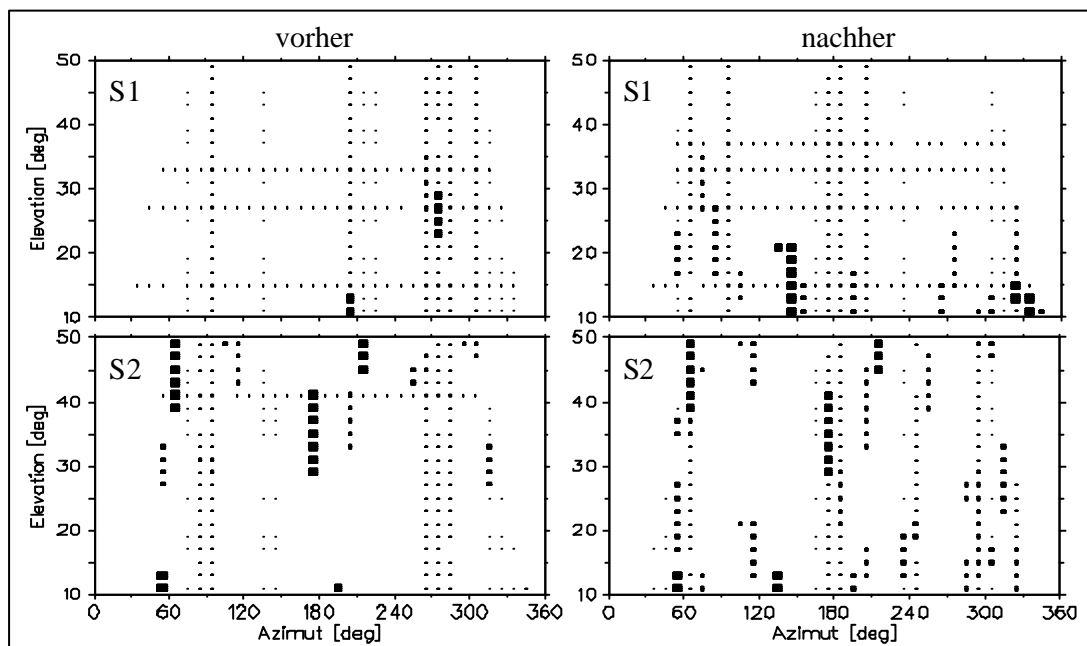


Abbildung 6.11 Unbefriedigende Korrekturergebnisse zweier Stationen S1 und S2

Ein weiteres Merkmal des Korrekturansatzes soll hier noch einmal erwähnt werden. Eingangsgrößen für den Ansatz sind die Doppeldifferenzresiduen aus der Basislinienbestimmung. In diesen sind alle noch nicht eliminierten Fehlereinflüsse wie Mehrwege- und Beugungseffekte, Antennenphasenzentrumsrestfehler und Resteinflüsse von Ionosphäre und Troposphäre sowie das Meßrauschen enthalten. Insbesondere die troposphärischen Restfehler sind dabei nicht von Mehrwegeeffekten zu trennen. Die Bestimmung von Mehrwegeeffekten ohne vorherige Anwendung eines Modells für die Troposphäre wird die Bestimmbarkeit des Troposphären-

parameters nach der Korrektur deutlich beeinflussen. Gerade Nutzer, die den Troposphärenparameter als Meßwert weiterverarbeiten wollen, könnten hierdurch empfindlich behindert werden.

Zusammenfassend sollen noch einmal die Eigenschaften des Korrekturansatzes wiedergegeben werden:

1. Es werden Trägerphasenmehrwegeeffekte, Beugungseinflüsse und damit das gesamte Rauschen reduziert
2. Die Bestimmung der Einflüsse erfolgt epochenweise in Echtzeit. Damit sind keine Annahmen zum Fehlerverhalten vonnöten. Eine Initialisierungszeit entfällt. Es besteht lediglich die Bedingung, daß die Daten der anderen Referenzstationen eines Netzes in Echtzeit zur Verfügung stehen müssen. Der Ansatz läßt sich damit in eine Echtzeit-Referenzstationssoftware einbinden. Zu dieser Vernetzung siehe auch [Blumenbach u. Stöcker, 2003].
3. Einschränkungen hinsichtlich der verwendbaren Hardware bestehen nicht.
4. Eine Kombination mit anderen Verfahren zur Reduktion der Mehrwegeeffekte ist möglich.
5. Die Mehrdeutigkeitslösung vereinfacht und beschleunigt sich nach Anwendung der Korrektur.
6. Bei kurzen Stationsabständen ist eine Korrektur der Originalsignale möglich. Bei typischen Abständen der Landesvermessung erfolgt die Bestimmung von L0-Korrekturen, die entsprechend umgerechnet den Originalmessungen aufdatiert werden. In diesem Fall darf jedoch nur dieselbe Linearkombination für die Koordinatenlösung verwendet werden, die auch für die Bestimmung der Korrekturwerte genutzt wurde.

### 6.2.1.3 Korrektur mittels ausgewählter Modelle

Grundlage dieser Methode ist der Sachverhalt, daß identische Satellitenpositionen bei gleichen Umgebungsbedingungen stets identische Mehrwegeeffekte hervorrufen. Diese Wiederholbarkeit der Mehrwegeeffekte unter den genannten Bedingungen wurde bereits in Abs. 4.8 aufgezeigt. Sie dient als Basis eines Korrekturverfahrens, welches für seine Anwendung eine bestimmte Vorlaufzeit benötigt. Zunächst müssen erst einmal für einen möglichst großen Bereich des Antennenhorizontes Mehrwegeeffekte bestimmt werden. Liegen diese nach z.B. 24 Stunden vor, können sie als Korrekturwerte an den Originalmessungen angebracht werden.

Grundsätzlich kann hier nach einem zeit- und einem positionsabhängigen Modell unterschieden werden. Bei beiden Modellen müssen in einer Initialisierungsphase die Mehrwegeeffekte den einzelnen Satelliten (z.B. nach dem Verfahren in Abs. 4.7.1.2) zugeordnet werden. Zusätzlich muß die Umlaufzeit (s.a. Abs. 4.8) erfaßt werden, die bei Anwendung des Modells Grundlage für den Zugriff auf die Korrekturwerte ist. Diese können zwischen den Stützpunkten, die entlang der Satellitenbahn liegen, interpoliert werden. Abhängig von der Aufzeichnungsrate können sich für das zeitabhängige Modell leichte Vorteile gegenüber einem positionsabhängigen

Modell z.B. beim Speicherplatz ergeben. Als Nachteil ist jedoch z.B. die Voraussetzung der Konstanz der Umlaufzeit zu nennen.

Dem positionsabhängigen Modell wird zu einer gegebenen Satellitenposition ein Korrekturwert entnommen, der dem betroffenen Satelliten zugeschlagen werden kann. Hierbei ist zu berücksichtigen, daß ein Satellit aufgrund von Bahnvariationen wahrscheinlich nicht exakt eine Position erreicht, für die ein Korrekturwert vorliegt. Das positionsabhängige Modell ist deshalb so anzuwenden, daß in gewissem Rahmen Interpolationen (ggf. auch Extrapolationen) zwischen Punkten mit fixen Korrekturwerten möglich sind. Eine aktuelle Satellitenposition, die nicht exakt mit einem Modellstützpunkt zusammenfällt, wird dabei mehr oder weniger stark andere Mehrwegeeffekte hervorrufen (s.a. Abs. 4.4, 4.5 und 4.8). Sollten sich zudem die Umgebungsbedingungen ändern, so ist mit weiteren Einflußverschiebungen aufgrund geänderter Reflexionsverhältnisse zu rechnen (s.a. Abschn. 2.2). Diese können durch Einbeziehen von Zusatzinformationen (Wetterdienst) im Modell berücksichtigt werden (z.B. je ein Wert für trocken, naß und Schneebedeckung).

Bei einem angenommenen Abstand der Modellpunkte von  $0,1^\circ$  mal  $0,1^\circ$  ergeben sich für jedes der beiden Originalsignale 3 zustandsabhängige Korrekturwerte, also insgesamt  $3600$  (Azimut)  $\times 900$  (Elevation)  $\times 3$  (Korrekturwerte)  $\times 2$  (L1 und L2) =  $3240000$  Punkte  $\times 6$  Einträge = circa 20 Millionen Werte. Im oberen Elevationsbereich kann jedoch deutlich ausgedünnt werden. Die Anzahl an Werten erhöht sich weiter, wenn pro Punkt aufgrund des Einganges mehrerer Korrekturwerte ein Gewichtsparameter mitgeführt werden muß. Das positionsabhängige Modell wird anfänglich nur zu einem kleinen Bruchteil mit Werten gefüllt sein (vor allem bei Berücksichtigung von Zusatzinformationen). Erst eine permanente Aufdatierung des Modells verbessert dessen Leistungsfähigkeit.

Weiterhin besteht natürlich dasselbe Problem wie bei dem unter Abs. 6.2.1.2 vorgestellten Verfahren: Bei langen Basislinien können nur für die ionosphärenfreie Linearkombination Korrekturen erzeugt werden. Mehrwegeeffekte stellen zwar eine dominante Fehlerquelle für die satellitengestützte Positionsbestimmung dar. Dennoch ist zu beachten, daß mit zunehmender Basislinienlänge auch ionosphärische Einflüsse eine Rolle spielen. Schon ab etwa 10 km Abstand der Stationen muß insbesondere in Jahren mit hoher Sonnenaktivität mit solch starken Einflüssen gerechnet werden, daß eine Mehrdeutigkeitsbestimmung und vor allem eine zuverlässige Koordinatenlösung rein auf Basis einer Originalmeßgröße stark beeinträchtigt wird oder gar nicht gelingt. So hat sich die Verwendung der ionosphärenfreien Linearkombination durchgesetzt. Werden auf deren Basis Korrekturwerte ermittelt, gelten diese natürlich auch nur für diesen Fall. Um jedoch flexibel zu bleiben und einem potentiellen Nutzer von Referenzstationsnetzen die freie Wahl zu lassen, wäre es mitunter wünschenswert, Korrekturwerte auch auf langen Basislinien für die Originalmeßwerte erzeugen zu können. Hierfür ist dann die genaue Kenntnis der vorliegenden atmosphärischen Bedingungen vonnöten. Da Informationen hierzu nicht oder nicht zeitnah bzw. auch nicht in genügender räumlicher Dichte vorliegen, müssen diese geschätzt werden. Diese Schätzung muß neben der Beseitigung von Orbitfehlern vor der eigentlichen Mehrwegebestimmung erfolgen.



Die Schätzung des ionosphärischen Einflusses basiert auf einem Einschichtmodell, welches ausgehend von der geometriefreien Linearkombination durch eine infinitesimal dünne Schicht in der Höhe der maximalen Elektronendichte (350–450 km über Grund) realisiert wird, in der der vertikale Elektronengehalt VTEC repräsentiert wird [Kutterer u. Mayer, 1998]. Durch eine Abbildungsfunktion wird dann die infolge des VTEC für ein vertikal verlaufendes Signal erhaltene Laufzeitverzögerung in die entsprechende Verzögerung für ein schräg verlaufendes Signal umgerechnet.

Zur Veranschaulichung der Leistungsfähigkeit der Korrekturansätze soll folgendes Beispiel dienen [Wanninger u. May, 2000]. Zunächst erfolgt anhand einer 24 km langen Basislinie eine Anwendungsbeschreibung für ein positionsabhängiges Korrekturverfahren, welches auf den Methoden zur Mehrwegebestimmung nach Abs. 4.7.1.2 basiert.

Hierfür wurden für ein ganzes Jahr Tageslösungen berechnet. Um auch für die Originalbeobachtungen Mehrwegekorrekturen zu ermitteln und damit die Möglichkeit zu erhalten, für beliebige Linearkombinationen Korrekturen zu bestimmen, wurde zunächst die geometriefreie Linearkombination der Trägerphasenmessungen

$$L_I = m_I \times \text{VTEC}(\mathbf{f}, t) + C_I^i \quad [6.10]$$

gebildet mit der ionosphärischen Abbildungsfunktion  $m_I$  und den satellitenspezifischen Konstanten  $C_I^i$ , welche die undifferenzierten Trägerphasenmehrdeutigkeiten und differentielle Hardwareverzögerungen aufnehmen.

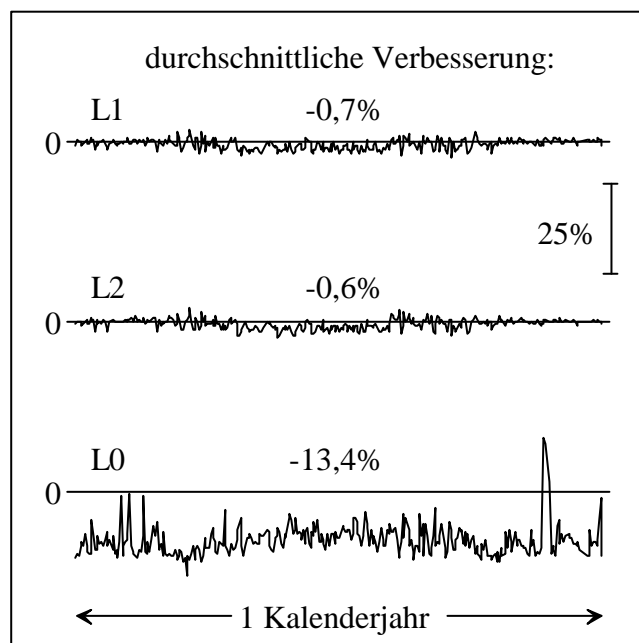


Abbildung 6.12 Auswirkung der positionenabhängigen Mehrwegekorrektur auf die Beobachtungsfehler einer 24 km langen Basislinie, [Wanninger u. May, 2000]

Die Modellkomponenten des VTEC wurden durch quadratische Ausgleichung für Beobachtungszeiten von jeweils 3 Stunden ermittelt und die daraus abgeleiteten Ionosphärenkorrekturen an den undifferenzierten Originalbeobachtungen (L1 und L2) angebracht. Auf diese Weise lassen sich die langperiodischen ionosphärischen Effekte nahezu eliminieren. Die für Mehrwegeuntersuchungen problematischen kurzwelligeren Anteile werden dabei leider nicht erfaßt. Korrekturen für die Troposphäre lassen sich über ein Standardatmosphärenmodell realisieren. Hierbei wurde ein Parameter pro Station für 4 Stunden Beobachtungszeit geschätzt und ebenfalls den Originalbeobachtungen zugeschlagen.

Mehrwegekorrekturen  $K_f$  für die Originalbeobachtungen ergeben sich nun nach folgendem Doppeldifferenzalgorithmus jeweils für ausgewählte Stationen  $a$  und Satelliten  $i$ , wobei lediglich Cluster mit detektierten Mehrwegeeffekten mit einer L0-Standardabweichung größer als 15 mm berücksichtigt wurden (s.a. Abs. 3):

$$K_f = \frac{1}{S_w} \cdot \sum_{b=1}^n \sum_{j=1}^m (\mathbf{j}_{a,f}^i - \mathbf{j}_{a,f}^j - \mathbf{j}_{b,f}^i + \mathbf{j}_{b,f}^j) \cdot w_{ab} \quad [6.11]$$

mit dem Gewichtungsfaktor

$$w_{ab} = \frac{1}{d_{ab}} \quad [6.12]$$

als Funktion des Abstandes  $d_{ab}$  zwischen ausgewählter Station  $a$  und Referenzstation  $b$ . An den undifferenzierten Phasenmeßwertresiduen  $f$  mit gelösten Doppeldifferenzmehrdeutigkeiten sind bereits die oben angesprochenen ionosphärischen und troposphärischen Korrekturen angebracht.

In Abb. 6.12 wurde ein Vergleich zwischen unverbesserten und den mit Hilfe des beschriebenen Mehrwegekorrekturenansatzes erzielten Tageslösungen der 24km langen Basislinie gezogen. Die Originalbeobachtungen erfuhren dabei nur marginale Verbesserungen. Auf Linearkombinationen ist der Effekt jedoch ungleich größer. Bei der dargestellten ionosphärenfreien Linearkombination ergibt sich eine Verbesserung von durchschnittlich 13,4 Prozent. Die erkennbaren Ausreißer sind möglicherweise auf Schneebedeckung zurückzuführen. Des weiteren ist eine Abhängigkeit von der Jahreszeit zu erkennen, die sich vor allem in den kalten Monaten durch verstärktes Auftreten der angesprochenen kleinräumigen ionosphärischen Störungen bemerkbar macht.

Die Ansätze zur Korrektur der Mehrwegeeffekte für die Originalmeßwerte auf langen Basislinien brachten mit dem beschriebenen Verfahren bisher nicht den gewünschten Erfolg. Gründe hierfür sind darin zu suchen, daß die Einflüsse der Ionosphäre und Troposphäre geschätzt werden müssen, um deren Anteil am Fehlerhaushalt zu reduzieren. Diese Schätzungen können kleinräumige Störungen jedoch nicht erfassen, die zudem häufig anzutreffen sind.

### 6.3 Verringerung von Trägerphasenbeugungseffekten

Mit den unter Abs. 6.2.1 genannten Verfahren lassen sich prinzipiell auch Beugungseinflüsse reduzieren, da sie im Ergebnis und der Wirkungsweise den Mehrwegeeffekten sehr ähnlich sind. Dabei wird jedoch darauf abgestellt, daß die Referenzstationskoordinaten so genau wie möglich bekannt sind. Da nicht in jedem Fall diesem Anspruch entsprochen werden kann, sollen im folgenden zwei einfache Möglichkeiten angegeben werden, Beugungseffekte zu lokalisieren und ggf. entsprechende Gegenmaßnahmen einzuleiten. Beide zielen darauf ab, betroffene Signale zu identifizieren und ggf. von der weiteren Verarbeitung auszuschließen. Ein bedeutender Vorteil dieser Verfahren besteht weiterhin darin, daß zur Bestimmung der Effekte der klassische Auswertealgorithmus nicht in Gang gesetzt werden muß. Es wird lediglich ein kleines Rechenprogramm benötigt, welches die Meßdaten laufend überprüft. Ein weiterer Vorteil ergibt sich daraus, daß keine Vernetzung notwendig ist. Die Daten können also stationsautonom bewertet werden. Als Nachteil ist jedoch die Interpretationssicherheit der Algorithmen zu nennen. Nicht immer werden Beugungen sofort als solche erkannt.

#### 6.3.1 Analyse der Signalstärkewerte

Aus Abb. 5.2 wird die intensive Beeinflussung der Signalstärke der Satellitenbeobachtungen durch Beugungseffekte sichtbar. Damit ist die Änderung der Signalstärke ein Indikator für auftretende Beugungseffekte. Zu berücksichtigen ist hierbei allerdings, daß der Haupteinfluß auf die Größe des *SNR* durch den Elevationswinkel des Satelliten gegeben ist (s.a. Abschnitt 2.3). Daraus läßt sich ein Verfahren ableiten, mit dem auf Basis des realen *SNR*-Wertes auf das Auftreten von Beugungseinflüssen geschlossen werden kann. Hierzu findet ein Vergleich mit Erwartungswerten statt, die ihrerseits ganz spezifisch für eine einzelne Antennen-Empfänger-Kombination ermittelt werden müssen.

Um nun Abweichungen der gemessenen Werte von den spezifischen Sollwerten zu ermitteln, werden für jede Frequenz eigene elevationsabhängige Richtwerte (Templates) bestimmt, anhand derer eine Entscheidung zum Auftreten der Beugungseffekte getroffen werden kann ([Brunner u.a., 1999], [Wanninger u.a., 2000]). Jedes Template  $T$  setzt sich aus 3 Parametern ( $a_0$ ,  $a_1$ ,  $a_2$ ) zusammen, die iterativ bestimmt werden. Hierzu werden alle die *SNR*-Werte bei der folgenden Iteration nicht mehr berücksichtigt, die mehr als 5 Einheiten nach oben oder unten von der Templatekurve abweichen. Die Zahl 5 wurde für die untersuchten Gerätekombinationen empirisch ermittelt und sollte in anderen Fällen angepaßt werden. Grundlage ist hierfür unter anderem das Streuverhalten der *SNR*-Werte im jeweiligen Elevationsbereich. Im Folgenden soll ein Beispiel für eine solche Kurve gegeben werden. Da es sich hierbei um eine ganz spezielle Kombination aus Empfängern und Antennen handelt, gilt dieser Ansatz auch nur für diesen Fall (Trimble 4000 SSE / SSI und Trimble's geodetic-Antenne).

$$\begin{aligned} T(e) &= a_0 + a_1 \cdot e + a_2 \cdot e^2 & \text{für } e \leq 60^\circ \\ T(e) &= a_0 + a_1 \cdot 60 + a_2 \cdot 60^2 & \text{für } e > 60^\circ \end{aligned} \quad [6.13]$$

mit  $e$ : Satellitenelevation

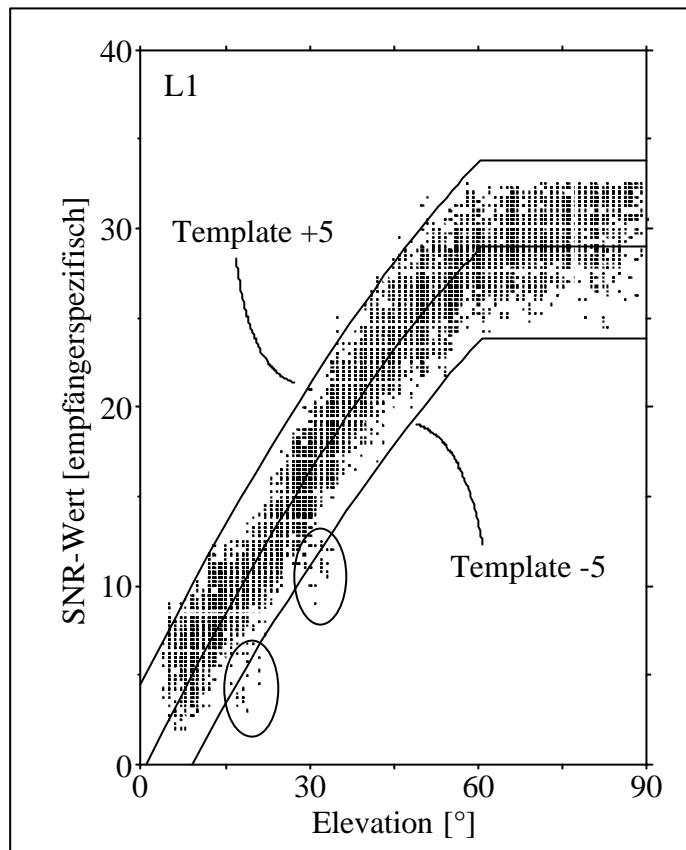


Abbildung 6.13 SNR-Werte (Punkte) und zugehörige Template-Kurven zur Visualisierung von Bereichen mit potentiellen Beugungserscheinungen (Einkreisungen), [Wanninger u.a., 2000]

Zur Bestimmung der Templatekurven reicht eine kurze Beobachtungszeit von etwa 1 Stunde aus. Voraussetzung ist hierbei die gute Überdeckung aller Elevationsbereiche mit Meßwerten. Bereits aus dieser Darstellung sind kritische Bereiche erkennbar, in denen mit Beugungseffekten gerechnet werden muß. Es liegt nun im Ermessen des Anwenders, zu entscheiden, wie mit diesen Daten weiter verfahren werden soll. Zwei mögliche Wege sollen hier erwähnt werden. Angesprochen wurde bereits die Möglichkeit der einfachen Elimination. Ob man sich damit allerdings einen wirklichen Dienst erweist, hängt von verschiedenen Faktoren ab (z.B. Intensität und Häufigkeit der Effekte, Meßdauer etc.). Schließlich kann dies dazu führen, daß bestimmte Elevationsbereiche unterrepräsentiert werden, was zu mehr oder weniger deutlichen Einbußen in der Positionsbestimmungsgenauigkeit führen kann (eine gute Höhengenaugkeit erfordert tiefstehende Satelliten). Auch die Bestimmung der Phasenmehrdeutigkeiten kann davon betroffen sein. Aus diesen Gründen kann eine andere Vorgehensweise angeraten sein. Im Auswerteprozess können die entsprechenden Daten ein niedrigeres Gewicht erhalten. So kann deren Einfluß auf die Genauigkeit reduziert werden.

Es setzt sich immer mehr die Erkenntnis durch, daß eine zustandsabhängige Gewichtung der Beobachtungen deutliche Vorteile gegenüber einer Gleichgewichtung aufweist. So lassen sich Unterschiede in der Signalqualität der Satelliten in den einzelnen Elevationsbereichen besser

berücksichtigen. Die Gewichtung ist dabei so anzupassen, daß sie in Relation zum zu erwartenden Phasenfehler steht. Folgende Gewichtungs- / Eliminationsansätze sind denkbar:

- Gleichgewichtung
- elevationsabhängige Gewichtung
- SNR-abhängige Gewichtung:   - Exponentialansatz  
  - Sigma- $\Delta$ -Gewichtung
- Elimination der Beobachtungen mit SNR-Werten kleiner als 'Template-5'
- Elimination der (z.B. 5 %) Beobachtungen mit den größten Residuen

Eine elevationsabhängige Gewichtung  $p(e)$  wird häufig folgendermaßen verwendet:

$$p(e) = \sin^2 e . \quad [6.14]$$

Verschiedene Untersuchungen belegen, daß mit diesem Ansatz zwar alle Beobachtungen über  $10^\circ$  Elevation ausreichend genau abgebildet werden. Niedriger stehende Satelliten erhalten damit jedoch im allgemeinen ein zu geringes Gewicht [Wanninger u.a., 2000]. Deshalb wurde alternativ der Exponentialansatz entwickelt [Gianniou, 1996]:

$$p(SNR) = e^{\frac{SNR}{A}} . \quad [6.15]$$

Hier erfolgt die Fokussierung nicht auf die Elevation, sondern wie oben bereits angegeben auf den SNR-Wert. Der Parameter  $A$  wird hierbei frequenzabhängig empirisch bestimmt. Für Trimble-Phasenbeobachtungen finden z.B. die Werte 10 bei L1, 6 bei L2 und 9 bei L0 Verwendung. Diese Gewichtung wird allerdings so normiert, daß sie für hochstehende Satelliten den Wert 1 annimmt.

Die besten Ergebnisse konnten mit einer angepaßten Sigma- $\Delta$ -Gewichtung [Brunner u.a., 1999] erreicht werden. Hierbei wird der Abstand des gemessenen SNR-Wertes von der 'Template+5'-Kurve ermittelt und anschließend vom gemessenen SNR-Wert abgezogen:

$$\begin{aligned} \Delta &= T(e) + 5 - SNR \\ SNR_{\Delta} &= SNR - \Delta. \end{aligned} \quad [6.16]$$

Dies führt zu einer um so stärkeren Reduzierung, je weiter ein gemessener Wert vom Idealfall 'Template+5' nach unten abweicht. Damit werden vor allem Beobachtungen mit Beugungseffekten oder stärkeren Mehrwegeeffekten niedriger gewichtet. Hier korreliert der Signalstärkeabfall mit der Größe der Phasenfehler. Abb. 6.14 veranschaulicht diesen Sachverhalt noch einmal grafisch.

Für alle Beobachtungen werden nun diese angepaßten  $SNR_{\Delta}$ -Werte in den SNR-abhängigen Gewichtungsansatz eingeführt.

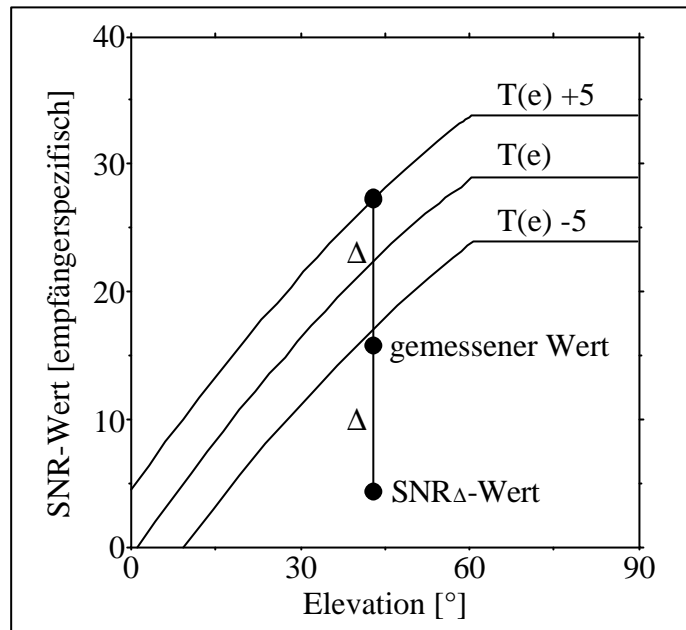


Abbildung 6.14 Ermittlung der Signalstärkewerte nach dem Sigma- $\Delta$ -Gewichtungsansatz, [Wanninger u.a., 2000]

Der dargestellte Ansatz wurde beispielhaft auf die Lösungen einer 3 km langen Basislinie angewandt. Eine Station war dabei mehrfach Beugungseffekten ausgesetzt. Die Auswertung erfolgte epochenweise mit einer Elevationsmaske von  $10^\circ$ . In Abb. 6.15 ist zu erkennen, daß die durch Bäume verursachten Beugungseinflüsse aufgrund der weniger starken *SNR*-Beeinflussung schwieriger zu detektieren sind und trotzdem sehr starke Effekte hervorrufen können. Aus der Intensität der *SNR*-Beeinflussung kann somit nicht direkt auf den zu erwartenden Phaseneinfluß geschlossen werden. Die Beeinträchtigung der Koordinatenlösungen ist im unteren Bereich wiedergegeben. Zum Vergleich sind hier die Zustände vor und nach der Anwendung des Korrekturverfahrens dargestellt.

Dabei wurde zusätzlich zur Anwendung der Sigma- $\Delta$ -Gewichtung eine Elimination aller Beobachtungen mit einem *SNR*-Wert kleiner als 'Template-5' vorgenommen. Zu erkennen sind die Genauigkeitseinbußen für die Lage- und insbesondere die Höhenkomponenten vor der Anwendung und die Effektivität nach Anwendung des Verfahrens. Die Standardabweichungen der Koordinatenkomponenten verringern sich um etwa 50%. Hier profitiert wieder die Höhenkomponente besonders stark, da gerade die maximalen Fehler reduziert werden.

Voraussetzung für die Anwendbarkeit dieser Methode ist die Aufzeichnung der originalen *SNR*-Werte. Häufig erfolgt beim Erzeugen des empfängerunabhängigen RINEX-Formates eine Skalierung von 0 bis 9 und damit eine deutliche Reduzierung des Informationsgehaltes. Hier sollte darauf geachtet werden, die *SNR*-Werte als zusätzliche Beobachtungsgröße zu definieren. Zusätzlich ist damit zu rechnen, daß die vom Empfänger generierten *SNR*-Werte nicht immer in ausreichender Qualität zur Verfügung gestellt werden. Hier muß vor Interpretationsfehlern gewarnt werden.

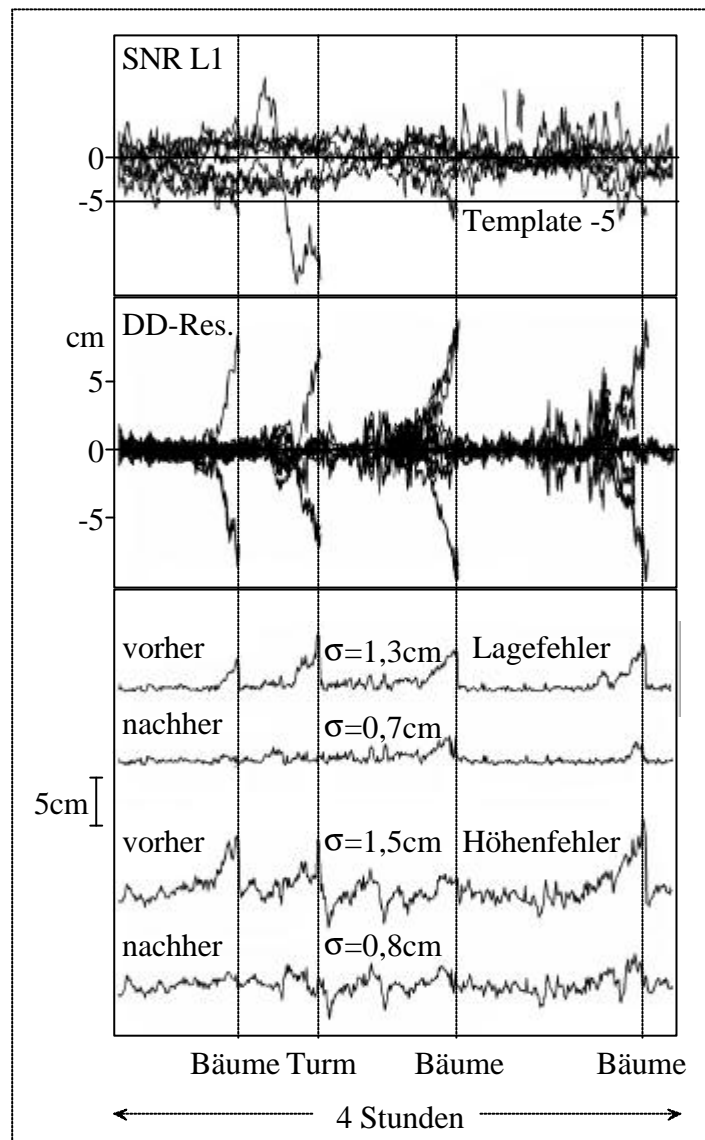


Abbildung 6.15 Vier Signalbeugungen und deren Auswirkungen auf den SNR-Wert (oben), die Doppeldifferenzresiduen (mitte) und die resultierenden Koordinatenfehler (unten), nach [Wanninger u.a., 2000]

Die dargestellte Methode eignet sich vor allem für kinematische und kurzzeit-statische Messungen, da hierbei mit besonders starken Einflüssen auf die Koordinatenlösung gerechnet werden muß. Ein weiterer Aspekt ist, daß hier die Detektierung über die Phasenresiduen kaum gelingt.

### 6.3.2 Geometrische Methode

Referenzstationen werden unter Beachtung verschiedener Zwänge installiert. Deshalb kann nicht immer darauf Rücksicht genommen werden, den Wunsch nach absoluter Horizontfreiheit umzusetzen. Auf dem Umstand, daß die Umgebung der Stationen i. A. keinen Veränderungen

unterliegt, baut eine einfach zu realisierende Möglichkeit auf, Beugungseffekte von vornherein auszuschließen [Augath u.a., 2002].

Normalerweise wird ein Satellit von der weiteren Messung durch die im Empfänger eingestellte Elevationsmaske ausgeschlossen. Verschwindet er jedoch bereits eher hinter einem Sichthindernis, können Beugungseffekte dazu führen, daß dieser Satellit weiterhin empfangen werden kann. Abhilfe schafft hier eine neue Interpretation des Begriffes Abschattungsmaske. Klassisch versteht man hierunter einen über den gesamten Azimutbereich gleich gewählten Elevationswinkel, der über die Weiterverarbeitung von Satellitensignalen entscheidet.

Befindet sich im Signalweg ein Hindernis und kann trotz dieses Hindernisses ein Signal empfangen werden, so wird dieses Beugungseinflüsse aufweisen. Ist die Signalstärke irgendwann zu gering, kommt es zum Signalabriß. Es muß also unabhängig vom Signalempfang darüber befunden werden, ob sich ein Satellit im Schatten eines Sichthindernisses befindet. Dafür eignet sich eine stationsbezogene Sichtbarkeitsmaske. Hierbei wird einmalig (oder in bestimmten Abständen regelmäßig) die Horizontlinie aus Sicht der Empfangsantenne exakt erfaßt und in einer Datei abgelegt. Die Randbereiche können dabei aus Gründen der Bestimmungsunsicherheit und möglicher Ungenauigkeiten der broadcast-Ephemeriden fließend mit Gewichten versehen werden. So wird ein Signal, welches gerade noch am Hindernis 'vorbeischauf', bereits leicht abgewichtet, da in diesem Grenzbereich verstärkt mit Mehrwegeeffekten zu rechnen ist. Noch geringere Gewichte erhalten dann die Signale, bei denen die zugehörigen Satelliten gerade in den Schattenbereich eintauchen. Befindet sich ein Satellit definitiv hinter dem Hindernis, wird er von der weiteren Verarbeitung ausgeschlossen. Bei der Gewichtssetzung können zusätzliche Informationen wie Objektstruktur, Oberfläche, Belaubung und Niederschlag Berücksichtigung finden.

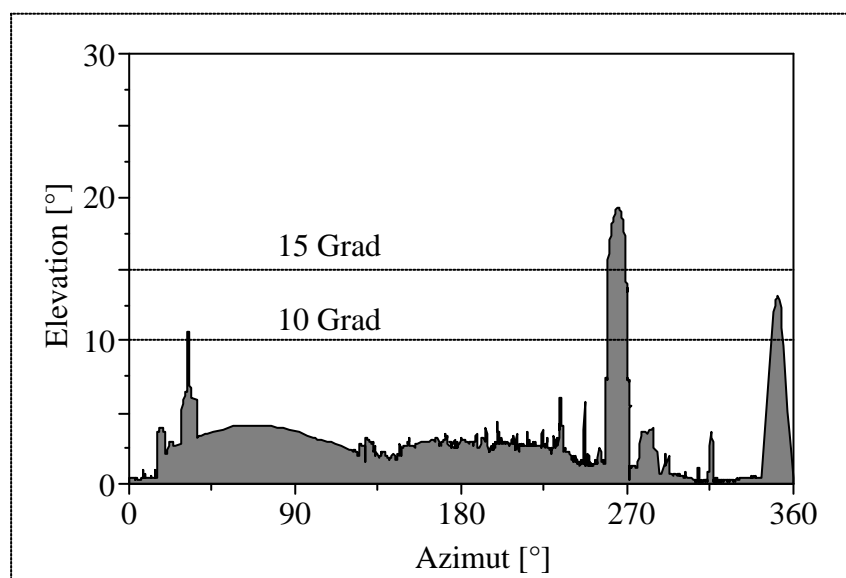


Abbildung 6.16 Sichtbarkeitsmaske einer problematischen Referenzstation



Bei der Erstellung der Sichtbarkeitsmaske ist besonderes Augenmerk auf die Azimutbestimmung zu legen. Hier können schnell Fehler auftreten, die eine anschließende Nutzung der Daten zur Untersuchung der Abschattungszustände unmöglich machen. Zwar wird in diesen Fällen der Verlauf des Horizontes richtig erfaßt, allerdings rotiert dieser wahre Horizont um den Antennenstandpunkt. Deshalb ist auf die Bestimmung des azimutalen Bezuges größte Sorgfalt zu legen. Einfacherweise wird dieser direkt aus den Satellitenmessungen selbst abgeleitet. Dies erfolgt am einfachsten über eine ultrakurze Basislinie, bei der entweder Sichtverbindung zwischen beiden Antennen besteht oder der andere Endpunkt der Linie mit demselben Satellitenempfangssystem koordinatenseitig bestimmt wurde. Aus den Basislinienkomponenten läßt sich dann der gewünschte Azimutbezug herstellen.

Für die Abb. 6.16 wurde der Horizont mittels Winkelmessungen durch ca. 1200 Punkte abgebildet [Kramer, 2001]. Unter  $5^\circ$  Elevation befinden sich hier eine ganze Reihe potentieller Beugungs- (und Mehrwegeausbreitungs-) quellen. 2 ausgewählte Elevationsmasken zeigen spezielle Verhältnisse durch eine entsprechende Voreinstellung im Empfänger an. Die Aufzeichnung der Horizontlinie kann alternativ und damit zeitsparend mit einer Rotationskamera erfolgen. Hier muß derzeit noch mit leichteren Genauigkeitseinbußen gerechnet werden. Ein niedrig stehender Satellit benötigt bei einer scheinbaren Bewegung von  $0,008^\circ/\text{s}$  etwa 12 Sekunden, um eine Winkeldifferenz von  $0,1^\circ$  zurückzulegen. Diese Genauigkeit liefern die angesprochenen Abbildungsverfahren bei höchster Sorgfalt. Innerhalb dieser Zeit ist es nicht möglich, eine eindeutige Zuordnung des Satelliten zu erreichen.

Aufgrund des mitunter sehr zeitintensiven Aufwandes für die Umsetzung ist diese Methode nur auf Referenzstationen bei i.A. konstanten Abschattungsverhältnissen ökonomisch einsetzbar. Sind die Objekte jedoch geometrisch einfach strukturiert kann auch bei Mobilstationen und entsprechenden Genauigkeitsforderungen über den Einsatz der Methode nachgedacht werden.

## 7 Zusammenfassung und Ausblick

Die seit einigen Jahren im Aufbau befindlichen Referenzstationsnetze der Landesvermessungsbehörden haben die Aufgabe, die hohen Genauigkeitsforderungen der Nutzer zu gewährleisten. Zudem besteht ein großes Interesse an wirtschaftlichen Meßverfahren. Um diesen Ansprüchen gerecht werden zu können, müssen diese Behörden mittels verschiedener Methoden sicherstellen, daß nur einwandfreie Beobachtungsdaten an den Anwender übermittelt werden. Durch die üblichen Differenzauswertemethoden werden zwar eine Reihe von Störeinflüssen reduziert oder eliminiert. Als kritisch sind hier jedoch die untersuchten Mehrwegeeffekte und Beugungseinflüsse einzuschätzen, die durch diese Differenzverfahren nicht erfaßt werden, da sie rein stationsbezogen auftreten.

Mehrwegeausbreitung und Signalbeugung beruhen auf einer Reihe bekannter physikalischer Effekte, deren Kenntnis unabdingbar ist für eine Bewertung dieser Einflüsse. Das Grundprinzip dieser Störgrößen ist dabei recht einfach darzustellen. Die Schwierigkeiten entstehen dadurch, daß im GNSS-Empfänger nicht jedes Signal getrennt empfangen wird, sondern es vorher zu einer Überlagerung des direkten Satellitensignals mit wenigstens einem weiteren Signal aus derselben Quelle kommt, welches vor dem Eintreffen an der Antenne an geeigneten Oberflächen reflektiert oder an bestimmten Umgebungsstrukturen gebeugt wurde. Im Empfänger weiterverarbeitet wird dann das Mischsignal mit einer bezüglich des Originalsignals veränderten Amplitude und Phasenlage. Die veränderte Phasenlage stellt dabei den eigentlichen schädlichen Einfluß dar, da über die Phasenlage der tatsächliche Abstand zwischen Sende- und Empfangsantenne pro Epoche bestimmt wird.

Besonders innerhalb von Stationsnetzen besteht die Möglichkeit, durch die gleichzeitige Auswertung aller Basislinien diejenigen Stationen herauszufiltern, auf denen die genannten Effekte wirken. Hier ist natürlich sicherzustellen, daß es sich bei den gefundenen Einflüssen tatsächlich um die gesuchten Effekte handelt. Da insbesondere bei Referenzstationsnetzen die Stationsabstände deutlich über der für den Einfluß der Ionosphäre kritischen Länge von etwa 10km liegen, ist hier die ionosphärenfreie Linearkombination erste Wahl bei der Koordinatenbestimmung. Daraus resultiert, daß sich Mehrwegeeffekte und Beugungseinflüsse, die aus den Messungsresiduen bestimmt werden, auch nur für diese Linearkombination ermitteln lassen. Im Umkehrschluß bedeutet dies, daß sich keine Korrekturwerte für die Originalsignale bestimmen lassen. Verfahren, die dies über Modelle für den Einfluß atmosphärischer Effekte erreichen wollten, brachten bisher aufgrund der Kleinräumigkeit dieser Einflüsse nicht den gewünschten Erfolg. Die ermittelten Korrekturwerte gelten somit nur für diejenige Linearkombination, aus deren Messungsresiduen sie erhalten wurden und dürfen auch wieder nur für die gleiche Kombination eingesetzt werden.

Das in Absatz 6.2.1.2 vorgestellte Verfahren zur Bestimmung der Korrekturwerte erlaubt eine Lösung dieses Problems in Echtzeit, da zur Ermittlung der Werte nur die aktuelle Meßepoche benötigt wird. Das schließt jedoch nicht aus, daß auch Korrelationen z.B. zu vorangegangenen Epochen mit einem Abstand von wenigen Sekunden bis zu 24 oder 48 Stunden berücksichtigt werden können oder sogar sollten. Eine Bestimmung z.B. der Mehrwegewellenlänge des Vor-

tages würde dann Annahmen zur aktuellen Mehrwegewellenlänge liefern, auf deren Basis Erwartungswerte für momentane Korrekturwerte geschätzt werden könnten. Diese Stützung der erhaltenen Ergebnisse ist derzeit jedoch nicht realisiert. Hierzu könnten weitere Untersuchungen durchgeführt werden.

Die Bestimmung der Phaseneffekte für einen Satelliten erfolgt im ersten Schritt basislinienweise. Diese Einflüsse werden im zweiten Schritt einer diskreten Station zugeordnet. Die hierbei unterstellten Annahmen sind noch nicht unter allen Randbedingungen getestet worden. Es verbleibt die Notwendigkeit einer Überprüfung ihrer Gültigkeit für alle denkbaren Anwendungsfälle. Insbesondere ein Einsatz in Mininetzen, wie man sie sich als Erweiterung von klassischen Referenzstationen vorstellen könnte, erforderte neue Parameter. Die derzeitigen Annahmen beziehen sich ausschließlich auf die ionosphärenfreie Linearkombination. Würde man jedoch dazu übergehen, eine Referenzstation aus einer Gruppe ab 3 Antennen mit Abständen von wenigen Metern als virtuelle Station zusammenzufassen, ließen sich gleich mehrere Anforderungen erfüllen. Neben dem Ausschalten gestörter Bereiche des einzelnen Antennenhorizontes ließe sich auch die Betriebszuverlässigkeit erhöhen. Weiterhin könnten damit die Mehrwege- und Beugungseffekte für die Originalsignale erfaßt werden, wodurch man nicht mehr auf eine bestimmte Linearkombination festgelegt ist. Fallende Preise im Hardwarebereich und die Einmaligkeit dieser Investition sind hier weitere geeignete Argumente.

Letztlich bleibt es unbenommen, in der unmittelbaren Antennenumgebung durch Maßnahmen zur Reduktion der Störeffekte wie dem Einsatz von Absorbermatten und Vermeidung von Sichthindernissen oberhalb des Antennenhorizontes das Auftreten der Effekte von vornherein zu reduzieren.

## 8 Literatur

- Allnutt, J.E. (1989):** *Satellite-to-ground radiowave propagation*, Peter Peregrinus Ltd., London 1989.
- Ashjaee, J., R. Lorenz (1992):** *Precision GPS Surveying After Y-Code*, In: Proceedings of ION GPS-92, S.657-659, Albuquerque, New Mexico, September 1992.
- Augath, W., T. Blumenbach, S. Wildt (2002):** *Qualitätssicherung bei Referenzstationen und in Referenzstationsnetzen*, In: Tagungsband zum 4. SAPOS-Symposium vom 21.-23.05.2002 in Hannover, S.114-123, Hrsg.: Landesvermessung und Geobasisinformation Niedersachsen, Mai 2002.
- AdV (1999):** *Einsatz von satellitengestützten Vermessungsverfahren im Liegenschaftskataster*, In: Zeitschrift für Vermessungswesen (ZfV), S.307-313, 124.Jahrgang, Heft 10/1999.
- Axelrad, P., C. Comp, P. MacDoran (1994):** *Use of Signal-To-Noise Ratio for Multipath Error Correction in GPS Differential Phase Measurements: Methodology and Experimental Results*, In: Proceedings of ION GPS-94, S.655-666, Salt Lake City, Utah, September 1994.
- Bauer, M. (1997):** *Vermessung und Ortung mit Satelliten*, Herbert Wichmann Verlag, Hüthig GmbH, Heidelberg 1997.
- Becker, D. (1994):** *Mehrwegeeinfluss bei GPS*, In: Zeitschrift für Satellitengestützte Positionierung, Navigation und Kommunikation (SPN), S.122-127, Heft 4/1994.
- Becker, D., K.-H. Thiel (1995):** *Calibration of Multipath by Means of a GPS Attitude Platform*, In: Zeitschrift für Satellitengestützte Positionierung, Navigation und Kommunikation (SPN), S. 14-18, Heft 1/1995.
- Beckmann, P., A. Spizzichino (1987):** *The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces*, ARTECH HOUSE, INC., 685 Canton Street, Norwood, Massachusetts, 02062, 1987.
- Blumenbach, T., D. Stöcker (2003):** *Echtzeitvernetzung von Referenzstationen – Ergebnisse des Projekts MULTINAV/MULTIPOS*, In: Tagungsband zum DGON-Symposium POSNAV 2003, S. 361-366, Dresden, 18./19.3.2003.
- Born, M., E. Wolf (1993):** *Principles of Optics*, sixth (corrected) Edition, Pergamon Press, Oxford-New York-Seoul-Tokio, 1993.
- Borovikov, V. A., B. Ye. Kinber (1994):** *Self-Calibration of Pseudorange Errors by GPS Two-Frequency Receivers*, In: Proceedings of ION National Technical Meeting, S.251-259, Anaheim, California, January 1995.
- Brodin, G. (1996):** *GNSS Code and Carrier Tracking in the Presence of Multipath*, In: Proceedings of ION GPS-96, S.1389-1398, Kansas City, Missouri, September 1996.
- Bronstein, I.N., K.A. Semendjajew (1989):** *Taschenbuch der Mathematik*, BSB Teubner Verlagsgesellschaft, 24. Auflage, Leipzig 1989.
- Brown, R.G., P.Y.C. Hwang (1992):** *Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering*, John Wiley & Sons Inc., 2. Auflage, New York 1992.
- Brunner, F.K., H. Hartinger, L. Troyer (1999):** *GPS signal diffraction modelling: the stochastic SIGMA-D model*, Journal of Geodesy, Heft 73, S.259-267, Springer-Verlag 1999.

- Butsch, F. (1997):** *Elektromagnetische Störungen bei GPS*, Allgemeine Vermessungs-Nachrichten, Heft 104, S. 178-183, 1997.
- Cannon, M.E., J.K. Ray, J. Deschamps (2000):** *Attitude Determination Using Multipath Mitigation on Multiple Closely-Spaced Antennas*, In: Proceedings of ION GPS 2000, S.2201-2208, Salt Lake City, Utah, September 2000.
- Dach, R. (1999):** *Einfluß von Auflasteffekten auf präzise GPS-Messungen*, Dissertation, Institut für planetare Geodäsie der TU Dresden, DGK, Reihe C, Heft 519, München 2000.
- Dai, D., T. Walter, C.J. Comp, Y.J. Tsai, P.Y. Ko, P.K. Enge, J.D. Powell (1997):** *High Integrity Multipath Mitigation Techniques for Ground Referenz Stations*, In: Proceedings of ION GPS-97, S.593-604, Kansas City, Missouri, September 1997.
- Dobrowski, P., G. Krakau, A. Vogel (1996):** *Physik für Ingenieure*, B.G. Teubner Stuttgart, 9. Auflage 1996.
- Eissfeller, B. (1997):** *Ein dynamisches Fehlermodell für GPS Autokorrelationsempfänger*, Habilitation, In: Schriftenreihe des Studiengangs Vermessungswesen der Universität der Bundeswehr München, Heft 55, Neubiberg 1997.
- Farrell, J.A., M. Barth (1998):** *The Global Positioning System and Inertial Navigation*, McGraw-Hill Inc., New York 1998.
- Garin, L., F. Van Diggelen, J.-M. Rousseau (1996):** *Strobe and Edge Correlator Multipath Mitigation for Code*, In: Proceedings of ION GPS-96, S.657-664, Kansas City, Missouri, September 1996.
- Gendt, G., G. Dick, C. Reigber (1995):** *Das IGS-Analysezentrum am GFZ Potsdam: Verarbeitungssystem und Ergebnisse*, In: Zeitschrift für Vermessungswesen (ZfV), S.438-448, 120.Jahrgang, Heft 9/1995.
- Georgiadou Y., A. Kleusberg (1988):** *On Carrier Signal Multipath Effects in Relative GPS Positioning*, In: manuscripta geodaetica, Vol. 13, Springer-Verlag 1988.
- Gianniou, M. (1996):** *Genauigkeitssteigerung bei kurzzeit-statischen und kinematischen Satellitenmessungen bis hin zur Echtzeitanwendung*, Deutsche geodätische Kommission, C458, 1996.
- Gomez, S.F., R. Panneton, P. Saunders, S. and B. Lu (1995):** *GPS Multipath Modeling and Verification Using Geometrical Theory of Diffraction*, In: Proceedings of ION GPS-95, S195-204, Palm Springs, California 1995.
- Grewal, M.S., A.P. Andrews (1993):** *Kalman Filtering Theory and Practice*, Prentice Hall Inc., New Jersey 07632, 1993.
- Grimsehl, E. (1985):** *Lehrbuch der Physik*, Band I, Mechanik-Akustik-Wärmelehre, 24.Auflage, S. 226ff, BSB B.G. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig 1985.
- Hankemeier, P. (1995):** *DGPS-Dienste der Vermessungsverwaltungen*, In: Zeitschrift für Satellitengestützte Positionierung, Navigation und Kommunikation (SPN), S.80-88, Heft 3/1995.
- Hartinger, H., F.K. Brunner (1998a):** *The Attainable Accuracy of GPS Measurements in Engineering Surveying*, In: Proceedings of the XXI FIG Congress Brighton, Brighton, Juli 1998.

- Hartinger, H., F.K. Brunner (1998b):** *Experimental Detection of Deformations Using GPS*, In: Proceedings of the Symposium on Geodesy for Geotechnical and Structural Engineering, S.145-152, Eisenstadt 1998.
- Hickmann, D. (1997):** *Erarbeitung eines Vielwegemessverfahrens zur Untersuchung der Störresistenz von Ortungssystemen gegenüber Fehlern durch Mehrwegeausbreitung*, Dissertation, UNI der Bundeswehr Hamburg, Hamburg 1997.
- Hofmann-Wellenhof, B., H. Lichtenegger, and J. Collins (1994):** *GPS Theory and Practice*, Springer-Verlag, Wien / New York 1994.
- ICD-GLONASS (1994):** *GLOBAL SATELLITE NAVIGATION SYSTEM GLONASS - INTERFACE CONTROL DOCUMENT (Second Wording)*, Glavkosmos USSR, Institut of Space Device Engineering, 1993.
- ICD-GPS-200C (1997):** *Navstar GPS Space Segment/Navigation User Interfaces*, ARINC RESEARCH CORPORATION, El Segundo, California, October 1993.
- IGS (2003):** *IGS Product Table*, Homepage des International Geodynamic Service: <http://igscb.jpl.nasa.gov/components/prods.html>, Stand Febr. 2003.
- Käs, G., P. Pauli (1991):** *Mikrowellentechnik*, Franzis-Verlag, München 1991.
- Kammeyer, K. D. (1996):** *Nachrichtenübertragung*, Verlag B.G. Teubner, Stuttgart 1996.
- Karamanolis, S. (1996):** *Elektromagnetische Wellen*, Elektra Verlags-GmbH, Neubiberg b. München, 1996.
- Kouba, J., Y. Mireault (1997):** *Analysis Coordinator Report*, In: IGS 1996 Annual Report, IGS Central Bureau, Jet Propulsion Laboratory, California Institut of Technology, Pasadena, California, S. 55-100, November 1997.
- Kramer, A. (2001):** *Untersuchung zur Erzeugung und Verarbeitung von Abschattungsprotokollen bei GNSS-Referenzstationen*, Studienarbeit an der TU Dresden, 2001, unveröffentlicht.
- Kraus, J.D. (1992):** *Electromagnetics*, McGraw-Hill, Inc., ISBN 0-07-035621-1, 1992.
- Kutterer, H., M. Mayer (1998):** *Auswertung von GPS-Phasenmessungen bei statischen und Echtzeitanwendungen*, In: Mitteilungsheft 02/98 des Landesvereins Baden-Württemberg des DVW mit den Beiträgen des gemeinsamen Seminars des Geodätischen Institutes der Uni Karlsruhe und des DVW zum Thema "GPS für Anwender" vom 5.-7.10., S.56-83, Karlsruhe 1998.
- Leick, A. (1995):** *GPS Satellite Surveying*, John Wiley & Sons, Inc., New York 1995.
- Lorrain, P., D.R. Corson, F. Lorrain (1995):** *Elektromagnetische Felder und Wellen*, Walther de Gruyter-Berlin-New York, 1995.
- Mansfeld, W. (1998):** *Satellitenortung und Navigation, Grundlagen und Anwendung globaler Satellitennavigationssysteme*, Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft mbH, Braunschweig/Wiesbaden, 1998.
- McNamara, D.A., C.W.I. Pistorius, J.A.G. Malherbe (1990):** *Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction*, ARTECH HOUSE, INC., 685 Canton Street, Norwood, Massachusetts, 02062, 1990.
- Miller, K.S., D.M. Leskiw (1987):** *An Introduction to Kalman Filtering with Applications*, Original Edition, Robert E. Krieger Publishing Company, Malabar Florida, 1987.

- Nolan, J., S. Gourevitch, J. Ladd (1992):** *Geodetic Processing Using Full Dual Band Observables*, In: Proceedings of ION GPS-92, S.1033-1041, Albuquerque, New Mexico, September 1992.
- Press, W.H, S.A. Teukolsky, W.T. Vetterling, B.P. Flannery (1992):** *Numerical Recipes in C: the art of scientific computing, Second Edition*, Cambridge University Press, Cambridge, Massachusetts, 1992.
- Raquet, J. (1996):** *Multiple Reference GPS Receiver Multipath Mitigation Technique*, In: Proceedings of the 52<sup>nd</sup> Annual Meeting of the ION, S.681-690, Cambridge, Massachusetts, 1996.
- Raquet, J., G. Lachapelle (1996):** *Determination and Reduction of GPS Reference Station Multipath Using Multiple Receivers*, In: Proceedings of ION GPS-96, S.673-681, Kansas City, Missouri, California, September 1996.
- Ray, J.K. (1999):** *Use of Multiple Antennas to Mitigate Carrier Phase Multipath in Reference Stations*, In: Proceedings of ION GPS-99, S.269-279, Nashville, Tennessee, September 1999.
- Reißmann, G. (1980):** *Die Ausgleichungsrechnung, Grundlagen und Anwendungen in der Geodäsie*, VEB Verlag für Bauwesen, Berlin 1976, 5. Auflage 1980.
- Rodgers (1992):** *Multipath Simulation Software Developed for the Design of a Low Multipath DGPS Antenna for the U.S. Coast Guard*, In: Proceedings of ION GPS-92, S.43-50, Albuquerque, New Mexico, September 1992.
- Schaer, S. (1999):** *Mapping and Predicting the Earth's Ionosphere Using the Global Positioning System*, Geodätisch-geophysikalische Arbeiten in der Schweiz, Hrsg. Schweizerische Geodätische Kommission, Volume 59, 1999.
- Seeber, G. (1993):** *Satellite Geodesy*, Walter de Gruyter, Berlin / New York 1993.
- Shibuya, S. (1987):** *A Basic Atlas of Radio-Wave Propagation*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1987.
- Siwiak, K. (1995):** *Radiowave Propagation and Antennas for Personal Communications*, ARTECH HOUSE, INC., 685 Canton Street, Norwood, Massachusetts, 02062, 1995.
- Spilker Jr., J.J. (1996):** *Signal Structure and Theoretical Performance*, in: *Global Positioning System: Theory and Applications Volume I*, Edited by B.W. Parkinson and J.J. Spilker Jr., Associate Editors P. Axelrad and P. Enge, Vol. 163: Progress in Astronautics and Aeronautics, Publ. By the American Inst. Of Aeronautics and Astronautics, Inc., Washington DC 1996.
- Splitt, G., H. Forster (1992):** *Mehrelemente-Satelliten-Mobilfunk Antennen für GPS- und Kommunikationsanwendung in Microstrip-Technologie*, <http://intek.e-technik.fh-kiel.de/splitt/literat.htm> (ITG92.pdf), 1992.
- Stansell, T.A., J.E. Maenpa (1999):** *ClearTrak<sup>TM</sup> GPS Receiver Technology*, Werbebrochure der Leica Geosystems AG Heerbrugg, Schweiz, März 1999.
- Teunissen, P.J.G., A. Kleusberg (1996):** *GPS Observation Equations and Positioning Concepts*, In: Kleusberg, A., P.J.G. Teunissen (Hrg.): *GPS for Geodesy*, S.175-217, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg 1996.
- Thiel, K.-H. (1996):** *Konzeptionelle Untersuchung für ein ziviles Satellitennavigationssystem*, Dissertation, DGK Reihe C, Heft 470, München 1996.

- Townsend, B.R., P.C. Fenton, K. Van Dierendonck, R.D.J Van Nee (1995):** *Performance Evaluation of the Multipath Estimating Delay Lock Loop*, In: Proceedings of ION National Technical Meeting, S.207-215, Anaheim, California, January 1995.
- Trimble Navigation (1994):** *GPS Surveying General Reference*, GPSurvey-Software, Part Number 25748-00, Rev. A, Trimble Navigation, November 1994.
- Trimble Navigation (1996):** *Improvements in Real-time GPS Surveying Performance Using EVEREST Multipath Rejection Technology*, Trimble Navigation, TID1602 (4/96), April 1996.
- UNAVCO (1994):** *QC v3 Users Guide*, University Navstar Consortium (UNAVCO), P.O.Box 3000, Boulder, CO 80307-3000, USA.
- Van Dierendonck, A.J., P. Fenton, T. Ford (1992):** *Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver*, In: Proceedings of ION National Technical Meeting, S.115-124, San Diego, California, January 1992.
- Van Dierendonck, A.J., M.S. Braasch (1997):** *Evaluation of GNSS Receiver Correlation Processing Techniques for Multipath and Noise Mitigation*, In: Proceedings of ION National Technical Meeting, S.207-215, Santa Monica, California, January 1997.
- Van Nee, R.D.J., J. Siereveld, P.C. Fenton, B.R. Townsend (1994):** *The Multipath Estimating Delay Lock Loop: Approaching Theoretical Accuracy Limits*, In: Proceedings IEEE 1994 Position Location and Navigation Symposium, S.246-251, Las Vegas, Nevada, April 1994.
- Van Nee, R.D.J. (1995):** *Multipath and Multi-Transmitter Interference in Spread-Spectrum Communication and Navigation Systems*, Dissertation, Delft University Press, Delft 1995.
- Von Ardenne, M., G. Musiol, S. Reball (1989):** *Effekte der Physik und ihre Anwendungen*, VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin 1989.
- Walker, R., K. Kubik (1996):** *Numerical Modelling of GPS Signal Propagation and Multipath*, In: Proceedings of ION GPS-96, S.709-717, Kansas City, Missouri, September 1996.
- Walsh, D., P. Daly (1996):** *GPS and GLONASS Carrier Phase Ambiguity Resolution*, In: Proceedings of ION GPS-96, S.899-907, Kansas City, Missouri, September 1996.
- Wanninger, L. (2000):** *Präzise Positionierung in regionalen GPS-Referenzstationsnetzen*, Habilitation, Technische Universität Dresden, DGK-Reihe C, Nr. 508, München 2000.
- Wanninger, L., V. Frevert, S. Wildt (2000):** *Der Einfluss der Signalbeugung auf die präzise Positionierung mit GPS*, In: Zeitschrift für Vermessungswesen (ZfV), S. 8-16, 125. Jahrgang / Heft 1 Januar 2000.
- Wanninger, L., M. May (2000):** *Carrier Phase Multipath Calibration of GPS Reference Stations*, In: Proceedings of ION GPS 2000, S.132-144, Salt Lake City, Utah, September 2000.
- Wanninger, L., S. Wildt (1997):** *Identifikation von Mehrwegeeffekten in GPS-Referenzstationsbeobachtungen*, In: Allgemeine Vermessungsnachrichten (AVN), S. 12-15, Heft 1/1997.



- Ward, P.W. (1994):** *Dual Use of Military Anti-Jam GPS Receiver Design Techniques for Commercial Aviation RF Interference Integrity Monitoring*, In: Zeitschrift für Satellitengestützte Positionierung, Navigation und Kommunikation (SPN), S.127-138, Heft 4/1994.
- Weill, L. (1995):** *Achieving Theoretical Accuracy Limits for Pseudorangeing in the Presence of Multipath*, In: Proceedings of ION GPS-95, S.1521-1530, Palm Springs, California, September 1995.
- Weill, L. (1997):** *Conquering Multipath: The GPS Accuracy Battle*, In: GPS World, S.59-66, April 1997.
- Wildt, S. (1998):** *Untersuchungen über den Einfluss von Mehrwegeeffekten bei GPS-Anwendungen*, In: Tagungsband zum HPPS-Seminar: "HPPS-Verfahren zur cm-Positionierung" am 05.02.1998 in Hannover, im Druck, Hrsg.: Landesvermessung und Geobasisinformation Niedersachsen, Februar 1998.
- Wildt, S., L. Wanninger (1998):** *Validierung von GPS/GLONASS-Referenzstationen*, Tagungsband DGON-Seminar SATNAV 98, S.83-93, Hrsg. Deutsche Gesellschaft für Ortung und Navigation, Oktober 1998.
- Wübbena, G. (1990):** *Zur Modellierung von GPS-Beobachtungen für die hochgenaue Positionsbestimmung*, Wissenschaftliche Arbeiten der Fachrichtung Vermessungswesen der Universität Hannover, Nr. 168, Hannover 1990.
- Young, L.E., R.E. Neilan, F.R. Blitzacker (1985):** *GPS Satellite Multipath: An Experimental Investigation*, In: Proceedings of the Symp. on Pos. GPS, S.423-432, Rockville, Maryland, April 1985.

## Anhang A Bestimmung der Umlaufzeit von GPS-Satelliten

Satelliten umkreisen die Erde auf elliptischen Umlaufbahnen. Dabei kann die Zeit für einen vollen Umlauf aus dem 3. Keplerschen Gesetz abgeleitet werden:

$$n_0^2 \cdot A^3 = m \quad [\text{A.1.1}]$$

mit  $n_0$  Berechnete mittlere Bewegung [rad/s]  
 $A$  Große Halbachse der Satellitenbahnellipse [m]  
 $m$  Universelle Gravitationskonstante der Erde [ $\text{m}^3/\text{s}^2$ ] =  $3,986005 \cdot 10^{14}$   
 [ICD-GPS-200C, 1997]

Gleichung A.1.1 wird nach  $n_0$  umgestellt

$$n_0 = \sqrt{\frac{m}{A^3}} \quad [\text{A.1.2}]$$

und um die Korrekturgröße  $Dn$  (aus RINEX-Navigationsnachricht) verbessert.

$$n = n_0 + Dn \quad [\text{A.1.3}]$$

Aufgrund der Erddrehung erreicht der Satellit erst nach zwei vollen Umläufen wieder seine Vortagesposition. Die Zeitdauer  $D_{sat}$  für einen Umlauf ergibt sich aus  $n$  nach

$$D_{sat} = \frac{2p}{n_0} \quad [\text{s}] \quad [\text{A.1.4}]$$

Zieht man diesen Wert doppelt von der Länge eines Sonnentages  $T_{Sonne}$  (=86400s) ab, erhält man die Zeitdifferenz  $T_{Sat}$ , um die der Satellit die Vortagesposition eher erreicht.

$$T_{Sat} = T_{Sonne} - 2D_{sat} [\text{s}] \quad [\text{A.1.5}]$$

$T_{Sat}$  liegt im Durchschnitt bei etwa -240s. Damit erreicht ein GPS-Satellit etwa 4 Minuten früher seine Vortagesposition.

## Anhang B Glättung der Codemessungen

Das Standardverfahren zur Reduzierung der Code-Effekte ist die Glättung der Codemessungen unter Nutzung der gleichzeitig empfangenen Trägerphasenmessungen. Dabei wird davon ausgegangen, daß die Fehlereinflüsse der Trägerphase nur einen Bruchteil der Codeeinflüsse ausmachen und im Allgemeinen im Codemeßrauschen untergehen. Die Codemessungen können deshalb mittels der Trägerphasenmessungen durch Anwendung des folgenden Glättungsalgorithmus verbessert werden [Schaer, 1999] (s. a. Gleichungen 3.1 und 3.2). Voraussetzung dafür ist das Vorliegen kontinuierlicher (2-Frequenz-) Messungen für Code und Trägerphase.

$$\tilde{C}_{a,1}^i(t) = \bar{C}_{a,1}^i + \mathbf{DF}_{a,1}^i(t) + 2 \frac{f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} (\mathbf{DF}_{a,1}^i(t) - \mathbf{DF}_{a,2}^i(t)) \quad [\text{B.1}]$$

$$\tilde{C}_{a,2}^i(t) = \bar{C}_{a,2}^i + \mathbf{DF}_{a,2}^i(t) + 2 \frac{f_1^2}{f_1^2 - f_2^2} (\mathbf{DF}_{a,1}^i(t) - \mathbf{DF}_{a,2}^i(t)) \quad [\text{B.2}]$$

mit den Ausdrücken

$$\mathbf{DF}_{a,1}^i(t) = \mathbf{F}_{a,1}^i(t) - \bar{\mathbf{F}}_{a,1}^i \quad [\text{B.3}]$$

$$\mathbf{DF}_{a,2}^i(t) = \mathbf{F}_{a,2}^i(t) - \bar{\mathbf{F}}_{a,2}^i. \quad [\text{B.4}]$$

Dabei bedeuten:

- $\mathbf{F}_{a,1}^i(t), \mathbf{F}_{a,2}^i(t)$  : die entsprechenden Trägerphasenmessungen zur Epoche  $t$ ,
- $\bar{\mathbf{F}}_{a,1}^i, \bar{\mathbf{F}}_{a,2}^i$  : Mittel der Trägerphasenmessungen über ein zu glättendes Zeitintervall (Bedingung: kein Cycle-slip),
- $\bar{C}_{a,1}^i, \bar{C}_{a,2}^i$  : Mittel der Codemessungen über ein zu glättendes Zeitintervall (Bedingung: kein Cycle-slip).

Das Meßrauschen der geglätteten Codemessungen wird dominiert vom Rauschen der Codemessungsmittelwerte. Es ist bezüglich des Originalrauschens dargestellt, reduziert um den Faktor  $\sqrt{n}$  mit  $n$  als Anzahl der einbezogenen Epochen. Die geglätteten Codemessungen sind über die Zeit hoch korreliert, was zu Problemen bei der Ermittlung der Standardabweichung führt (diese fallen zu optimistisch aus, wenn Unkorreliertheit angenommen wird).