

Entwicklung eines DGNSS Echtzeit-Deformationsüberwachungssystems

Dipl.-Ing. Bernhard Riedl

Vollständiger Abdruck der bei der Fakultät für Luft- und Raumfahrttechnik der Universität der Bundeswehr München zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

eingereichten Dissertation.

Vorsitzender: **Univ.-Prof. Dr.-Ing. Christian Mundt**
1. Berichterstatter: **Univ.-Prof. Dr.-Ing. Günter W. Hein**
2. Berichterstatter: **Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Thomas Wunderlich**
Technische Universität München

Diese Dissertation wurde am 15.1.2010 bei der Universität der Bundeswehr München, 85577 Neubiberg eingereicht und durch die Fakultät für Luft- und Raumfahrttechnik am 24.2.2010 angenommen.

Tag der mündlichen Prüfung: 19.7.2010

Inhaltsverzeichnis

1	EINFÜHRUNG	1
1.1	MOTIVATION	1
1.2	ZIELSETZUNG UND GLIEDERUNG	1
2	METHODEN ZUR DEFORMATIONSÜBERWACHUNG	5
2.1	ÜBERSICHT VERSCHIEDENER MESSVERFAHREN	6
2.2	GNSS-DEFORMATIONSÜBERWACHUNGSSYSTEME	10
2.2.1	Überblick und Vergleich	10
2.2.2	DREAMS im Vergleich zu anderen Systemen	13
3	GRUNDLAGEN UND MATHEMATISCHE MODELLE	15
3.1	SATELLITENNAVIGATIONSSYSTEME	15
3.1.1	GPS	15
3.1.2	GLONASS	17
3.1.3	Galileo	18
3.2	GPS BEOBACHTUNGSMODELL	19
3.2.1	Fehlereinflüsse	20
3.2.1.1	Uhrfehler	20
3.2.1.2	Refraktionen an Ionosphäre und Troposphäre	20
3.2.1.3	Orbitfehler	21
3.2.1.4	Selective Availability	22
3.2.1.5	Relativistische Effekte	22
3.2.1.6	Empfängerrauschen	22
3.2.1.7	Mehrwegefehler	22
3.2.1.8	Fehlerbudget	23
3.2.2	Kombinationen von Beobachtungen	23
3.2.2.1	Einfache Differenz	23
3.2.2.2	Doppelte Differenz	24
3.2.2.3	Differenz C/A-Code – L ₁ -Phase	25
3.2.2.4	Epochendifferenz C/A-Code – L ₁ -Phase	26
3.2.2.5	Fehlerbudget der Kombinationen	26
3.3	GENAUIGKEITSPOTENTIAL	26
3.4	DREAMS POSITIONIERUNGSMODELL	30
3.5	KALMAN-FILTER	33
3.5.1	Kalman-Filter Algorithmus	35
3.6	PHASENZENTRUM DER GNSS-ANTENNE	36
3.7	MEHRDEUTIGKEITSBESTIMMUNG	38
3.7.1	Instantane Lösung	38
3.7.2	Suchverfahren	39
3.8	ELIMINIERUNG VON PHASENSPRÜNGEN	39
3.9	OPTIMIERUNG DES POSITIONIERUNGSMODELLS	39
4	MEHRWEGEEFFEKTE	41
4.1	DEFINITION	41
4.1.1	Der GPS-Empfänger	41
4.1.1.1	Architektur	41
4.1.1.2	Signalfluss und Gewinnung der Messgrößen	42
4.1.2	Entstehung von Mehrwegeausbreitung	44
4.1.2.1	Signaldarstellung	44
4.1.2.2	Überlagerung von Schwingungen	45
4.1.2.3	Mehrwegefehler auf Code und Trägerphase	47
4.1.2.4	Mehrwegeszenario	47
4.1.2.5	Reflexionen und deren Bedingungen	50
4.1.2.6	Einflüsse auf die Ausbreitung von Wellen	53

4.2	IDENTIFIKATIONSMETHODEN	62
4.2.1	Differenz C/A-Code - L ₁ -Phase	62
4.2.2	Epochendifferenz C/A-Code – L ₁ -Phase	63
4.2.3	Differenz L ₁ -Phase – L ₂ -Phase	64
4.2.4	Signal/Rausch Verhältnis	64
4.2.5	Verwendung mehrerer Referenzstationen	65
4.2.6	Einsatz von Mehrantennensystemen	67
4.2.7	Vergleich und Bewertung der Erkennungsleistung	69
4.3	REDUKTIONS-/ELIMINATIONSMETHODEN	69
4.3.1	Bildung von Satelliten-Subsets	69
4.3.2	Signal/Rausch Verhältnis	70
4.3.3	Gewichtung von Messungen	73
4.3.4	Template-Methode	74
4.3.5	Filtermethoden für hochfrequente Anwendungen	75
4.3.6	3D-Umgebungsmodell	75
4.3.7	Verbesserte Empfängertechnologie	81
4.3.8	Wahl des Aufstellorts der Antenne	82
4.3.9	Verwendung von HF-Absorbermaterial	83
4.3.10	Verwendung von Choke-Ring Antennen	83
4.3.11	Vergleich und Bewertung	84
4.4	BEWERTUNG DER METHODEN IN IHRER EINSETZBARKEIT	84
4.5	IN DREAMS EINGESETZTE REDUKTIONSMETHODEN	85
4.5.1	Template-Methode	85
4.5.2	Filtermethoden für hochfrequente Anwendungen	87
5	DEFORMATIONÜBERWACHUNGSSYSTEM DREAMS	95
5.1	DESIGNKRITERIEN	95
5.2	KONZEPTION	95
5.3	SYSTEMDESIGN (HARDWARE/SOFTWARE)	97
6	HARDWARE-KOMPONENTEN, ASPEKTE ZUM AUFBAU EINES MESSSYSTEMS	99
6.1	GNSS-RECEIVER	99
6.2	MONITOR-STATION	100
6.3	NETWORK-MASTER-STATION	101
6.4	BACKPLANE/SWITCH-BOARD	101
6.5	HARDWARE-WATCHDOG	102
6.6	SCHEDULER	103
6.6.1	Firmware	104
6.6.2	Steuersoftware	106
6.7	ENERGIEVERSORGUNG	106
6.7.1	Varianten der Stromversorgung	106
6.7.2	Abschätzung Stromverbrauch	107
6.7.3	Autonome Stationen, solare Stromversorgung	108
6.7.4	Dimensionierung von Stromversorgungskabeln	120
6.8	WETTERSCHUTZ, THERMISCHE ÜBERLEGUNGEN	122
6.9	BLITZSCHUTZ	127
6.10	FERNWARTUNG	128
6.11	DATENÜBERTRAGUNG	129
6.11.1	Datenvolumen	133
6.11.2	Lokaler Datenspeicher	134
6.11.3	Serielle Schnittstellen	134
6.11.4	PTP-Verbindungen über Telefonnetze (Modem, ISDN)	135
6.11.5	Netzwerke (LAN, WAN/Internet)	136
6.11.6	Grundlagen der Hochfrequenztechnik (Funktechnik)	136
6.11.6.1	Frequenzspektren	136
6.11.6.2	Ausbreitungseigenschaften, Funkfeldplanung	138
6.11.7	HF-Signalwege	149
6.11.8	Lokale Funknetze (WLAN, Bluetooth, Wireless USB)	151

6.11.9	Private terrestrische Funkstrecken	152
6.11.9.1	Topologie und Datenzugriffsverfahren	152
6.11.9.2	Leistungsfähigkeit eines Funkkanals	155
6.11.9.3	Fehlererkennung und –korrektur	157
6.11.9.4	Implementierung einer Funkstrecke	158
6.11.10	Terrestrische Mobilfunknetze	162
6.11.11	Satellitenfunk	164
7	SOFTWARE-ARCHITEKTUR UND IMPLEMENTIERUNG	165
7.1	OBJEKTORIENTIERUNG	165
7.2	MULTI-THREADING, MULTI-CORE, MULTI-MACHINE	166
7.3	CORE-FRAMEWORK	167
7.3.1	Prozesse zur Abbildung einzelner Aufgaben	168
7.3.2	Client/Server Architektur	169
7.3.3	Asynchrones Messaging-Interface	169
7.3.4	Endliche Automaten zur Abbildung der Programmlogik	171
7.3.5	Daten-Interface	173
7.3.6	User-Interface	173
7.4	GNSS-FRAMEWORK	174
7.4.1	Stationen, Empfänger und Sensoren	174
7.4.2	Telemetrie	176
7.4.3	Zentraler Speicher für Ephemeriden	176
7.5	PROZESSIERUNG	177
7.5.1	Synchronisierung	177
7.5.2	Selektion geeigneter Satelliten	178
7.5.3	Multi-Sensor Engine	178
7.6	DATENTRANSFER	179
7.6.1	Funkstrecke	179
7.6.2	Mobilfunk, Internet	179
8	DATENANALYSE, TEST UNTER SIMULATIONSBEDINGUNGEN	181
8.1	MEHRWEGEEINFLÜSSE BEI HOCHFREQUENTEN DEFORMATIONEN	181
8.2	WIEDERHOLBARKEIT VON PHASENMESSUNGEN	200
8.3	FUNKTIONSTEST UND VERIFIKATION DES ÜBERWACHUNGSSYSTEMS	204
9	FELDTTEST	207
9.1	AUFBAU DES ÜBERWACHUNGSSYSTEMS	207
9.1.1	Konzeption	208
9.1.2	Systeminstallation	214
9.2	DATENAUSWERTUNG	221
10	ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK	235
	LITERATURVERZEICHNIS	239
	ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS	245
	TABELLENVERZEICHNIS	249
	ABBILDUNGSVERZEICHNIS	251
A	ANHANG	257
A.1	SCHUTZARTEN VON ELEKTRONIKGEHÄUSEN	257
A.2	DEZIBEL UND SEINE VERWENDUNG	258
A.3	TECHNISCHE DATEN UND EINSTELLUNGEN	260
A.3.1	Koaxial-Kabel	260
A.3.2	GPS-Box	263
A.3.3	Funkmodem MicroHard Spectra 910	266
A.4	DREAMS KLASSENBIBLIOTHEK	267

1 Einführung

1.1 Motivation

Deformationen, also Verformungen, Lageänderungen oder Bewegungen von Objekten, sind auf eine Vielzahl von unterschiedlichsten Einflüssen zurückzuführen und finden sich im gesamten Universum. Sie manifestieren sich in kleinsten Dimensionen – auf atomarer Ebene – aber auch in riesig erscheinenden Strukturen, wie unserem Planeten Erde – innere wie äußere Kräfte wirken auf ihn ein. Kontinentaldrift – also die Verschiebung der Kontinente auf dem Erdmantel – ist nur ein Phänomen, welches zuerst durch VLBI (Very Long Baseline Interferometry) von wenigen weltweit verteilten Stationen untersucht wurde. Moderne Satellitennavigationssysteme haben in den letzten Jahren die Möglichkeit geschaffen, mit technisch wesentlich geringerem Aufwand und mit Hilfe einer weitaus größeren Anzahl an Stationen weitergehende Details dieser Driftbewegungen zu erfassen.

Doch die Verfügbarkeit dieser mittlerweile etablierten Technologie ließ eine Vielzahl weiterer möglicher Anwendungen in den Fokus rücken – beispielsweise das Monitoring bisher nur schwer auf anderem Wege erreichbarer Strukturen (z.B. Vulkane oder Erdbebengebiete). Häufig geht es bei der Überwachung nicht alleine um Veränderungen an der Struktur selbst, sondern um den Schutz der unmittelbaren Umgebung (Hangrutschungen), darin oder darauf befindlicher Lebewesen (Bauwerke), oder von Infrastruktur und Energieversorgung (Brücken, Staudämme).

Bestehende geodätische Überwachungsmethoden erfahren mehr und mehr durch Satellitennavigationssysteme und darauf basierende Deformationsüberwachungssysteme wertvolle Ergänzung. Dies gilt vor allem für die Erfassung großräumiger Verformungen, aber auch für Bereiche, in denen herkömmliche Verfahren aufgrund fehlender Sichtverbindung zwischen den einzelnen Messpunkten versagen. Nicht zuletzt eignen sie sich für die kontinuierliche Überwachung kleinräumiger Strukturen, die mit hoher Frequenz abgetastet werden sollen.

1.2 Zielsetzung und Gliederung

Moderne Satellitennavigationsempfänger ermöglichen heute die hochpräzise Messung von Strecken auf der Basis von Trägerphasenmessungen. Durch den Einsatz differentieller Methoden lassen sich diese Messungen für die Berechnung von Koordinatendifferenzen zwischen zwei Empfängerstandorten nutzen. Fehlereinflüsse sind dabei bis zu einem gewissen Grad zu vernachlässigen bzw. werden durch die Differenzbildung eliminiert. Der notwendige Referenzpunkt sollte an einem geologisch möglichst stabilen Standort errichtet werden, der außerhalb der zu überwachenden Struktur liegt und damit etwaigen Deformationen nicht unterworfen ist.

Im Rahmen dieser Arbeit soll ein Deformationsüberwachungssystem entwickelt werden, das als Messgröße Trägerphasenmessungen nutzt und damit Deformationen bis in den Millimeterbereich erfassen kann. Es sollen dabei kostengünstige Einfrequenzempfänger eingesetzt werden, um die Systemkosten möglichst gering zu halten. Das System soll aus mindestens einer Referenzstation und mehreren Messstationen bestehen. Die Stationen sollen dabei autonom im Dauereinsatz betrieben werden können, d.h. ohne Benutzereingriff vollautomatisch Messdaten an eine Sammelstelle zur Auswertung liefern. Geeignete Stromversorgungs- und Datentransfermöglichkeiten sind beim Entwurf ebenso zu berücksichtigen wie die globale Einsetzbarkeit, leichte Transportierbarkeit und die Auslegung für raue Umgebungsbedingungen. Das Überwachungssystem soll in Echtzeit Deformationen erfassen und die ermittelten Ergebnisse dem Nutzer geeignet zur Verfügung stellen.

Ziel ist es, ein vollständiges Messsystem aufzubauen, das sämtliche für den Betrieb notwendigen Hardware-Komponenten definiert und aus einem modularen Softwaresystem besteht. Wesentliches Merkmal beim Entwurf der Software ist die Schaffung eines flexiblen Frameworks, das objektorientiert aufgebaut ist und Raum für zukünftige Erweiterungen lässt.

Die Arbeit gliedert sich im Wesentlichen in drei große Blöcke. Zu Beginn soll in die theoretischen Grundlagen eingeführt werden, daran schließt sich die hard- und software-technische Realisierung an. Den Abschluss bilden schließlich Durchführung von Messungen und Datenauswertung.

Der erste Block beginnt in **Kapitel 2** zunächst mit einer Einführung über die Ursprünge der Deformationsüberwachung und bietet eine umfassende Übersicht über etablierte geodätische Messmethoden und deren technische Eigenschaften. Besonderes Augenmerk wird dabei auf wichtige Daten wie Messgenauigkeiten, Unterschiede in den Messverfahren und deren Konsequenzen für die Automatisierbarkeit und damit den autonomen Betrieb sowie die maximal erreichbare Wiederholungshäufigkeit einzelner Messungen gelegt.

Daran anschließend werden die derzeit verfügbaren GNSS-basierten Systeme zur Überwachung von Deformationen vorgestellt und deren wichtigste Kriterien sowie implementierte Algorithmen – sofern Informationen dazu erhältlich sind – gegenübergestellt. In diesen Vergleich wird auch das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte System DREAMS mit einbezogen und die wesentlichen Vorzüge und Besonderheiten herausgearbeitet sowie den anderen Produkten gegenübergestellt.

Kapitel 3 führt in gebotener Kürze in die heute verfügbaren (GPS und mit Abstrichen GLONASS) bzw. in Entwicklung befindlichen (Galileo) globalen Satellitennavigationssysteme ein und stellt deren technische Daten zusammen. Dem folgt das mathematische Beobachtungsmodell sowie die Erläuterung der wichtigsten Fehlereinflüsse und deren Bedeutung für differentielle Beobachtungsverfahren und eine Zusammenfassung des resultierenden Fehlerbudgets. Nach Untersuchungen zur erreichbaren Genauigkeit bei Nutzung von Trägerphasenmessungen unterschiedlicher Empfängertypen werden die in DREAMS verwendeten Algorithmen erläutert. Behandlung von Phasenzentrumsvariationen der eingesetzten GNSS-Antennen, Mehrdeutigkeitsbestimmung sowie Möglichkeiten zur Optimierung des eingesetzten Beobachtungsmodells bilden den Abschluss dieses Kapitels.

Einen Schwerpunkt des ersten Blocks setzt **Kapitel 4** und die dortigen Hinweise zur Problematik des Mehrwegeempfangs, der insbesondere bei hochgenauen Messungen wie der Deformationsüberwachung – bei der es ja um Millimetergenauigkeit geht – die größte Fehlerquelle darstellt. Nach einer theoretischen Einführung in die Funktionsweise eines GNSS-Empfängers und die zur Verfügung stehenden Messgrößen werden zunächst Ursache und Auswirkung von Mehrwegefehlern auf die GNSS-Messungen erörtert. Daran anschließend werden Möglichkeiten zur Erkennung von Mehrweg sowie deren Qualität und im Anschluss daran Reduktionsmethoden behandelt. Im Rahmen dieses Kapitels wird auch ein neues Verfahren vorgeschlagen, mit dessen Hilfe gerade bei Ingenieurbauwerken wie Brücken, die kleinräumigen hochfrequenten Verformungen unterliegen, Mehrwegeeffekte ausgeklammert werden können.

Kapitel 5 eröffnet den zweiten großen Block dieser Arbeit und stellt das neu entwickelte Deformationsüberwachungssystem DREAMS und dessen Konzeption und Bestandteile vor. Details zum Aufbau des Systems finden sich in den beiden darauffolgenden Kapiteln. Zunächst werden in **Kapitel 6** die Hardwarekomponenten des Systems näher vorgestellt und deren Bedeutung und Zusammenwirken innerhalb eines Messsystems herausgearbeitet. Ein Schwerpunkt liegt dabei auf einer möglichst vollständigen und umfassenden Darstellung aller benötigten Bausteine, um ein für den Praxiseinsatz

geeignetes System aufzubauen. Steuerungskomponenten, Energieversorgung für autonomen Betrieb und eine ausführliche Darstellung möglicher Datenübertragungswege und deren technische Realisierung werden dabei ebenso angesprochen wie der geeignete Aufbau und Betrieb für Einsätze in rauen Umgebungen.

Die Softwareimplementierung von DREAMS wird schließlich in **Kapitel 7** erläutert. Nach einem Überblick über die Architektur der Software werden an dieser Stelle Konzepte zum Datentransfer zwischen einzelnen Programmmodulen, die Anbindung unterschiedlicher Hardware, die Logiksteuerung mit sog. Zustandsautomaten sowie die konkrete Implementierung der Prozessierung von GNSS-Messdaten detailliert dargestellt.

Darüber hinaus bieten Kapitel 7 und besonders 6 eine Reihe allgemeingültiger Regeln für den erfolgreichen Aufbau eines autonomen Messsystems, so dass auch Leser aus anderen Fachrichtungen davon profitieren können.

Kapitel 8 beschäftigt sich mit der Analyse von Daten für das neue Verfahren zur Mehrwegereduktion aus Kapitel 4. Hierzu werden eine Reihe von Einzelmessungen untersucht und die darin enthaltenen durch Mehrweg verursachten Frequenzanteile gezeigt. Darauf basierend können die Verbesserungen durch Anwendung des Verfahrens auf die Resultate der Deformationsmessung im Koordinatensystem der Brücke verdeutlicht werden. Ergänzend enthält dieses Kapitel auch Hinweise zur Wiederholbarkeit von Trägerphasenmessungen sowie zur Anwendung der Template-Methode, die die Wiederholbarkeit der GPS-Satellitenbahnen nach einem siderischen Tag ausnutzt.

Den Abschluss der Arbeit bildet schließlich **Kapitel 9**, das den Einsatz von DREAMS in einem Messeinsatz auf einer Autobahnbrücke dokumentiert. Nach Vorstellung des untersuchten Bauwerks und dem Aufbau des Messnetzes sowie der durchgeführten Installationsarbeiten werden Resultate der Messkampagne präsentiert. Hauptaugenmerk liegt dabei einerseits wieder auf dem erwähnten Mehrwegereduktionsverfahren, zum anderen wird die Genauigkeit des Messsystems sowie das Deformationsverhalten der Brücke anhand von signifikanten Beispielen herausgearbeitet.

2 Methoden zur Deformationsüberwachung

Geodätische Überwachungsmessungen gehen zurück bis in die 1920er Jahre, wo erstmals in der Schweiz an Staumauern systematische Messungen durchgeführt und neue Methoden untersucht wurden (Rüeger, 2006). Die Ursachen für Deformationen, die an einem Bauwerk auftreten können, sind dabei vielfältiger Natur und lassen sich nach Pelzer (1971) zusammenfassen in Setzungen verursacht durch das Eigengewicht eines Bauwerks oder Veränderungen daran, Verformungen durch Windlast oder Temperaturschwankungen, Einfluss von Auflasten (z.B. Verkehrslast auf Brücken) oder Wasserdruck (Staudämme). Daneben existieren Bewegungen der Erdkruste, Veränderungen an der Erdoberfläche durch Erdbeben oder Vulkanausbrüche, Hangrutschungen mit unterschiedlicher Genese (z.B. Unterspülung, Lockerung von Gestein) oder Senkungen in Rohstoffabbaugebieten. Diese Deformationen können für sich stehen oder wiederum direkten oder indirekten Einfluss auf im jeweiligen Gebiet vorhandene Bauwerke nehmen.

Das zeitliche Verhalten eines Deformationsvorgangs lässt sich unterteilen in drei Gruppen: sprunghafte Änderungen, lineare Abläufe und periodische Vorgänge (Pelzer, 1988). Belastungsänderungen eines Bauwerks, plötzliches Versagen eines Bauteils oder auch Verwerfungen aufgrund von Erdbeben können dabei als sprunghafte Einflüsse bezeichnet werden, lineare Vorgänge zeichnen sich hingegen durch zeitlich länger dauerndes Verhalten aus. Hierunter fallen beispielsweise der Aushub von Baugruben, Änderungen des Grundwasserniveaus oder der Abbau von Rohstoffen. Bei letzteren können jedoch auch sprunghafte Deformationen auftreten, wenn Erdreich nicht gleichmäßig nachgibt oder Stollen einbrechen (Bergbau). Periodische Verformungen werden in erster Linie durch Temperaturänderungen, Sonneneinstrahlung oder auch der Füllhöhe eines Stausees hervorgerufen. Auf Brücken induzierte Verkehrslasten unterliegen meist ebenfalls einem periodischen Rhythmus, sei es durch tageszeitlich variierendes Verkehrsaufkommen oder höherfrequente Schwingungen, die wiederum vom jeweiligen Fahrzeug bzw. dessen Geschwindigkeit und Beladung abhängig sind. Verformungen durch Windlast sind nur schwer einzuordnen und führen eher zu stochastischem Verhalten des Bauwerks.

Die Art der Deformation kann untergliedert werden in plastisches und elastisches Verhalten (Hennecke, 1986). Eine Deformation ist plastisch, wenn sie irreversibel ist (sprunghafte bzw. lineare Veränderungen zählen in der Regel zu dieser Gruppe). Elastische bzw. reversible Deformationen sind hingegen normalerweise auf periodische Verformungen zurückzuführen.

Hauptziel von Überwachungsmessungen ist es nun, die Bewegungen bzw. Verformungen des jeweiligen Objekts zu erfassen und eine Beurteilung der Veränderungen auf der Zeitachse zu ermöglichen. Hierfür stehen sowohl Techniken zur kontinuierlichen Überwachung zur Verfügung, als auch solche, die mit zeitlich variierenden (nicht äquidistanten) und damit diskontinuierlichen Messzeitpunkten arbeiten. Letztere haben insbesondere für langsam ablaufende lineare Deformationen ihre Berechtigung, bei sprunghaften oder periodischen Vorgängen eignen sich nur kontinuierliche Systeme.

Aus den gewonnenen Daten und damit der Kenntnis von etwaigen Veränderungen in der Objektgeometrie können schließlich Rückschlüsse auf die Funktionssicherheit, entstandene Schäden und notwendige Reparaturarbeiten, bevorstehende Einschränkungen der Standsicherheit oder gar Versagen eines Bauteils, Prognose des zukünftigen Verhaltens und damit das Gefährdungspotential für ein Bauwerk oder eine geologische Struktur und nicht zuletzt für Menschenleben gewonnen werden. Zugleich können diese Erkenntnisse bei der Planung neuer Bauwerke nutzbringend sein oder zur Verbesserung der Messsysteme und Bauwerks- oder geologischer Modelle beitragen. Ein kontinuierlich arbeitendes Überwachungssystem, welches Messdaten in oder nahe Echtzeit liefern kann, ist zudem

geeignet, unmittelbare Warnmeldungen zu generieren und – so erforderlich – rechtzeitige Notfallmaßnahmen zu ermöglichen.

2.1 Übersicht verschiedener Messverfahren

Die Geodäsie hat im Laufe der Zeit die unterschiedlichsten Messverfahren und Sensoren für die Bestimmung verschiedener Messgrößen wie Strecken, Winkel, Beschleunigungen, Höhenunterschiede, Neigungen oder 3D-Koordinaten hervorgebracht, die sich in zwei große Kategorien unterteilen lassen. Zum einen gibt es relative Messmethoden, die Änderungen eines Objekts relativ zu anderen Messungen über der Zeit darstellen können, zum anderen existieren absolute Verfahren, die eine Anbindung an externe Messpunkte und damit an ein übergeordnetes Koordinatensystem ermöglichen.

Voraussetzung für Absolutmessungen ist die Verfügbarkeit stabiler Festpunkte in der Umgebung des überwachten Objekts, die jedoch außerhalb des Deformationsbereichs liegen müssen. Messungen ausgehend von Festpunkten im Einflussbereich der Verformung führen im ungünstigsten Fall zu einer vermeintlichen Deformationsfreiheit des untersuchten Objekts und sind damit unbrauchbar. Die Festpunkte dienen gleichermaßen als Aufstellort der Sensorik und als Referenzpunkte mit bekannten Koordinaten. Tachymeter, Kameras für die Nahbereichsphotogrammetrie, aber auch Referenzstationen für DGNSS benötigen derartige Punkte. Problematisch stellt sich die Auswahl geeigneter Punkte vor allem bei der Nutzung optischer Messverfahren dar, denn hier ist zwingend Sichtverbindung zwischen Fest- und Messpunkten erforderlich. Im Gegensatz dazu arbeiten GNSS-gestützte Systeme auch mit Referenzpunkten, die z.B. auf der anderen Seite einer Kuppe liegen – ein nicht zu unterschätzender Vorteil.

Bei der Wahl eines geeigneten Festpunktes muss nicht nur auf einen Aufstellort außerhalb des Deformationsgebiets geachtet werden, sondern auch darauf, dass dieser Punkt möglichst keinen anderen Verformungen ausgesetzt ist – beispielsweise durch Temperaturvariation eines Pfeilers, instabiles Gelände (Möser, 2000) oder Fremdeinwirkung durch unautorisierte Personen.

Neben Absolut-/Relativmessungen unterscheidet man aktive bzw. passive Messpunkte, wobei erstere mit dem Sensor bzw. der Messeinrichtung selbst bestückt werden (z.B. GPS, INS, Extensometer) und auch als objektgebundene Sensoren bezeichnet werden. Letztere hingegen werden von einem extern aufgestellten Messsystem überwacht (z.B. Tachymeter, Photogrammetrie), die Sensoren sind dann objektextern und entweder als starres oder zielverfolgendes Messsystem ausgebildet (Mönicke, 1996).

Kleinste Verformungen im Sub-Millimeter Bereich, wie sie beispielsweise an Rissen oder Dehnfugen vorkommen, werden mit hoher Genauigkeit durch Dehnungsmessstreifen (DMS) bestimmt. Dabei liegt der Messbereich bei etwa $4000\mu\text{m/m}$ bei einer Messunsicherheit von $10^{-2}\mu\text{m/m}$ (Frohwein, 1986). Die Sensoren werden fest mit dem unter Beobachtung stehenden Objekt verbunden oder sogar darin eingebracht und vergossen. Gleiches gilt für ein auf interferometrischer Längenmessung in einer Glasfaser beruhendem Messverfahren, das über eine Distanz von bis zu 10 m $2\mu\text{m}$ Auflösung bietet (Lienhart, 2007). Wird es bereits zur Bauzeit in das zu untersuchende Objekt eingebaut, kann es schon während der Trocknung des Betons Aussagen über dessen Schwundprozess liefern (Inaudi, 1999).

Tabelle 2.1 gibt einen Überblick über die häufigsten heute eingesetzten Sensoren und Messverfahren zur Überwachung von Deformationen und gibt – so verfügbar – Informationen über Genauigkeiten, Messbereiche und mögliche Updateraten.

Optische Messsysteme sind Refraktionen durch witterungsbedingte Änderungen von Temperatur, Luftdruck, Luftfeuchte oder Niederschlägen und Nebel sowie Staub ausgesetzt.

Diese Einflüsse sind nur bedingt korrigierbar und erfordern zumindest den Einsatz entsprechender Detektoren (z.B. Wetterstation). Problematisch stellt sich auch die Änderung von Reflexionseigenschaften auf Oberflächen durch Feuchtigkeit, Verschmutzungen oder Reflexionen aufgrund wechselnder Sonneneinstrahlung oder Sichtverhältnissen dar. Bei der Auswahl eines geeigneten Messsystems ist ferner zu berücksichtigen, dass der Sensor die Dynamik des untersuchten Objekts abzubilden in der Lage ist. So ist ein Teil der Systeme für schnelle Positionsänderungen nicht adäquat, weil das Messobjekt für den Zeitpunkt der Messung in Ruhe sein muss, Bewegungen das Messergebnis verfälschen oder gar die Messung unmöglich machen (z.B. Nivellement). Im Gegensatz dazu sind z.B. Beschleunigungsaufnehmer aufgrund von Drifteffekten nicht für langsame Bewegungen geeignet. Nicht außeracht gelassen werden darf, dass nicht alle Instrumentarien für den Outdoor-Einsatz unter wechselnden Bedingungen geeignet sind oder zusätzlichen Schutz erfordern.

Tabelle 2.1: Messverfahren und ihre Eigenschaften
[Quelle: Welsch et al. (2000), Schwieger und Foppe (2004), Möser (2000), Witte (2006)]

Messverfahren	Laser Tracker	Laser Scanner	INS	Nivellement	Hydrostatisches Nivellement
Distanz	< 80 m	< 80 m	unbegrenzt	< 1 km	< 500 m
Messunsicherheit	0,01 mm	2 mm bei 25 m Distanz (abhängig vom Reflexionskoeffizienten der gescannten Oberfläche)		0,5 mm/km	0,1 mm
Messbereich	Sichtbereich Zielmarke	Öffnungswinkel Scanner	unbegrenzt	< 100 m	< 10 cm
Updaterate (Frequenzbereich)	1000 Hz	100000 Punkte/s	400 Hz	0,25 Hz	< 0,1 Hz
Dynamik des Messpunkts	< 1 m/s		400°/s (Gyro) 7,5g (Beschleunigungssensor)		
Methode	3D (Winkel, Distanz)	3D (Winkel, Distanz)	Beschleunigung, Winkelgeschwindigkeit	Höhenmessung	Höhenunterschied
Messung	relativ	relativ	relativ	absolut	relativ
Echtzeitfähig	ja	ja (ohne Rotation des Scanners)	ja		
Automatisierbar	ja	ja	ja	nein	ja
Messpunkt¹	passiv	passiv	aktiv	passiv	aktiv
Bemerkung	Messpunkt wird manuell bewegt; nur 1 Punkt überwachbar	Punktwolke, 3D-Modell	Wegen Drift Kombination mit anderen Sensoren notwendig		Schlauchwaage Keine periodischen Vorgänge (Trägheit des Systems)

¹ passiv: am Messpunkt wird kein Gerät installiert, sondern beispielsweise nur Reflektor; aktiv: jeder Messpunkt verfügt über eigenen Sensor

Messverfahren	Alignement	Lotung	EDM	Horizontalrichtungsmessung (Theodolit)	Zenitwinkelmessung (Theodolit)
Distanz	< 250 m	< 150 m	< 2 km	< 1 km	< 1 km
Messunsicherheit	0,5 – 1 mm	0,5 – 1 mm	1 mm + 1 ppm	1 mm/200 m	3 mm/200 m
Messbereich					
Updaterate (Frequenzbereich)			100 Hz	1 Hz	1 Hz
Dynamik des Messpunkts					
Methode	Fluchtabweichung	Lotabweichung	Distanz	Winkel	Winkel
Messung	absolut	relativ	relativ	relativ	relativ
Echtzeitfähig					
Automatisierbar	nein	ja	ja	ja	ja
Messpunkt ¹	passiv	aktiv	passiv	passiv	passiv
Bemerkung	Erfassung einer Biegelinie in der Horizontalebene	Erfassung einer Biegelinie in der Vertikalebene	abhängig von Atmosphäreneinflüssen		

Messverfahren	DGPS	InSAR	DInSAR	PSInSAR	Laseraltimeter
Distanz	< 5 km				< 1 km
Messunsicherheit	1 mm + 0,5 ppm	10 – 20 m	1 – 5 cm	< 1 mm	5 – 15 cm
Messbereich	unbegrenzt	unbegrenzt	unbegrenzt	unbegrenzt	unbegrenzt
Updaterate (Frequenzbereich)	20 Hz				< 30 Hz
Dynamik des Messpunkts					
Methode	3D-Koordinaten	Höhenmessung	Höhenmessung	Höhenmessung	Höhenmessung
Messung	absolut	absolut	relativ	relativ	absolut
Echtzeitfähig	ja	nein	nein	nein	nein
Automatisierbar	ja	ja	ja	ja	ja
Messpunkt ¹	aktiv	passiv	passiv	passiv	passiv
Bemerkung		Radaraltimeter; für Höhenmodell	Differentiell (2 Bilder); abhängig von Atmosphäreneinflüssen	Bilderfolge	Punktdichte ca. 1 m

Messverfahren	VLBI	Nahbereichs- photogrammetrie	Inklinometer	Kombigeräte (Tachymeter, Totalstation)	Extensometer
Distanz	100 – 1000 km	< 50 m	< 100 m	< 3 km	< 200 m
Messunsicherheit	5 – 10 cm	0,2 – 5 mm	< 0,1 mm/m (0,5 mgon)	0,15 mgon (Richtung) 1 mm + 1 ppm (Distanz)	0,1 – 1 mm
Messbereich		Bildgröße	10 mm/m		
Updaterate (Frequenzbereich)		200 Hz	40 Hz	10 Hz (1-Punkt Tracking)	
Dynamik des Messpunkts				< 5 m/s	
Methode	Distanzmessung zu Quasaren	3D	Neigung	Horizontal- /Vertikalwinkel, Distanz	Distanz
Messung	absolut	absolut	relativ	absolut	relativ
Echtzeitfähig	nein	ja	ja	ja	
Automatisierbar	ja	ja	ja	ja	ja
Messpunkt ¹	aktiv	passiv	aktiv	passiv	aktiv
Bemerkung		Ausreichende Beleuchtung erforderlich		Zur Genauigkeit vgl. Theodolit und EDM	

Messverfahren	Dehnungs- messstreifen	Beschleunigungs- sensoren	Seilzugweggeber mit Invardraht	FOS (Fiber Optic Sensor)	Photogrammetrie
Distanz	< 15 cm	unbegrenzt	< 30 m	< 10 m	
Messunsicherheit	0,01 mm	0,0075 g	0,1 mm	0,002 mm	
Messbereich	10% der Sensorlänge	5000 g	< 10 cm	1% der Sensorlänge	Bildgröße
Updaterate (Frequenzbereich)	1000 Hz	1 – 2000 Hz	50 Hz	< 10000 Hz	
Dynamik des Messpunkts					
Methode	Distanz	Beschleunigung	Distanz	Distanz	3D
Messung	relativ	absolut	relativ	relativ	absolut
Echtzeitfähig	ja	ja	ja	ja	nein
Automatisierbar	ja	ja	ja	ja	nein
Messpunkt ¹	aktiv	aktiv	aktiv	aktiv	passiv
Bemerkung		Ungeeignet bei langsamen Deformationen			Punktichte ca. 10 cm Ausreichende Beleuchtung erforderlich

Um eine verzerrungsfreie Aufnahme der Messwerte einer Zeitreihe zu gewährleisten, muss das Abtasttheorem erfüllt sein, d.h. die Messfrequenz muss mindestens das zweifache der unterliegenden Frequenz des beobachteten Objekts und damit der Nyquist-Frequenz aufweisen.

$$f_s > 2f_{\max} \quad (2.1)$$

mit: f_s Abtastfrequenz [Hz]
 f_{\max} Maximalfrequenz des Signals (Nyquist-Frequenz) [Hz]

Diese Forderung muss für ein kontinuierlich arbeitendes Messsystem genauso erfüllt sein, wie die Notwendigkeit, Messdaten mit ausreichender Genauigkeit bereitzustellen.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein ausschließlich auf Satellitennavigationssystemen basierendes Deformationsüberwachungssystem entwickelt, so dass an dieser Stelle deren Eigenschaften kurz zusammengefasst werden sollen:

- Absolutes und relatives Messverfahren
- 3D-Koordinaten (viele andere Verfahren nur 1D oder 2D)
- Hohe Updateraten (bis 100 Hz), kann damit auch geodätisch relevante hochfrequente Verformungen abbilden (z.B. Eigenfrequenzen eines Bauwerks)
- Kontinuierlicher Betrieb möglich
- Echtzeitfähigkeit erreichbar
- Vollautomatisierbar
- Festinstallation oder als mobiles Messsystem einsetzbar
- Einheitliches Referenzsystem, damit global einsetzbar
- Keine Kalibrierung erforderlich
- Abstand des Festpunktes kann mehrere Kilometer vom überwachten Objekt entfernt liegen und sich damit leichter dem Einflussbereich von Deformationen entziehen (viele andere Sensoren bieten wesentlich geringere Reichweiten)
- Keine direkte Sichtverbindung oder Hilfspunkte zwischen Festpunkt und Messpunkten notwendig
- Weitestgehend unabhängig von Witterungseinflüssen (nur Troposphäre bei Höhenunterschieden der Messpunkte relevant)
- Im Vergleich zu einigen optischen Verfahren unabhängig von Lichtverhältnissen

2.2 GNSS-Deformationsüberwachungssysteme

2.2.1 Überblick und Vergleich

In den vergangenen Jahren wurden eine Reihe von Überwachungssystemen entwickelt, die sich auf Beobachtungen zu Satellitennavigationssystemen stützen. Ein Teil dieser Systeme hat mittlerweile den Weg aus dem akademischen Bereich in die Praxisanwendung gefunden. Tabelle 2.2 stellt die wichtigsten heute verfügbaren Systeme gegenüber und bietet Informationen zu deren technischen Eigenschaften – so sie recherchiert werden konnten.

Anhand mehrerer wichtiger Merkmale können die Systeme unterschieden werden:

- Verwendetes Datenmaterial (Rohdaten, RTK-Positionslösung)
- Updaterate bzw. Echtzeitfähigkeit
- Offenes System, Unterstützung von Empfängern verschiedener Hersteller

Das erste Kriterium hat für die Beurteilung der potentiellen Genauigkeit eines Messsystems zur Deformationsüberwachung entscheidende Bedeutung, denn nur im Falle der Nutzung von Rohdaten (Trägerphasenbeobachtungen) können optimierte Algorithmen das maximale Potential des Datenmaterials ausschöpfen. Werden hingegen Positionslösungen seitens der Roverstationen gerechnet (also basierend auf RTK-Korrekturdaten), bleiben auf Rohdatenebene ansetzende Prozessierungs- oder Korrekturmethode außen vor. Gerade für die Detektion und Reduktion von Mehrwegeeffekten ist man aber auf die Verfügbarkeit von Rohdaten angewiesen, so dass ein RTK-gestütztes Messsystem diesbezüglich deutliche Nachteile besitzt. Darüber hinaus stellen sich die RTK-Lösungen meist als Black-Box Systeme dar, deren Algorithmik zur Positions- bzw. Basislinienberechnung dem Nutzer intransparent bleibt. Für die Entwicklung eigener Verbesserungen oder der Einstellung individueller Parameter bleibt folglich nur wenig Spielraum.

RTK wird von GOCA (GPS based Online Control and Alarm system) der FH Karlsruhe genutzt (Kälber, 2000). Dieses Überwachungssystem bezieht differentiell korrigierte Positionslösungen von den Rovern, daraus werden dann Deformationen der beteiligten Stationen per Netzausgleichung ermittelt. Dieses Verfahren soll zu einer geschlossenen Lösung der beteiligten Basislinien führen und gleichzeitig Ausreißer eliminieren. Ebenfalls RTK-basiert sind die Systeme von NavCom (RTK Extend) und GNSS Spider von Leica.

Sollen Messungen kontinuierlich erfolgen, um höherfrequente Positionsvariationen aufdecken zu können, ist das zweite Merkmal, die mögliche Updaterate des Systems zu berücksichtigen. Nur ein Teil der vorgestellten Systeme bietet flexible Updateraten bis in den Bereich von 20 Hz, andere fragen Daten von den Empfängern nur in deutlich längeren Zeitabständen ab oder nutzen etwaige verfügbare Daten zur Glättung der Positionslösung bzw. nehmen ein Undersampling vor und sind demzufolge nur für langsam ablaufende Deformationen geeignet. Zu letzteren Systemen zählen z.B. das bereits erwähnte GOCA, MMS (Movement Monitoring System) von Geodev, das Programm CODMS (Continuously Operating Deformation Monitoring System) zusammen mit der Auswertesoftware GRAZIA der TU Graz (Hartinger, 2001) und SMSS (Slow Motion Measurement System) der FH Bochum (Bäumker, 2000). Der Designansatz dieser Systeme lässt eine Reihe potentieller Anwendungsgebiete unerschlossen, beispielsweise die Überwachung von Türmen oder Brückenbauwerken. Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, dass plötzlich auftretende singuläre Ereignisse erst zu einem späteren Zeitpunkt aufgezeigt werden können – unter Umständen verstreicht so wertvolle Zeit zur Ergreifung von Notfallmaßnahmen.

Für einige Anwender dürfte auch die Interoperabilität eines Softwaresystems mit unterschiedlichen Empfängertypen von Interesse sein. Dadurch bieten sich insbesondere bei der Kostenreduktion Vorteile, wenn für eine Messaufgabe, die weder höchste Genauigkeit noch Updateraten erfordert, auf einen zwar technischen nicht ganz so leistungsfähigen Empfänger gesetzt werden kann, der dafür aber zu einem Bruchteil des Preises der besten Geräte verfügbar ist. Nur InteTrak bietet hier eine breite Unterstützung diverser Hersteller.

Beachtenswert bei der Beurteilung eines Überwachungssystems ist darüber hinaus die vom Hersteller im Datenblatt angegebene maximal erreichbare Genauigkeit. Nicht selten findet man hier Angaben, die eine Standardabweichung sogar unterhalb der Millimetergrenze versprechen. Solche Angaben sind jedoch nur bei Kenntnis der Updaterate des Systems und vor allem einer möglicherweise implementierten Filterung vollständig zu bewerten. Das Programm 3D Tracker soll hier exemplarisch genannt werden. Es erreicht zwar eine Genauigkeit von 1 mm, jedoch nur nach Filterung über einen Zeitraum von 24 Stunden.

Tabelle 2.2: GPS-Deformationsüberwachungssysteme
 [Quelle: Datenblätter der Hersteller bzw. im Text genannte Veröffentlichungen]

System	3D Tracker	GOCA	InteTrak	RTK Extend	GNSS Spider
Hersteller	Condor Earth Technologies	FH Karlsruhe	Orion Monitoring Systems	NavCom Technologies	Leica Geosystems
GNSS (GPS, GLONASS, Galileo)	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS, GLONASS
Frequenz	L1/L2		L1/L2	L1/L2	L1/L2
Unterstützte Empfänger	Trimble	RTK-fähige Empfänger	Thales/Ashtech, CMC, Garmin, NovAtel, Topcon, Trimble	NavCom Starfire	Leica
Mit anderen Sensoren kombinierbar	nein	ja	nein	nein	nein
Updaterate [Hz]	20	0,06 (15s)	20	unbekannt	20
Netzgröße (Stationen)	mehrere	unbekannt	20	unbekannt	mehrere
Algorithmus (Rohdaten, DGPS Positionslösung)	Triple Difference Trägerphase	RTK-Positionslösung	Double Difference Trägerphase	RTK mit SBAS	RTK-Positionslösung
Bemerkung					

System	MMS	CODMS/GRAZIA	SMMS	DREAMS
Hersteller	Geodev	TU Graz	FH Bochum	Institut f. Erdmessung u. Navigation UniBw, München
GNSS (GPS, GLONASS, Galileo)	GPS	GPS	GPS	GPS, GLONASS
Frequenz	L1	L1/L2		L1
Unterstützte Empfänger	unbekannt	unbekannt	Motorola ONCORE	NovAtel, Ashtech, Topcon, Javad, Trimble
Mit anderen Sensoren kombinierbar	ja	nein	nein	nicht vorgesehen
Updaterate [Hz]	< 0,0008 (> 20 min)	0,03 (Rohdaten 0,3 Hz, dann aber Filterung von je 30s Daten)	0,01	unbegrenzt (limitiert durch verwendeten Empfänger)
Netzgröße (Stationen)	unbekannt	mehrere	mehrere	unbegrenzt (limitiert nur durch Prozessorleistung und RAM)
Algorithmus (Rohdaten, DGPS Positionslösung)	Trägerphase	Double Difference Trägerphase	Trägerphase	Double Difference Trägerphase
Bemerkung	nur statische Szenarien		Bewegungen <10 cm/min	

2.2.2 DREAMS im Vergleich zu anderen Systemen

Im letzten Kapitel wurden Details einer Reihe von Deformationsüberwachungssystemen zusammengestellt. In der Tabelle ist auch das im Rahmen dieser Arbeit entstandene DREAMS (**D**ifferential **REAL**-time Deformation **M**onitoring **S**ystem) enthalten, dessen wesentliche Vorteile sich im Vergleich zu den übrigen Softwarepaketen folgendermaßen charakterisieren lassen:

- Plattformunabhängigkeit (Zielbetriebssysteme sind derzeit Microsoft Windows und Unix/Linux)
- Hardwareunabhängigkeit (Unterstützung einer großen Bandbreite von Empfängern verschiedener Hersteller mit unterschiedlichen Leistungsklassen), damit skalierbares Kosten-/Nutzenverhältnis
- Offene Schnittstellen zur leichten Erweiterung der Soft- und Hardware
- Skalierbar durch Unterstützung von Multithreading, Multicore-Architekturen und verteiltem Rechnen (Cluster)
- Plattform zur Implementierung eigener Algorithmen
- Realtime und Postprocessing basieren auf gleicher Processing-Engine
- Spezielles Mehrwege-Reduktionsverfahren, Trennung von Mehrweg und hochfrequenten Schwingungsanteilen (vgl. Kapitel 4.5.2)
- Zur Überwachung von Strukturen mit hoher Dynamik geeignet (z.B. Brücken)
- Im Gegensatz zu kommerziellen Programmen Quellcode verfügbar für Implementierung eigener Algorithmen
- Zukünftig könnte über eine API auch externen Nutzern die Implementierung eigener Algorithmen ermöglicht werden
- Kontinuierliche Überwachung mit hohen Updateraten
- Unlimitierte Anzahl an Sensoren
- Kostengünstig durch die Nutzung von COTS-Komponenten (Commercial off-the-shelf)
- Kostengünstig durch die Nutzung von Einfrequenzempfängern
- Unterstützung unterschiedlichster Datenübertragungskanäle
- Durch adaptiven Kalman-Filter und Vorverarbeitung von Messdaten gleichermaßen zur Überwachung von statischen als auch dynamischen Prozessen geeignet
- Verwendung von doppelt differenzierten Trägerphasenmessungen
- Für kleinräumige Messnetze (< 10 km) keine zusätzliche Modellierung von Ionosphäre oder Troposphäre erforderlich

Eine Übersicht des Systemdesigns liefert Kapitel 5, für Details zur Hardware bzw. der Softwarearchitektur sei auf die Kapitel 6 respektive 7 verwiesen.

3 Grundlagen und mathematische Modelle

Nach einer kurzen Übersicht über die derzeit verfügbaren bzw. in Entwicklung befindlichen Satellitennavigationssysteme und deren Eigenschaften werden die für DREAMS relevanten Messgrößen, Beobachtungsmodelle und Algorithmen vorgestellt. Dabei richtet sich das Augenmerk in erster Linie auf die für DREAMS relevanten Größen und stellt dabei das in der Entwicklung in erster Linie genutzte GPS in den Vordergrund.

Die Funktionsweise von GPS – wie auch der anderen Satellitennavigationssysteme – beruht auf Laufzeitmessungen zu den für einen Nutzer sichtbaren Satelliten. Die Satelliten verfügen über hochpräzise Atomuhren, so dass die aus den gemessenen Laufzeiten errechneten Strecken zwischen Nutzer und den einzelnen Satelliten unter Zuhilfenahme der aus den Satellitenbahndaten gewonnenen aktuellen Positionen der Satelliten eine präzise dreidimensionale Positionsbestimmung erlauben. Die Streckenmessungen spannen dabei Kugelschalen um die Satellitenpositionen auf, die Nutzerposition ergibt sich geometrisch als Schnittpunkt aller Kugelschalen bzw. Streckenmessungen.

3.1 Satellitennavigationssysteme

Weltweit sind derzeit 2 Satellitennavigationssysteme in Betrieb, wobei nur GPS voll operationell ist. GLONASS ist lediglich in einer Teilkonstellation verfügbar. Das Galileo-System ist mittlerweile mit zwei Testsatelliten (GIOVE-A und -B) vertreten, die zur Evaluierung und Weiterentwicklung genutzt werden. Das chinesische COMPASS ist ebenfalls im Aufbau befindlich und besteht als hybrides System aus einer Kombination von geostationären (GEO), geneigten geosynchronen (IGSO) sowie Medium Earth Orbit (MEO) Satelliten. China ist auch am europäischen Galileo beteiligt, so dass abzuwarten ist, ob COMPASS voll ausgebaut wird. Indien (IRNSS) und Japan (QZSS) planen derzeit ebenfalls satellitengestützte Navigationssysteme, welche jedoch nur regionale Abdeckung bieten sollen.

Bild 3.1 zeigt die derzeitige Frequenznutzung von GPS, Galileo und GLONASS, Tabelle 3.1 wichtige technische Eigenschaften dieser Systeme.

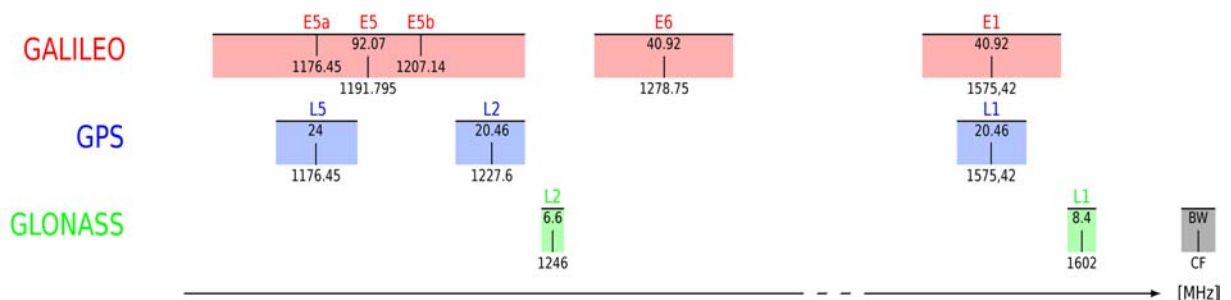


Bild 3.1: Frequenzallokation von GPS, Galileo und GLONASS

3.1.1 GPS

Das vom amerikanischen Verteidigungsministerium (US Department of Defense, DoD) seit 1973 entwickelte NAVSTAR (Navigation System with Timing and Ranging) GPS (Global Positioning System) erhielt nach einer langen Testphase mit Satelliten der ersten Generation (Block I) im Jahre 1989 den ersten operationellen Satelliten aus der Serie der Block II Satelliten. Mit der Nachfolgeneration Block IIA erreichte GPS im Jahre 1994 die volle

Verfügbarkeit (Full Operational Capability, FOC) von 24 Satelliten, die seither ununterbrochen besteht.

Tabelle 3.1: Vergleich Satellitennavigationssysteme nach Hofmann-Wellenhof et al. (2008)

	GPS	GLONASS	Galileo
Number of SVs (nominal)	24	24	27
Orbital planes	6	3	3
Inclination	55°	64,8°	56°
Semimajor Axis [km]	26560	25508	29601
Orbit plane separation	60°	120°	120°
Phase within planes	Irregular	+30°	+40°
Revolution period	11h 57,96m	11h 15,73m	14h 4,75m
Ground track repeat period	~1 sidereal day	~8 sidereal days	~10 sidereal days
Ephemeris data	Kepler elements, correction coefficients	position, velocity, acceleration vectors	Kepler elements, correction coefficients
Geodetic reference system	WGS-84	PE-90	GTRF
Time system	GPS time, UTC(USNO)	GLONASS time, UTC(SU)	GST (Galileo system time), UTC
Leap seconds	No	Yes	No
Signal separation	CMDA	FDMA	CDMA
Frequencies [MHz]	L1: 1575,42 L2: 1227,60 L5: 1176,45	G1: 1602,00 G2: 1246,00 G3: 1204,704	E1: 1575,42 E6: 1278,75 E5a: 1176,45 E5b: 1207,14
Number of ranging codes	11	6	10
Bandwidth [MHz]	L1 C/A: 2,046 L1 P: 20,46 L2 P: 20,46 L5: 24	G1 C/A: 1,022 G1 P: 10,22 G2 P: 10,22	E1: 40,92 E6: 40,92 E5a: 24 E5b: 24

GPS arbeitet derzeit auf zwei Frequenzen (L1 und L2), die von allen Satelliten gemeinsam genutzt werden. Zur Unterscheidung der Signale wird auf diese Träger für jeden Satelliten ein anderer Code aufmoduliert, was man auch als CDMA-Verfahren (Code Division Multiple Access) bezeichnet. GPS bietet zwei verschiedene Positionierungsdienste, den frei verfügbaren Standard Positioning Service (SPS) und den exklusiv für militärische Anwendungen und mit verschlüsselnden Codes arbeitenden Precise Positioning Service (PPS). Letzterer nutzt beide GPS-Trägerfrequenzen (L1, L2), ersterer arbeitet alleine auf L1. Für die zivile Nutzung ist ausschließlich der sog. C/A-Code (Coarse/Acquisition) gedacht. Der militärische Y-Code, der aus dem präzisen P-Code durch Modulo-2-Addition mit dem geheimen W-Code generiert wird (auch als Anti-Spoofing oder A-S bezeichnet), kann für

zivile Nutzer nur mit Hilfe von Signalverarbeitungsverfahren wie Kreuzkorrelation oder dem Z-Tracking (Ashtech) nutzbar gemacht werden. Dabei kann auch die Trägerphase von L2 wiedergewonnen werden, was zu einer zweiten Beobachtungsgröße für hochpräzise Anwendungen führt. Neben A-S wurde im Zeitraum von 1990 bis 2000 eine künstliche Verschlechterung von Satellitenuhr und Orbit-Parametern verwendet, die zu einer Reduzierung der Positionierungsgenauigkeit für einen einzelnen Empfänger von ca. 15 – 40 m auf 100 m und mehr führten. Durch diese auch als Selective Availability (S/A) bezeichnete Maßnahme sollte insbesondere die Nutzung des zivilen Signals für militärische Flugobjekte unautorisierter Nationen verhindert werden.

Seit der zweiten Hälfte der 1990er Jahre sind Modernisierungsbestrebungen im Gange, die im ersten Schritt zu einer Block IIR-M genannten Satellitengeneration geführt haben, die zusätzlich über einen weiteren militärischen Code (M-Code) auf L1 und L2 sowie den zivil nutzbaren L2C-Code auf L2 verfügt. Damit wird es erstmals möglich, auch ohne Wiedergewinnungsversuche des P-Codes ionosphärische Effekte durch Nutzung beider Frequenzen zu korrigieren (Hofmann-Wellenhof et al., 2008). Darüber hinaus sollen die auf Block IIR-M folgenden Block IIF Satelliten über eine weitere Frequenz (L5) verfügen und zudem um weitere Codes auf L1 und L5 ergänzt werden. Ein erster Starttermin ist für 2010 geplant.

3.1.2 GLONASS

GLONASS wurde als zweites globales Satellitennavigationssystem parallel zu GPS von der damaligen Sowjetunion entwickelt. Es verwendet im Gegensatz zu GPS und Galileo pro Satellit eine eigene Frequenz (FDMA). Aus Gründen der Interoperabilität mit anderen Aufgaben (z.B. Radioastronomie) wurde der ursprüngliche Frequenzbereich auf die Hälfte reduziert und befindet sich nun in folgenden Bereichen:

$$\begin{aligned} f_{1k} &= f_1 + \Delta f_1 k = 1602,000 + 0,5625k \\ f_{2k} &= f_2 + \Delta f_2 k = 1246,000 + 0,4375k \end{aligned} \quad [\text{MHz}] \quad (3.1)$$

mit: k Nummer des Frequenzkanals ($k = -7, \dots, +4$)

Folge dieser Änderung ist eine Doppelnutzung der gleichen Frequenz auf zwei Satelliten, die sich räumlich diametral gegenüberstehen. Für den Anwender auf der Erdoberfläche hat dies keine Konsequenzen, er kann immer nur einen dieser beiden Satelliten empfangen, für Objekte im Weltraum mit einer Flughöhe von mehr als 208 km (Werner, 1999) können jedoch beide Signale empfangbar sein, so dass zusätzlicher Aufwand zur Unterscheidung beispielsweise durch Berücksichtigung des Dopplers anfällt.

Ähnlich GPS durchläuft GLONASS derzeit Modernisierungsmaßnahmen, die durch die Entwicklung von Galileo forciert wurden. Nachdem der Weiterbetrieb von GLONASS zwischenzeitlich in Frage stand und die im Frühjahr 1996 kurzzeitig erreichte Zahl an operationellen Satelliten von 24 (FOC) auf 6 im Jahre 2001 zurückging, hat Russland erst seit diesem Zeitpunkt wieder neue Satelliten ins All gebracht. Derzeit sind 15 GLONASS-Satelliten verfügbar (Stand: 10.1.10). Vor allem die vergleichsweise geringe Lebensdauer dieser Satelliten führt zu einem raschen Verfall eines einmal erreichten Ausbaustands. Die erste Generation erreichte maximal 4,5 Jahre, die modernisierte Variante GLONASS-M (ab 2003) soll bei ca. 7 Jahren liegen (Hofmann-Wellenhof, 2008). Derzeit ist die Nachfolgeneration GLONASS-K in Planung, die voraussichtlich eine dritte Frequenz erhalten und darüber hinaus mit CDMA ergänzt werden soll (Gibbons, 2008). Außerdem soll die Zahl der Satelliten auf 30 erhöht werden.

Die Verwendung von GLONASS und GPS als Beitrag zu einer gemeinsamen Positionslösung ist deutlich aufwendiger als es für GPS und Galileo der Fall sein wird. Dies liegt zum einen an der Signal-Technologie (FDMA im Vergleich zu CDMA bei den anderen Systemen), was breitbandige Empfängerstufen erfordert, zum anderen an systeminternen Details wie der Nutzung unterschiedlicher Ephemeriden für die Berechnung der Satellitenpositionen oder eines Referenzsystems mit einer Rotation um die z-Achse im Vergleich zum ITRF (Roßbach, 2000). Die resultierenden Spannungen zwischen den Referenzsystemen führen zu einer Translation des Nullpunkts um einige Meter (Roßbach et al., 1996). Gerade für hochpräzise Deformationsüberwachung im mm-Bereich kann die Kombination von GPS und GLONASS zu Positionsabweichungen von einigen Millimetern abhängig von der Basislinienlänge führen, was unter Umständen nicht mehr tolerabel ist. Weiter arbeitet GLONASS mit einer Zeitbasis, die im Gegensatz zu GPS auch Schaltsekunden in die Systemzeit übernimmt und zu Sprüngen führt, wenn eine neue Schaltsekunde eingefügt wird.

Ein weiteres Problem, welches auf den unterschiedlichen Frequenzen der einzelnen Satelliten gründet, ergibt sich schließlich bei der Nutzung von Trägerphasenbeobachtungen. Die Bestimmung einer Integer-Ambiguity bei Bildung von doppelten Differenzen ist nicht mehr ohne weiteres möglich und führt letztlich zu einem Verlust des Genauigkeitspotentials im Vergleich zu GPS oder Galileo.

3.1.3 Galileo

Das derzeit von der EU (European Union) und einer Reihe weiterer beteiligten Staaten entwickelte Satellitennavigationssystem Galileo ist im Gegensatz zu GPS und GLONASS als nicht militärisches System konzipiert. Damit soll einseitige Einflussnahme durch militärische Einrichtungen verhindert werden, was vor allem für sicherheitskritische Anwendungen wie der Zivilluftfahrt bei GPS ein wesentlicher Kritikpunkt war. Die USA fürchteten um ihre militärische Sicherheit und versuchten lange Zeit, den Bau von Galileo und vor allem seine zivile Kontrolle zu verhindern. In 2004 einigte man sich schließlich darauf, eine weitgehende Kompatibilität vor allem auf der freien L1- bzw. E1-Frequenz herzustellen und gleichzeitig die militärischen Belange der USA nicht zu stören – auch Galileo-Signale sollen durch Jammer in räumlich begrenzten Bereichen so gestört werden können, dass nur noch der Y-Code von GPS empfangbar ist. Die zukünftigen GPS Block III Satelliten werden dazu neben dem derzeit eingesetzten BPSK (Binary Phase Shift Keying) als Modulationsverfahren auf L1 auch BOC(1,1) (Binary Offset Carrier) implementieren. BOC(1,1) ist auf E1 von Galileo das Hauptmodulationsverfahren.

Galileo basiert wie GPS auf einem CDMA-Verfahren und wird durch die damit verbundene Interoperabilität mit GPS zu einer Verdoppelung der für den Nutzer gleichzeitig sichtbaren Satelliten führen. Vor allem in schwierigen Beobachtungssituationen wie hügeligem Gelände, Straßenschluchten in Städten oder schmalen Tälern wird dies zu einer deutlichen Verbesserung der Satellitengeometrie und damit verbunden zu einer Steigerung der erreichbaren Genauigkeit führen.

Derzeit befindet sich Galileo in der Entwicklungs- und Validationsphase. Zwei Testsatelliten (GIOVE-A und -B) befinden sich im All, die ersten vier Galileo-Satelliten sollen 2010 verfügbar sein und eine Lebensdauer von 12 Jahren bieten. Mit dem vollen operationellen Betrieb (FOC) von Galileo ist nach mehreren Verzögerungen und finanziellen Problemen derzeit im Jahre 2013 zu rechnen. Der ursprünglich als sog. Public Private Partnership (PPP) ausgelegte Aufbau des Systems – also eine Kostenteilung in öffentliche und private Mittel – musste 2007 in eine rein öffentliche Finanzierung umgewandelt werden, nachdem die beteiligten Firmen nicht ausreichend Gelder bereitstellen wollten.

Trotz des zivilen Charakters von Galileo wird es nicht vollumfänglich kostenfrei zu nutzen sein, vielmehr sollen eine Reihe von Zusatzdiensten angeboten werden. Neben dem freien Open Service (OS), der ähnlich dem SPS von GPS zu betrachten ist, existiert der Commercial Service (CS), der höhere Genauigkeiten und eine Servicegarantie umfasst. Weiter sind der Public Regulated Service (PRS) für staatliche Einrichtungen wie die Polizei aber auch militärische Anwendungen, der Safety-of-Life (SoL) Service für sicherheitsrelevante Dienste wie die Luftfahrt sowie der Rettungsdienst Search and Rescue (SAR) für die Ortung von Notrufen vorgesehen. Letzterer soll über einen Rückkanal zur Bestätigung des Notrufs verfügen.

Das Referenzsystem von Galileo basiert analog zu GPS auf dem ITRF und wird als Galileo Terrestrial Reference Frame (GTRF) bezeichnet. Die Abweichung zum ITRF soll maximal 3 cm betragen (Hofmann-Wellenhof et al., 2008).

3.2 GPS Beobachtungsmodell

Auf ihrem Ausbreitungsweg zum Empfänger sind die vom GPS Satelliten abgestrahlten Signale vielfältigen Einflüssen unterworfen, die eine Verfälschung des Signals und damit einen Fehler in der Zeit- und Distanzmessung hervorrufen. Zusätzlich zu diesen technisch bzw. physikalisch bedingten Fehlern gibt es aber auch noch künstlich in das System eingeführte Fehler, die unter dem Begriff SA (Selective Availability) zusammengefasst werden können. Letztere wurden vom DoD (Department of Defense) eingeführt, um die Genauigkeit des Systems gezielt zu reduzieren. Dabei wird sowohl der Aussendezeitpunkt des Signals als auch die Satellitenbahndaten (Ephemeriden) verfälscht. SA wurde am 1.5.2000 deaktiviert, so dass es derzeit im operationellen Betrieb keine Rolle spielt.

Betrachtet man zunächst das von einem einzelnen Empfänger gemessene Satellitensignal, so kann man für die Codephasenmessung schreiben

$$R_A^j = \rho_A^j + c\delta^j - c\delta_A + d_{trop} + d_{iono} + d_{orb} + d_{SA} + \varepsilon_{code} + noise_{code} + d_{MPcode} \quad (3.2)$$

mit:	R_A^j	Pseudorange (Code) [m]
	ρ_A^j	geometrische Entfernung Satellit – Empfänger
	c	Lichtgeschwindigkeit
	δ^j	Satellitenuhrfehler (Offset von der GPS Systemzeit)
	δ_A	Empfängeruhrfehler (Offset von der GPS Systemzeit)
	d_{trop}	Distanzfehler (in Ausbreitungsrichtung) verursacht durch Troposphäre
	d_{iono}	Distanzfehler (in Ausbreitungsrichtung) verursacht durch Ionosphäre
	d_{orb}	Distanzfehler verursacht durch Orbitfehler und verbliebenem Satellitenuhrfehler
	d_{SA}	Distanzfehler verursacht durch SA
	ε_{code}	Restfehler der Codemessung
	$noise_{code}$	Empfängerrauschen (Codephase)
	d_{MPcode}	Distanzfehler verursacht durch Mehrwegeausbreitung (Codephase)
	A	Index für den Empfänger A
	j	Index für den Satelliten j

und analog dazu für die Trägerphasenmessung

$$\lambda\Phi_A^j = \rho_A^j + c\delta^j - c\delta_A + \lambda N_A^j + d_{trop} - d_{iono} + d_{orb} + d_{SA} + \varepsilon_{phase} + noise_{phase} + d_{MPphase} \quad (3.3)$$

mit:	Φ_A^j	Pseudorange (Trägerphase) [cycles]
	λ	Wellenlänge der Trägerfrequenz (L ₁ bzw. L ₂)
	N_A^j	ganzzahliges Vielfaches der Trägerwellenlänge (Ambiguity)
	ε_{phase}	Restfehler der Trägerphasenmessung
	$noise_{phase}$	Empfängerrauschen (Trägerphase)
	$d_{MPphase}$	Distanzfehler verursacht durch Mehrwegeausbreitung (Trägerphase).

Diese beiden Größen, also R_A^j und Φ_A^j , stehen neben weiteren Daten wie Dopplermessung, Signal-zu-Rausch Verhältnis (SNR), Satellitenbahndaten (Ephemeriden) und vom Empfänger ermittelten Positionslösungen für die weitere Verarbeitung in einem Computer zur Verfügung. Letztere zählen nicht mehr zu den sog. Rohdaten und werden von DREAMS nicht genutzt.

3.2.1 Fehlereinflüsse

Die vom Empfänger durchgeführten Streckenmessungen zu den einzelnen Satelliten sind von einer Reihe von Fehlerquellen beeinflusst, die teils modelliert, teils durch die Bildung von Differenzen zwischen einzelnen Beobachtungen eliminiert werden können. Im schlechtesten Fall bleiben sie als Fehler erhalten. Im Folgenden werden diese Fehler kurz diskutiert und deren Einfluss auf ein Messsystem wie DREAMS erläutert.

3.2.1.1 Uhrfehler

In diese Fehlerkategorie fallen zweierlei Fehler, Satelliten- und Empfängeruhrfehler. Die Frequenznormale der GNSS-Satelliten sind zwar mit hochgenauen Atomuhren ausgestattet (Cäsium, Rubidium, H-Maser), dennoch kann es zu Gangabweichungen der Satellitenzeitskalen zwischen den an einer Positionslösung beteiligten Satelliten kommen, die korrigiert werden müssen. Uhrkorrekturparameter werden mit den Ephemeriden ausgestrahlt und eliminieren so den Großteil des Satellitenuhrfehlers. Durch Differenzbildung zwischen zwei Empfängern (Single-Difference) entfällt der Satellitenuhrfehler des beobachteten Satelliten vollständig, sofern die Messungen an beiden Stationen annähernd gleichzeitig erfolgen.

Anders sieht es beim Uhrfehler am Nutzerempfänger aus, denn dort werden aus Kostengründen in der Regel nur Quarzoszillatoren verwendet, die deutlich höheren Gangungenauigkeiten unterliegen. Bei der Absolutpositionierung muss dieser Fehler daher in den Beobachtungsgleichungen mitgeschätzt werden. Dies erklärt auch, warum in diesem Falle mindestens 4 Satelliten verfügbar sein müssen: 3 für die zu bestimmenden Koordinaten, einer für den Empfängeruhrfehler. Im differentiellen Betrieb kann der Uhrfehler eines Empfängers auch durch eine Einfachdifferenz zwischen zwei Satelliten (Delta-Difference) aus dem Gleichungssystem entfernt werden.

3.2.1.2 Refraktionen an Ionosphäre und Troposphäre

Von einem GNSS-Satelliten abgestrahlte elektromagnetische Wellen durchlaufen auf ihrem Weg zur Erdoberfläche von etwa 1000 km Höhe bis hinab auf ca. 70 km zunächst den als Ionosphäre bezeichneten Teil der Atmosphäre, treten durch Meso- und Stratosphäre und treffen dort auf die Troposphäre.

In der Ionosphäre verzögern freie Elektronen die Laufzeit der Signale, deren Effekt aber nicht konstant ist. Variationen ergeben sich abhängig von der Tageszeit, Jahreszeit und der Aktivität der Sonnenflecken. Erstellung geeigneter Modelle zur Reduktion von ionosphärischen Fehlern ist aufgrund ihrer Variabilität schwierig. Etabliert hat sich dennoch das Modell von Klobuchar (1986), das mittlerweile durch ein neueres Modell verbessert wurde. Dieses als NeQuick bezeichnete Ionosphärenmodell wird im Rahmen von Galileo eingesetzt und dort insbesondere für die Korrektur von Einfrequenz-Messungen empfohlen (Arbesser-Rastburg, 2006). Stehen Zweifrequenz-Empfänger zur Verfügung, können Ionosphärenfehler durch den unterschiedlichen Einfluss auf Phasen- und Gruppenlaufzeit der beiden Frequenzen eliminiert werden.

Für die Korrektur von Laufzeitverzögerungen in der für Frequenzen des L-Bandes nicht dispersiven Troposphäre wurden über die Jahre eine Reihe unterschiedlicher Modelle veröffentlicht. Diesen Modellen gemein ist die Auftrennung der Verzögerung in trockenen und feuchten Anteil und findet sich zuerst im sog. Hopfield-Modell (Hopfield, 1977). Der trockene Anteil wird von allen Modellen ähnlich abgebildet, Unterschiede ergeben sich in erster Linie bei der Berechnung des feuchten Anteils. Hierfür ist die Kenntnis von Temperaturen, Luftdruck, Wasserdampfgehalt sowie der jeweiligen Meereshöhe am Beobachtungspunkt erforderlich, die z.B. durch eine Wetterstation gemessen werden können. Der trockene Anteil ist für etwa 90% der gesamten Verzögerung verantwortlich und hängt in erster Linie vom Luftdruck ab. Dagegen ist der feuchte Anteil zeitlich und räumlich schnell veränderlich, was wiederum durch die aktuelle Wasserdampfverteilung in der Atmosphäre bedingt ist. Die gesamte Verzögerung kann bei niedrigen Elevationen bis zu 25 m betragen (Blomenhofer, 1996).

In kleinräumigen Anwendungen bis ca. 10 km Basislinienlänge können atmosphärische Effekte durch Differenzbildung zwischen den beteiligten Empfängern weitestgehend vernachlässigt werden, so dass auch Einfrequenzempfänger für hochpräzise Anwendungen wie die Deformationsüberwachung ohne große Einschränkungen eingesetzt werden können. Grundsätzlich sind jedoch Satelliten mit niedrigen Elevationen deutlich stärker von insbesondere troposphärischen Einflüssen betroffen, was aus dem längeren Signalweg durch die niedere Atmosphäre resultiert. Vor allem bei großer Höhenabweichung einzelner Stationen sollte diesbezüglich eine Modellierung stattfinden. Als Beispiel sei hier die Überwachung von hohen Bauwerken oder entsprechendes Gelände mit großen Höhenunterschieden (z.B. Vulkankegel) genannt. Weiterführende detaillierte Informationen zur Problematik atmosphärischer Fehler finden sich z.B. in Schüler (2001) und Blomenhofer (1996).

3.2.1.3 Orbitfehler

Die Orbits der GNSS-Satelliten werden dem Nutzerempfänger über die Navigationsnachricht bekannt gemacht. Exakte Bahndaten sind eine wichtige Voraussetzung für eine genaue Positionsbestimmung und werden daher in der Regel im Abstand von 2 Std. auf den aktuellen Stand gebracht. Beachtet werden muss dabei, dass es sich bei diesen Daten um eine Prädiktion des tatsächlichen Orbitverlaufs handelt, der aufgrund von äußeren Einflüssen entsprechenden Abweichungen unterworfen ist. Laut Parkinson und Spilker (1996) ist über einen Zeitraum von 24 Std. aufgrund von Prädiktionsfehlern mit einer Ablage von ca. 2,1 m zu rechnen.

Broadcast-Ephemeriden – also die für die Echtzeitpositionierung vom GNSS-Satelliten ausgestrahlten Bahndaten – werden mit einer Genauigkeit von ca. 1 m angenommen, bedeutend genauere Orbit-Daten erhält man für das Postprocessing aus den Bahnbeobachtungen des IGS-Netzes. Hier ist derzeit eine Abweichung vom realen Bahnverlauf von etwa 5 cm erreichbar. Für den differentiellen Betrieb spielen Orbitfehler keine Rolle und werden durch die Bildung einer Single-Difference aus der Beobachtungsgleichung eliminiert.

3.2.1.4 Selective Availability

Fehler durch Selective Availability spielen heute nach Deaktivierung der künstlichen Verschlechterung von Bahn- und Satellitenuhrparametern keine Rolle mehr und werden hier nur noch der Vollständigkeit halber erwähnt. Für die Auswertung von Daten im Zeitraum 1990 – 2000 sind diese Fehler jedoch relevant und können lediglich durch den Einsatz differentieller Auswerteverfahren weitgehend ausgeschaltet werden.

3.2.1.5 Relativistische Effekte

Satellitenavigationssysteme sind relativistischen Einflüssen ausgesetzt, die insbesondere für Präzisionsanwendungen nicht vernachlässigbar sind (Ashby und Spilker, 1996). Zu diesen Einflüssen zählen Effekte auf den Satellitenorbit, die durch Störbeschleunigungen verursacht werden (Zhu und Groten, 1988), Unterschiede im Gravitationspotential am Empfänger bzw. Satelliten sowie die hohe Geschwindigkeit der Satelliten, die zu einer Verschiebung der Grundfrequenz im Oszillator des Satelliten führen. Letztgenannter Effekt kann durch geringfügige Verstimmung des Oszillators wieder ausgeglichen werden. Einflüsse auf das Satellitensignal selbst führen zu einem maximalen Fehler in der Streckenmessung von 18,6 mm (Hofmann-Wellenhof, 2008), bei Nutzung von DGNS reduziert er sich auf 0,001 ppm (Zhu und Groten, 1988).

Darüber hinaus wird der sog. Sagnac-Effekt zu den relativistischen Einflüssen gezählt, obwohl er eigentlich ein durch die Erdrotation verursachtes Phänomen ist. Die unterschiedliche Absolutgeschwindigkeit von Satelliten und GNSS-Empfänger ist für diesen Effekt verantwortlich und führt zu einem kumulierenden Fehler an der Empfängeruhr. Pro Stunde beträgt der Streckenfehler etwa 10 cm (Hofmann-Wellenhof, 2008). Korrigiert wird er durch Anbringung der jeweiligen Erdrotation am Nutzer.

Vom Sagnac-Effekt abgesehen – der in jedem Fall funktional zu beheben ist –, können die übrigen relativistischen Einflüsse durch DGNS-Verfahren größtenteils eliminiert werden.

3.2.1.6 Empfängerrauschen

Eine wichtige Größe zur Qualitätsbeurteilung eines GNSS-Receiver ist dessen Rauschverhalten. Nach Eissfeller (1997) setzt sich das Empfängerrauschen aus thermischem Rauschen – verursacht durch internes Bauteilrauschen und externes Umgebungsrauschen – und Oszillatorrauschen zusammen, welches sich als stochastischer Prozess des verwendeten Oszillators modellieren lässt. Beide Rauscharten können als weißes Rauschen angesehen werden und hängen stark vom implementierten Korrelatortyp des Empfängers ab.

Empfängerrauschen kann weder durch mathematische Modelle korrigiert noch durch differentielle Verfahren eliminiert werden und stellt deshalb für ein Messsystem, welches ansonsten ohne weitere Fehlereinflüsse sei, den limitierenden Faktor bei der maximal erreichbaren Genauigkeit dar. Weitere Details zum Empfängerrauschen und zum Genauigkeitspotential finden sich in Kapitel 3.3.

3.2.1.7 Mehrwegefehler

Erreicht eine von einem Sender abgestrahlte elektromagnetische Welle nicht nur auf direktem Pfad den Empfänger, sondern wird sie an einem Objekt reflektiert, spricht man von Mehrwegeausbreitung. Das Signal erreicht dann auch über einen indirekten Pfad den Empfänger und führt zur Verfälschung der Laufzeitmessung zum GNSS-Satelliten. Dieser Fehler beeinflusst gerade hochpräzise Messungen sehr stark, kann nicht durch DGNS eliminiert werden und bedarf daher ausführlicher Betrachtung. Kapitel 4 beschäftigt sich mit theoretischen Grundlagen, Detektions- und Korrekturmöglichkeiten.

3.2.1.8 Fehlerbudget

Für die weiteren Überlegungen ist es hilfreich, die Bedeutung der einzelnen Fehler im Beobachtungsmodell abschätzen zu können. In Tabelle 3.2 sind die Größenordnungen der relevanten Fehler zusammengestellt. Es handelt sich dabei um typische Werte, Maximalwerte können teilweise deutlich darüber liegen. Aus den Einzelfehlern lässt sich ein Gesamtfehler für die Streckenmessung zu einem Satelliten berechnen, der sog. UERE (User Equivalent Range Error):

$$\sigma_{\text{UERE}} = \sqrt{\sigma_{\delta^j}^2 + \sigma_{\delta_A}^2 + \sigma_{\text{trop}}^2 + \sigma_{\text{iono}}^2 + \sigma_{\text{orb}}^2 + \sigma_{\text{SA}}^2 + \sigma_{\epsilon}^2 + \sigma_{\text{noise}}^2 + \sigma_{\text{MP}}^2} \quad (3.4)$$

Tabelle 3.2: GPS-Fehler und ihre Größenordnung
[Quelle: Langley (1997), Hofmann-Wellenhof (2008)]

	Codephase	Trägerphase	Elimination durch DGPS
Ephemeriden	2,1 m	2,1 m	ja (einfache, doppelte Differenzen)
Satellitenuhr	2,1 m	2,1 m	ja (einfache, doppelte Differenzen)
Troposphäre	0,7 m	0,7 m	ja (kleinräumig)
Ionosphäre	4,0 m	4,0 m	ja (kleinräumig)
SA	24 m	24 m	ja
Empfängerrauschen	1 – 3 m	0,1 – 3 mm	nein ²
Mehrweg	1,4 m ³	< 4,8 cm	nein ²

Verwendet man für die Bestimmung einer Position nur einen Empfänger, benutzt also kein differentielles Verfahren, dann wirken sich alle in den Beobachtungsgleichungen enthaltenen Fehler voll auf die Positionierung aus. Bedient man sich jedoch einer differentiellen Methode (einfache oder doppelte Differenzen), so fallen einige der in den Beobachtungsgleichungen enthaltenen Fehler heraus. Diese Möglichkeiten sollen im Folgenden beschrieben werden.

3.2.2 Kombinationen von Beobachtungen

Nach der Beschreibung der direkten Messgrößen beschäftigt sich dieses Kapitel mit einer Übersichtsdarstellung abgeleiteter Größen aus den beiden Basisbeobachtungen Code- und Trägerphase sowie deren Bedeutung für die Reduktion von Fehlereinflüssen.

3.2.2.1 Einfache Differenz

Zur Elimination des Satellitenuhrfehlers kann eine Differenzbildung zwischen Beobachtungen zweier Empfänger zu einem Satelliten erfolgen, die sog. Single-Difference.

Die einfache Differenz der Codephase ergibt sich aus (3.2) zu:

² Verdoppelung der Fehler durch Bildung doppelter Differenzen

³ Korrelatorabhängig, bei Standardkorrelator bis 140 m, Narrow-Correlator bis 15 m (Werner, 1999)

$$\begin{aligned}\Delta R_{AB}^j &= R_A^j - R_B^j \\ &= \rho_{AB}^j - c\delta_{AB}^j + d_{tropAB}^j + d_{ionoAB}^j + d_{SAAB}^j + \varepsilon_{codeAB}^j + noise_{codeAB}^j + d_{MPcodeAB}^j\end{aligned}\quad (3.5)$$

mit: A, B Indizes für die Empfänger A und B

Für die Trägerphase erhält man die äquivalente Differenz aus (3.3) zu:

$$\begin{aligned}\lambda\Delta\Phi_{AB}^j &= \lambda\Phi_A^j - \lambda\Phi_B^j \\ &= \rho_{AB}^j - c\delta_{AB}^j + \lambda N_{AB}^j + d_{tropAB}^j - d_{ionoAB}^j + d_{SAAB}^j + \varepsilon_{phaseAB}^j + noise_{phaseAB}^j + d_{MPphaseAB}^j\end{aligned}\quad (3.6)$$

Neben dem Fehler der Satellitenuhr ist auch der Orbitfehler entfallen. Fehler durch ionosphärische Refraktionen können für kleinräumige Anwendungen vernachlässigt werden, was auch für die S/A-Fehler gilt. Troposphärenfehler können für kurze Basislinien unter etwa 10 km Länge ebenfalls vernachlässigt werden, sofern keine zu großen Höhenunterschiede zwischen den einzelnen Stationen vorhanden sind oder ungünstige Wetterlagen auftreten. Ansonsten müssten Troposphäreneinflüsse modelliert werden.

(3.5) und (3.6) vereinfachen sich dann zu

$$\Delta R_{AB}^j = \rho_{AB}^j - c\delta_{AB}^j + \varepsilon_{codeAB}^j + noise_{codeAB}^j + d_{MPcodeAB}^j\quad (3.7)$$

$$\lambda\Delta\Phi_{AB}^j = \rho_{AB}^j - c\delta_{AB}^j + \lambda N_{AB}^j + \varepsilon_{phaseAB}^j + noise_{phaseAB}^j + d_{MPphaseAB}^j\quad (3.8)$$

3.2.2.2 Doppelte Differenz

Eine der am häufigsten bei DGNS in der Praxis eingesetzten Kombinationen der Beobachtungsgrößen ist die doppelte Differenz (Double-Difference) zwischen je zwei Satelliten und Empfängern. Auch für das Deformationsüberwachungssystem DREAMS stellt diese Größe die Basis bei der Bestimmung der Verschiebungsvektoren der überwachten Positionen dar.

Für die Codephasenmessung bildet man die Differenz aus (3.2) zu:

$$\begin{aligned}\nabla\Delta R_{AB}^{jk} &= \Delta R_{AB}^j - \Delta R_{AB}^k \\ &= \rho_{AB}^{jk} + d_{tropAB}^{jk} + d_{ionoAB}^{jk} + \varepsilon_{codeAB}^{jk} + noise_{codeAB}^{jk} + d_{MPcodeAB}^{jk}\end{aligned}\quad (3.9)$$

mit: A, B Indizes für die Empfänger A und B
j, k Indizes für die Satelliten j und k

Die Differenz für die Trägerphasenmessung findet man analog mit (3.3):

$$\begin{aligned}\lambda\nabla\Delta\Phi_{AB}^{jk} &= \lambda\Delta\Phi_{AB}^j - \lambda\Delta\Phi_{AB}^k \\ &= \rho_{AB}^{jk} + \lambda N_{AB}^{jk} + d_{tropAB}^{jk} - d_{ionoAB}^{jk} + \varepsilon_{phaseAB}^{jk} + noise_{phaseAB}^{jk} + d_{MPphaseAB}^{jk}\end{aligned}\quad (3.10)$$

Nimmt man jetzt wieder – was bei kleinräumigen Anwendungen näherungsweise gilt – die Troposphären- und Ionosphärenfehler für beide Stationen gleich an, so reduzieren sich (3.9) und (3.10) zu:

$$\nabla\Delta R_{AB}^{jk} = \rho_{AB}^{jk} + \varepsilon_{codeAB}^{jk} + noise_{codeAB}^{jk} + d_{MPcodeAB}^{jk} \quad (3.11)$$

$$\lambda\nabla\Delta\Phi_{AB}^{jk} = \rho_{AB}^{jk} + \lambda N_{AB}^{jk} + \varepsilon_{phaseAB}^{jk} + noise_{phaseAB}^{jk} + d_{MPphaseAB}^{jk} \quad (3.12)$$

Resultierende Fehler sind dann noch der kombinierte Mehrwegefehler, ein Restfehler der Code- bzw. Trägerphasenmessung sowie das Empfängerrauschen, dessen Wert sich durch die Bildung der doppelten Differenz verdoppelt hat.

Damit wird deutlich, warum bei der Verwendung von DGPS Mehrweg die Hauptfehlerquelle ist, die das potentiell vorhandene Genauigkeitspotential erheblich reduziert. Nicht ganz unproblematisch ist bei doppelten Differenzen die Kopplung zweier Empfänger bzw. Satelliten, die es nicht erlaubt, eine eindeutige Aussage über die von Mehrweg betroffene Satelliten-Empfänger Kombination zu treffen. Hier kann als Alternative aber ergänzend die nachfolgend beschriebene Code-/Phasendifferenz eingesetzt werden.

3.2.2.3 Differenz C/A-Code – L₁-Phase

Ein erster Ansatz zur Reduzierung von Fehlereinflüssen stellt die Bildung einer Differenz zwischen dem auf L1 übertragenem C/A-Code und der L1-Phase dar.

Dabei erhält man zunächst mit (3.2) und (3.3)

$$\begin{aligned} R_A^j - \lambda\Phi_A^j &= 2d_{iono} + \varepsilon_{code} + noise_{code} + d_{MPcode} \\ &\quad - \lambda N_A^j - \varepsilon_{phase} - noise_{phase} - d_{MPphase} \end{aligned} \quad (3.13)$$

Weiter macht man sich die Tatsache zunutze, dass der Rauschanteil auf der Trägerphase um Größenordnungen geringer ist als auf der Codephase. Laut Tabelle 3.2 und den Ergebnissen aus Kapitel 3.3 liegt er auf der Trägerphase im Bereich von Sub-Millimeter bis zu wenigen Millimetern. Selbst bei vorhandenem Mehrweg übersteigt er 5 cm nicht, solange die Amplitude der Mehrwegesignale nicht die des ohne Umweg empfangenen Signals übersteigt. Dagegen zeigt die Codephase Rauschen in der Größenordnung von einigen Metern bis 10 m.

Vernachlässigt man Rauschen, Mehrwegeeffekte und Restfehler auf der Phase, so kann man für (3.13) schreiben

$$R_A^j - \lambda\Phi_A^j = 2d_{iono} + \varepsilon_{code} + noise_{code} + d_{MPcode} - \lambda N_A^j \quad (3.14)$$

wobei dann lediglich Ionosphäreneinflüsse und ein Bias, der der ganzzahligen Phasenmehrdeutigkeit entspricht, verbleiben. Ionosphärenfehler gehen jetzt jedoch mit dem Faktor 2 in die Gleichung ein und führen zu einer Drift im Datenmaterial, die entweder durch die Bestimmung des Ionosphärenfehlers mit Hilfe von Zweifrequenzmessungen korrigiert werden kann oder alternativ durch die Berechnung einer Driftfunktion. Die Phasenmehrdeutigkeit kann subtrahiert werden, um ein stationäres Signal zu erhalten.

Diese Methode hat den Vorteil, dass jeweils ein Satellit an einem einzelnen Empfänger betrachtet wird. Es sind also weder 2 Satelliten noch 2 Empfänger zur Berechnung der Differenz notwendig.

Die Anwendungsmöglichkeiten dieser Technik werden in Kapitel 4.2.1 erläutert.

3.2.2.4 Epochendifferenz C/A-Code – L₁-Phase

Die Differenz nach (3.13) wird zusätzlich zwischen 2 Epochen gebildet. Man erhält dann:

$$\begin{aligned} \delta(R_A^j - \lambda\Phi_A^j) &= (R_A^j - \lambda\Phi_A^j)_k - (R_A^j - \lambda\Phi_A^j)_{k-1} \\ &= (2d_{iono} + \varepsilon_{code} + noise_{code} + d_{MPcode} - \lambda N_A^j)_k \\ &\quad - (2d_{iono} + \varepsilon_{code} + noise_{code} + d_{MPcode} - \lambda N_A^j)_{k-1} \end{aligned} \quad (3.15)$$

mit: δ Epochendifferenz (Differenz der Messwerte zwischen zwei Zeitpunkten)

Rauschanteile und Restfehler auf der Trägerphase wurden wie bereits oben erläutert wegen Geringfügigkeit weggelassen. Als weiterer positiver Aspekt fällt der durch die Ambiguity der Trägerphase verursachte Bias nach der Differenzbildung heraus. Allerdings gilt dies nur für 2 Epochen zwischen denen kein Cycle-slip aufgetreten ist. Resultierende Fehler sind demzufolge Mehrweg und Rauschen auf dem C/A-Code. Beachtet werden muss, dass das Rauschen durch die Bildung der Epochendifferenz ca. 1,4 mal größer ist als bei Betrachtung einer einzelnen Epoche, da die Varianzen der beiden Epochen addiert werden. Treten keine Cycle-slips auf, so schreibt sich (3.15):

$$\begin{aligned} \delta(R_A^j - \Phi_A^j) &= (2d_{iono} + \varepsilon_{code} + noise_{code} + d_{MPcode})_k \\ &\quad - (2d_{iono} + \varepsilon_{code} + noise_{code} + d_{MPcode})_{k-1} \end{aligned} \quad (3.16)$$

3.2.2.5 Fehlerbudget der Kombinationen

Tabelle 3.3 zeigt eine Übersicht der durch die jeweilige Beobachtungskombination eliminierten Fehler.

Doppelte Differenzen der Trägerphase stellen die wichtigste abgeleitete Größe für Navigations- oder Positionierungsanwendungen höchster Genauigkeit dar. Bei der Untersuchung von Mehrwegeeffekten haben sie jedoch im Gegensatz zu einfachen Differenzen oder Code-Phase Kombinationen den entscheidenden Nachteil, dass nur Mehrwegeeffekte eines Paares von Satelliten betrachtet werden können und nicht ein einzelner Satellit. Als Vorteil kann jedoch gelten, dass die Empfänger im Gegensatz zur Single-Difference keinen gemeinsamen Oscillator (Clock) benötigen bzw. für jeden Empfänger ein Frequenznormal eingesetzt werden müsste, um zusätzlich den Empfängeruhrfehler zu eliminieren und Mehrweg damit überhaupt erst sichtbar zu machen.





3.3 Genauigkeitspotential

Um eine Aussage darüber treffen zu können, welche Genauigkeit Positionslösungen einzelner Stationen erreichen werden, ist die Kenntnis des Empfängerrauschens und dabei insbesondere die des Phasenrauschens notwendig. Unter der Annahme, Mehrweg trete an den beiden Empfängern einer fiktiven Basislinie nicht auf, kann das Messrauschen eines Empfängers auf zwei Arten bestimmt werden. Zum einen über die sog. Zero-Baseline, also einer Basislinie zwischen zwei realen Empfängern, die jedoch an einer gemeinsamen Antenne betrieben werden und daher eine Basislinie der Länge 0 besitzen. Zum anderen über die Messung auf einer realen Basislinie möglichst geringer Länge mit zwei Empfängern und zwei separaten Antennen.

Tabelle 3.3: GPS-Fehler bei Beoberkungskombinationen

	Satellitenuhr	Empfängeruhr	Troposphäre	Ionosphäre	Orbit	SA	Restfehler _{code}	Rauschen _{code}	Mehrweg _{code}	Restfehler _{phase}	Rauschen _{phase}	Mehrweg _{phase}
C/A-Code	X	X	X	X	X	X	X	X	X			
L ₁ -Phase	X	X	X	X	X	X				X	X	X
Single-Difference Code		1,4					1,4	1,4	1,4			
Single-Difference Phase		1,4								1,4	1,4	1,4
Double-Difference Code							2	2	2			
Double-Difference Phase										2	2	2
C/A-Code – L ₁ -Phase				2			X	X	X			
Epochendiff. C/A-Code – L ₁ -Phase							X	X	X			

Legende:

	Fehler vorhanden
	Fehler um angegebenen Faktor vergrößert
	Fehler reduziert und vernachlässigbar
	Fehler eliminiert

In einem umfangreichen Vergleich verschiedener geodätischer Empfänger hat Bona (2000) auf einer Zero-Baseline das Messrauschen von Code- und Phasenmessungen ermittelt. Laut Langley (1997) ist die Verwendung eines Zero-Baseline Tests zur Bestimmung der Rauschanteile jedoch problematisch, weil im Gegensatz zu einer normalen Basislinienbeobachtung nur eine Antenne in den Test involviert ist und zudem Einflüsse des Vorverstärkers der Antenne (LNA) entfallen und letztlich zu einer überoptimistischen Einschätzung des Rauschverhaltens führen. Dem halten Bona und Tiberius (2000) durch Untersuchungen auf einer kurzen Basislinie mit zwei separaten Empfängern entgegen, dass dies zwar dem realen Szenario am ehesten entspreche, Einflüsse beispielsweise aufgrund von Mehrweg wiederum zu einer Verfälschung führen. Darüber hinaus würde im Falle einer Zero-Baseline durch das Splitten des Signals auf zwei Empfänger die Signalleistung halbiert. In der Summe sind die Unterschiede zwischen Zero-Baseline und kurzer Basislinie empfangenabhängig und weichen nicht zu stark voneinander ab.

Eigene Untersuchungen wurden für Empfänger der Firma NovAtel durchgeführt, die bei der Entwicklung und Tests von DREAMS in erster Linie zum Einsatz kamen. Dazu wurden auf einer kurzen Basislinie über einen Zeitraum von etwa einer Stunde Daten aufgezeichnet und anschließend ausgewertet. Exemplarisch zeigt Bild 3.1 den Verlauf der doppelten Differenz der Trägerphasenmessung für zwei Satelliten mit unterschiedlicher Elevation. Referenzsatellit ist PRN11 mit einer Elevation von ca. 85°. Deutlich zu erkennen ist das höhere Rauschen für den tiefer stehenden Satelliten. In beiden Plots wurden Mehrwegeeffekte analog zum in Kapitel 4.5.2 beschriebenen Verfahren entfernt.

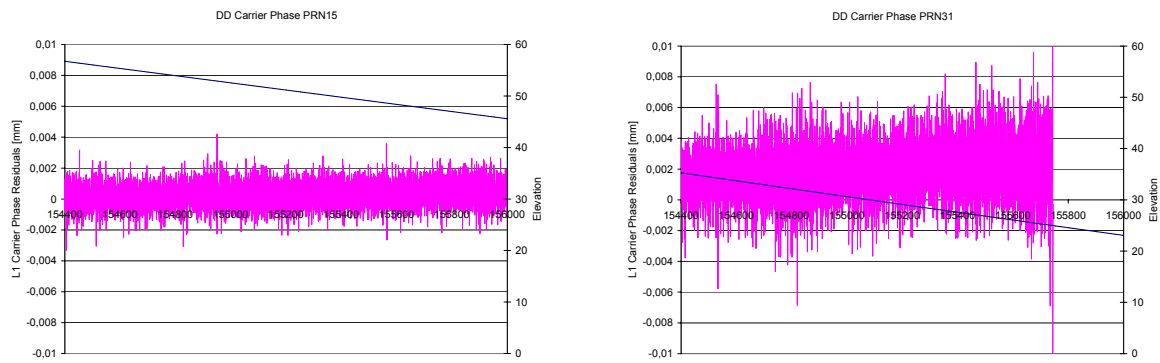


Bild 3.2: Doppelte Differenz Trägerphase NovAtel Millennium
(links PRN15, 50° Elevation; rechts PRN31, 30° Elevation)

Aufgrund der Fehlerfortpflanzung nimmt bei der Bildung einfacher Differenzen das Messrauschen von 1σ für eine einzelne Streckenmessung zu auf

$$\sigma_{SD} = \sqrt{\sigma^2 + \sigma^2} \approx 1,4\sigma \quad (3.17)$$

Bei der Nutzung doppelter Differenzen erhöht es sich weiter auf

$$\sigma_{DD} = \sqrt{\sigma^2 + \sigma^2 + \sigma^2 + \sigma^2} = 2\sigma \quad (3.18)$$

Die doppelten Differenzen des NovAtel-Empfängers weisen Standardabweichungen von 0,9 mm (PRN15) bzw. 1,8 mm (PRN31) auf. Das Phasenrauschen liegt damit mit (3.18) bei etwa 0,5 – 1 mm. Tabelle 3.4 fasst die Messwerte für verschiedene Empfänger zusammen.

Tabelle 3.4: Empfängerrauschen L1-Trägerphasenmessung für verschiedene Empfänger
[NovAtel: eigene Messungen; übrige Empfänger: Bona und Tiberius, 2000]

Empfänger	Phasenrauschen L1 (hohe Elevation) [mm]	Phasenrauschen L1 (niedrige Elevation) [mm]
Ashtech Z-XII	0,1	0,3
JPS Legacy ⁴	1,2	2,5
Leica SR 530	0,5	0,7
Trimble 4000 SSi	0,1	0,3
NovAtel MiLLennium	0,5	1,0

Das Empfängerrauschen hängt wesentlich von der Signalstärke des am Empfänger ankommenden Signals ab, die Signalstärke wiederum von der Elevation des jeweiligen Satelliten. Aufgrund des größeren Signalwegs haben Satelliten mit geringer Elevation einen geringeren Signal-zu-Rausch Abstand und weisen damit ein höheres Messrauschen auf.

⁴ Das hohe Phasenrauschen der JPS-Empfänger verwundert auf den ersten Blick, hängt aber wohl damit zusammen, dass dieser Empfänger entsprechend eigener Beobachtung im Grundzustand mit nicht optimierten Parametern arbeitet. Durch vielfältige Optionen können Javad-Empfänger – aber auch Empfänger anderer Hersteller – speziell an ihren jeweiligen Einsatzzweck angepasst werden. An dieser Stelle sei auch auf den Ausblick dieser Arbeit verwiesen

Dies ist mit ein Grund, warum üblicherweise niedrig stehende Satelliten unterhalb einer vorgegebenen Elevationsmaske aus der Positionslösung herausgenommen werden.

Auf Basis des jetzt bekannten minimalen Empfängerrauschens kann eine Abschätzung für den zu erwartenden Fehler der Positionslösung vorgenommen werden. Dazu bedient man sich der sog. DOP-Werte (Dilution of Precision), die ein Maß für die Satellitengeometrie über der Nutzerposition darstellen. Niedrige DOPs ergeben sich dabei für große Volumina des aus Empfänger- und Satellitenpositionen aufgespannten Tetraeders.

Zur Bestimmung der DOPs wird zunächst nach der üblichen Linearisierung der Beobachtungsgleichungen analog zu einer Singlepoint-Positionierung die Designmatrix

$$H = \begin{bmatrix} a_{X_i}^1(t) & a_{Y_i}^1(t) & a_{Z_i}^1(t) & -c \\ a_{X_i}^2(t) & a_{Y_i}^2(t) & a_{Z_i}^2(t) & -c \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{X_i}^n(t) & a_{Y_i}^n(t) & a_{Z_i}^n(t) & -c \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

mit

$$\begin{aligned} a_{X_i}^j(t) &= -\frac{X^j(t) - X_{i_0}}{\rho_{i_0}^j(t)} \\ a_{Y_i}^j(t) &= -\frac{Y^j(t) - Y_{i_0}}{\rho_{i_0}^j(t)} \\ a_{Z_i}^j(t) &= -\frac{Z^j(t) - Z_{i_0}}{\rho_{i_0}^j(t)} \end{aligned} \quad (3.20)$$

aufgestellt. X^j , Y^j , Z^j sind dabei die Koordinaten des Satelliten j , X_{i_0} , Y_{i_0} , Z_{i_0} die Koordinaten des Empfängers i und $\rho_{i_0}^j$ die Distanz Satellit – Empfänger.

Mit der Kofaktormatrix

$$Q_X = (H^T H)^{-1} = \begin{bmatrix} q_{XX} & q_{XY} & q_{XZ} & q_{Xt} \\ q_{XY} & q_{YY} & q_{YZ} & q_{Yt} \\ q_{XZ} & q_{YZ} & q_{ZZ} & q_{Zt} \\ q_{Xt} & q_{Yt} & q_{Zt} & q_{tt} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

ist der PDOP bestimmbar zu

$$PDOP = \sqrt{q_{XX} + q_{YY} + q_{ZZ}} \quad (3.22)$$

und über die Rotationsmatrix

$$R = \begin{bmatrix} -\sin \varphi \cos \lambda & -\sin \varphi \sin \lambda & \cos \varphi \\ -\sin \lambda & \cos \lambda & 0 \\ \cos \varphi \cos \lambda & \cos \varphi \sin \lambda & \sin \varphi \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

zur Transformation in ein lokales NEU (North-East-Up)-Koordinatensystem mit Breitengrad φ und Längengrad λ sowie

$$Q_x = RQ_x^*R^T = \begin{bmatrix} q_{nn} & q_{ne} & q_{nu} \\ q_{ne} & q_{ee} & q_{eu} \\ q_{nu} & q_{eu} & q_{uu} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

und

$$Q_x^* = \begin{bmatrix} q_{xx} & q_{xy} & q_{xz} \\ q_{xy} & q_{yy} & q_{yz} \\ q_{xz} & q_{yz} & q_{zz} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

erhält man schließlich den horizontalen und vertikalen DOP zu

$$HDOP = \sqrt{q_{nn} + q_{ee}} \quad (3.26)$$

$$VDOP = \sqrt{q_{uu}} \quad (3.27)$$

Weiter ergibt sich die Standardabweichung der Position zu

$$\sigma_{pos} = PDOP \cdot \sigma_{UERE} \quad (3.28)$$

Äquivalent gilt für die horizontale bzw. vertikale Komponente

$$\sigma_{hor} = HDOP \cdot \sigma_{UERE} \quad (3.29)$$

$$\sigma_{ver} = VDOP \cdot \sigma_{UERE} \quad (3.30)$$

Optimale DOPs liegen etwa bei 1,0, können jedoch aufgrund von Abschattungen durch Gebäude oder Gelände, temporär ungünstiger Satellitengeometrie, wegen Entfernung mehrwegebehafteter Satelliten aus der Positionslösung oder dem generellen Ausschluss von Satelliten mit niedriger Elevation zur Vermeidung hohen Messrauschens bis in den zweistelligen Bereich ansteigen. Die damit verbundenen Standardabweichungen der Positionslösung steigen dann bis in den Zentimeterbereich an.

3.4 DREAMS Positionierungsmodell

Maximale Genauigkeit erreicht GNSS nur im differentiellen Betrieb, wo eine Reihe von Fehlern eliminiert werden können oder nur eine untergeordnete Rolle spielen. Für die Anwendung in DREAMS werden ein oder mehrere Punkte als Referenzstationen verwendet. Durch a priori Kenntnis der Punktkoordinaten kann ein Messpunkt (Monitorstation) mit bis zu Sub-Millimeter Genauigkeit bestimmt werden. Abhängig ist die maximal erreichbare Qualität der Positionslösung nicht zuletzt auch davon, ob der Messpunkt statisch – also absolut ohne oder nur mit sehr langsamen Bewegungen beaufschlagt – ist oder sich in einem kinematischen Szenario befindet. Dabei muss man unterscheiden, ob die Dynamik der Bewegung nur kleinräumig – wie z.B. auf einem Brückenbauwerk – oder großräumig stattfindet, wie dies bei einem bewegten Objekt (z.B. Fahrzeug) der Fall wäre. Statische Szenarien erlauben eine Reihe weitgehender Filter- und Glättungsmöglichkeiten, womit die bei DGNS dominanten Fehler wie Mehrwegeeffekte oder Empfängerrauschen abhängig von der Zeitkonstante des Filters nahezu beliebig gegen 0 reduziert werden können. Positionsänderungen werden damit aber ebenso weggefiltert, was für kinematische Anwendungen offensichtlich nicht adäquat ist. Hier kommt es ja gerade auf die kurzfristige Detektion und Abbildung der Änderung an.

Um auch für dynamische Objekte wie Brücken mit ihren Eigenfrequenzen bzw. durch Fahrzeuge induzierten Verformungen möglichst unverfälschte Deformationsverläufe zu erhalten, sind Mehrwegeeffekte mit geeigneten Verfahren zu beseitigen. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde eine Korrekturmethode entwickelt, die speziell für hochfrequente Punktbewegungen mit geringen Amplituden eingesetzt werden kann und dennoch die volle Dynamik abzubilden vermag. Details finden sich in Kapitel 4.5.2.

Ausgangspunkt des in DREAMS verwendeten Positionierungsmodells sind doppelte Differenzen der Trägerphase nach (3.12). Lässt man in der Darstellung die noch enthaltenen Fehler wie Mehrwegeeinflüsse oder Empfängerrauschen weg, so erhält man vereinfachend

$$\nabla\Delta\Phi_{AB}^{jk}(t) = \frac{1}{\lambda} \nabla\Delta\rho_{AB}^{jk}(t) + \nabla\Delta N_{AB}^{jk} \quad (3.31)$$

Dabei gilt für die jeweiligen Terme

$$\nabla\Delta\Phi_{AB}^{jk}(t) = \Phi_B^k(t) - \Phi_B^j(t) - \Phi_A^k(t) + \Phi_A^j(t) \quad (3.32)$$

$$\nabla\Delta\rho_{AB}^{jk}(t) = \rho_B^k(t) - \rho_B^j(t) - \rho_A^k(t) + \rho_A^j(t) \quad (3.33)$$

$$\nabla\Delta N_{AB}^{jk} = N_B^k - N_B^j - N_A^k + N_A^j \quad (3.34)$$

und für die Streckendifferenz Empfänger B (also Monitorstation) – Satellit

$$\rho_B^j(t) = \sqrt{(X^j(t) - X_B(t))^2 + (Y^j(t) - Y_B(t))^2 + (Z^j(t) - Z_B(t))^2} \quad (3.35)$$

$$\rho_B^k(t) = \sqrt{(X^k(t) - X_B(t))^2 + (Y^k(t) - Y_B(t))^2 + (Z^k(t) - Z_B(t))^2} \quad (3.36)$$

mit: X^j, Y^j, Z^j WGS-84 Koordinaten des Satelliten j
 X^k, Y^k, Z^k WGS-84 Koordinaten des Satelliten k
 X_B, Y_B, Z_B WGS-84 Koordinaten des Empfängers B

Die in (3.35) und (3.36) enthaltenen Koordinaten des Empfängers B , also die gesuchten Koordinaten, sind durch Lösung eines nichtlinearen Gleichungssystems bestehend aus allen Beobachtungen nach (3.31) gegeben. Durch Einsetzen einer Näherungsposition für die Station B kann dieses Gleichungssystem linearisiert werden.

Nach Entwicklung von (3.35) in eine Taylor-Reihe um die Näherungsposition von B und Abbruch nach den linearen Termen erhält man

$$\rho_B^j(t) = \rho_{B0}^j(t) - \frac{X^j(t) - X_{B0}}{\rho_{B0}^j(t)} \Delta X_B - \frac{Y^j(t) - Y_{B0}}{\rho_{B0}^j(t)} \Delta Y_B - \frac{Z^j(t) - Z_{B0}}{\rho_{B0}^j(t)} \Delta Z_B \quad (3.37)$$

mit

$$\rho_{B0}^j(t) = \sqrt{(X^j(t) - X_{B0})^2 + (Y^j(t) - Y_{B0})^2 + (Z^j(t) - Z_{B0})^2} \quad (3.38)$$

mit: X_{B0}, Y_{B0}, Z_{B0} Näherungskordinaten des Empfängers B
 $\Delta X_B, \Delta Y_B, \Delta Z_B$ Differenz Näherungskordinaten zu tatsächlicher Position

Für den Satelliten k wird die Linearisierung analog durchgeführt.

Das Gleichungssystem hat schließlich in Anlehnung an die Definition des nachfolgend beschriebenen Kalman-Filters folgendes Aussehen:

$$\mathbf{z}_k = H_k \mathbf{x}_k \quad (3.39)$$

mit

$$\mathbf{z}_k = \begin{bmatrix} \nabla \Delta \Phi_{AB}^{1r} \\ \vdots \\ \nabla \Delta \Phi_{AB}^{(s-1)r} \end{bmatrix}, H_k = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{XB}^{1r} & \mathbf{a}_{YB}^{1r} & \mathbf{a}_{ZB}^{1r} & \lambda & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{a}_{XB}^{(s-1)r} & \mathbf{a}_{YB}^{(s-1)r} & \mathbf{a}_{ZB}^{(s-1)r} & \mathbf{0} & \lambda \end{bmatrix}, \mathbf{x}_k = \begin{bmatrix} \Delta X_B \\ \Delta Y_B \\ \Delta Z_B \\ \hline \nabla \Delta N_{AB}^{1r} \\ \vdots \\ \nabla \Delta N_{AB}^{(s-1)r} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

und

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_{XB}^{*r} &= -\frac{X^* - X_{B0}}{\rho_{B0}^*} + \frac{X^r - X_{B0}}{\rho_{B0}^r} \\ \mathbf{a}_{YB}^{*r} &= -\frac{Y^* - Y_{B0}}{\rho_{B0}^*} + \frac{Y^r - Y_{B0}}{\rho_{B0}^r} \\ \mathbf{a}_{ZB}^{*r} &= -\frac{Z^* - Z_{B0}}{\rho_{B0}^*} + \frac{Z^r - Z_{B0}}{\rho_{B0}^r} \end{aligned} \quad (3.41)$$

mit: r Index für den Referenzsatelliten
 s Anzahl beobachtete Satelliten
 $*$ Platzhalter für die übrigen $s-1$ Satelliten

Die finale Position der Station B erhält man schließlich aus den Näherungskoodinaten und der Lösung des Gleichungssystems zu

$$\begin{aligned} X_B &= X_{B0} + \Delta X_B \\ Y_B &= Y_{B0} + \Delta Y_B \\ Z_B &= Z_{B0} + \Delta Z_B \end{aligned} \quad (3.42)$$

Werden für das Gleichungssystem alle theoretisch möglichen doppelt differenzierten Beobachtungsgleichungen verwendet, so treten dabei Korrelationen zwischen den einzelnen Gleichungen auf (Hofmann-Wellenhof, 2008). Um derartige Korrelationen auszuschließen, werden die doppelten Differenzen zu einem gemeinsamen Referenzsatelliten gebildet. Als Referenzsatellit wird der Satellit mit der höchsten Elevation, dem besten Signal-zu-Rausch Abstand und möglichst geringem Mehrwegeeinfluss gewählt. In der Regel gehen diese Forderungen miteinander einher.

Das Modell zur relativen Positionsbestimmung auf einer Basislinie wird jetzt für ein Netzwerk mit m Masterstationen und n Monitorstationen erweitert. Das Gleichungssystem hat beispielhaft für die Masterstationen C und D sowie die Monitorstation E, F und G folgenden Aufbau:

$$z_k = \begin{bmatrix} \nabla \Delta \Phi_{CE} \\ \nabla \Delta \Phi_{CF} \\ \nabla \Delta \Phi_{CG} \\ \nabla \Delta \Phi_{DE} \\ \nabla \Delta \Phi_{DF} \\ \nabla \Delta \Phi_{DG} \end{bmatrix}, H_k = \begin{bmatrix} a_{CE} & 0 & \dots & 0 \\ a_{DE} & & & \\ & a_{CF} & & \\ & a_{CF} & & \\ & & \lambda I & \\ 0 & & & a_{CG} \\ & & & a_{DG} \end{bmatrix}, x_k = \begin{bmatrix} \Delta Pos_E \\ \Delta Pos_F \\ \Delta Pos_G \\ \nabla \Delta N_{CE} \\ \nabla \Delta N_{CF} \\ \nabla \Delta N_{CG} \\ \nabla \Delta N_{DE} \\ \nabla \Delta N_{DF} \\ \nabla \Delta N_{DG} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Dabei sind Subvektoren und Teilmatrizen im Sinne von (3.40) definiert.

3.5 Kalman-Filter

Zur Lösung der Gleichungssysteme aus (3.40) bzw. (3.43) wird ein Kalman-Filter verwendet. Grundvoraussetzung für die Anwendung dieses Filtertyps ist ein über eine Taylor-Reihe erster Ordnung linearisiertes Gleichungssystem – was im vorliegenden Fall gegeben ist (vgl. Kapitel 3.4). Das Systemmodell des Filters ist beschrieben durch

$$x_{k+1} = \Phi_k x_k + w_k \quad (3.44)$$

$$z_k = H_k x_k + v_k \quad (3.45)$$

mit:	x_k	$(n \times 1)$	Zustandsvektor zum Zeitpunkt t_k
	Φ_k	$(n \times n)$	Zustandsübergangsmatrix; führt den Zustand x_k in den Zustand x_{k+1} über
	w_k	$(n \times 1)$	Vektor des Systemrauschens
	z_k	$(m \times 1)$	Vektor mit Messwerten zum Zeitpunkt t_k
	H_k	$(m \times n)$	Beobachtungs- (Design-)Matrix zum Zeitpunkt t_k
	v_k	$(m \times 1)$	Vektor des Messrauschens

Dem Filter werden dabei m Messwerte als Eingangsgrößen zugeführt, der Zustandsvektor des Systems besteht aus n Elementen. Die Anzahl m bzw. n ist nicht mit der Zahl der Master-/Monitorstationen aus dem vorigen Abschnitt identisch.

Das funktionale Modell des Filters ergibt sich aus (3.40) bzw. (3.43) und folgenden Ergänzungen.

Die Zustandsübergangsmatrix für den statischen Fall hat folgenden Aufbau:

$$\Phi = \begin{bmatrix} I & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} \begin{matrix} c \\ d \\ b \end{matrix} \quad (3.46)$$

$c \quad d \quad b$

Für das Kalman-Filter kann daneben ein Positions-Geschwindigkeits-Modell verwendet werden, das sowohl für den statischen als auch den kinematischen Zustand Gültigkeit hat.

Der statische Fall liegt dabei in der Initialisierungsphase des Filters vor. Die Positionen beider Empfänger liegen fest. Erst danach wird in den kinematischen Zustand übergegangen. Der Zustandsvektor hat dann folgenden Aufbau:

$$\begin{aligned} x^T &= [X_B \ Y_B \ Z_B \ | \ \dot{X}_B \ \dot{Y}_B \ \dot{Z}_B \ | \ N_B^1 \ N_B^2 \ \dots \ N_B^{s-1}] \\ &= [c \ | \ d \ | \ b] \end{aligned} \quad (3.47)$$

Dabei steht der Index B für den Empfänger an der Monitorstation B und s legt die Anzahl der empfangenen und für die Berechnungen verwendeten Satelliten fest. Durch die Verwendung doppelter Differenzen gibt es $s - 1$ Integer-Ambiguitäten.

Für den dynamischen Fall erhält man eine erweiterte Zustandsübergangsmatrix, in der auch die Geschwindigkeit mit berücksichtigt wird.

$$\Phi = \begin{array}{c} \left[\begin{array}{ccc|ccc} I & I \times \Delta t & 0 \\ \hline 0 & I & 0 \\ \hline 0 & 0 & I \end{array} \right] \begin{array}{l} c \\ d \\ b \end{array} \\ c \quad d \quad b \end{array} \quad (3.48)$$

Das stochastische Modell des Kalman-Filters wird unterteilt in zwei Komponenten, zum einen für die Position, zum anderen für die Phasenmehrdeutigkeiten.

Für die Kovarianzmatrix des Systemrauschens gilt

$$Q_k = \begin{bmatrix} \sigma_{Pos}^2 I & 0 \\ 0 & \sigma_{Amb}^2 I \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

- mit:
- $\sigma_{Pos} = 10^{-10}$ Standardabweichung der Position (statisch)
 - $\sigma_{Pos} = 10^{-3}$ Standardabweichung der Position (dynamisch – z.B. für eine Brücke)
 - $\sigma_{Amb} = 10^{-20}$ Standardabweichung der Ambiguitäten (vor Fixierung)
 - $\sigma_{Amb} = 0$ Standardabweichung der Ambiguitäten (nach Fixierung)

Die Fehler-Kovarianzmatrix des Zustandsvektors ist definiert durch

$$P_k = \begin{bmatrix} \sigma_{Pos}^2 I & 0 \\ 0 & \sigma_{Amb}^2 I \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

- mit:
- $\sigma_{Pos} = 10^{-20}$ Standardabweichung der Position
 - $\sigma_{Amb} = 10^{20}$ Standardabweichung der Ambiguitäten (vor Fixierung)
 - $\sigma_{Amb} = 0$ Standardabweichung der Ambiguitäten (nach Fixierung)

Die Kovarianzmatrix des Messrauschens ist

$$R_k = \sigma^2 I \quad (3.51)$$

mit einer Standardabweichung von $\sigma = 5$ mm . Dieser Wert kann zusätzlich elevations- oder mehrwegeabhängig skaliert werden.

3.5.1 Kalman-Filter Algorithmus

Die Implementierung des Kalman-Filters besteht im Wesentlichen aus drei Schritten, der Berechnung der Kalman Verstärkungsmatrix, das Update mit den aktuellen Messwerten und der Prädiktion des Zustandsvektors für die nächste Epoche.

Schritt 1 (Kalman Gain computation)

Die Kalman Verstärkungsmatrix wird berechnet mit

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (3.52)$$

Schritt 2 (Measurement Update – Korrektur mit dem Messwert der aktuellen Epoche)

Hier wird zunächst a posteriori der geschätzte Zustandsvektor mit dem neuem Messwert aktualisiert

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (z_k - H_k \hat{x}_k^-) \quad (3.53)$$

und dann die Fehler-Kovarianzmatrix für den neuen geschätzten Zustandsvektor berechnet zu

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (3.54)$$

Schritt 3 (Time Update – Vorhersage des Wertes der nächsten Epoche)

Abschließend wird eine a priori Prädiktion des geschätzten Zustandsvektors der Folgeepoche durchgeführt mit

$$\hat{x}_{k+1}^- = \Phi_k \hat{x}_k \quad (3.55)$$

als auch eine Prädiktion der Fehler-Kovarianzmatrix für den prädizierten Zustandsvektor mit

$$P_{k+1}^- = \Phi_k P_k \Phi_k^T + Q_k \quad (3.56)$$

Dabei gilt zusätzlich zu den obigen Angaben

K_k	$(n \times m)$	Kalman Verstärkungsmatrix
P_k	$(n \times n)$	Fehler-Kovarianzmatrix des Zustandsvektors
Q_k	$(n \times n)$	Kovarianzmatrix des Systemrauschens
R_k	$(m \times m)$	Kovarianzmatrix des Messrauschens

und weiterhin

- ^ geschätzte Werte (im Sinne einer optimalen Schätzung aus Messgrößen und zurückliegenden Werten)
- hochgestelltes Minus steht für die beste Schätzung ohne Berücksichtigung der Messung zum Zeitpunkt t_k

Um Divergenzen des Kalman-Filters zu vermeiden, wird eine numerisch besonders stabile Implementierung verwendet, die sog. U-D Faktorisierung (Bierman, 1977). Eigene Tests unter Verwendung einer Standard Matrix-Library haben ergeben, dass diese Herangehensweise ihre Berechtigung hat, da in einigen Fällen – besonders durch Rundungsfehler bei sehr kleinen Werten mit hohen Nachkommastellen – Instabilitäten beobachtet wurden. Mit der U-D Faktorisierung und unter Verwendung der gleichen Datensätze war das Kalman-Filter hingegen stabil.

Für weitere Details zur Kalman-Filterung und ihrer Anwendung sei auf Brown und Hwang (1992) verwiesen.

3.6 Phasenzentrum der GNSS-Antenne

Für hochpräzise Positionslösungen ist neben der Kenntnis und Berücksichtigung der bereits in Kapitel 3.2 genannten Fehlereinflüsse eine weitere potentielle Fehlerquelle zu beachten. Sie resultiert aus dem Unterschied zwischen dem mechanischen Befestigungspunkt einer GNSS-Antenne, dem geometrischen Zentrum des eigentlichen Antennenelements und dem Punkt, an dem die von Satelliten eintreffende Wellenfront tatsächlich physikalisch empfangen wird. Letzteres wird als sog. elektrisches Antennenphasenzentrum bezeichnet und zeichnet sich durch folgende Eigenschaften aus.

Das Phasenzentrum ist frequenzabhängig und abhängig von Elevation und Azimuth (PCV, Phase Center Variation), und weist einen mittleren Offset (PCO, Phase Center Offset) vom sog. Antennenreferenzpunkt (ARP, Antenna Reference Point) auf (vgl. Bild 3.3).

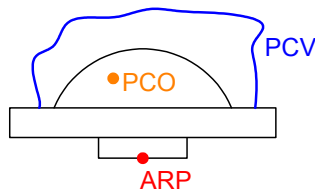


Bild 3.3: Definition Antennenphasenzentrum

Werden Antennen gleichen Typs in einem DGNSS-Szenario eingesetzt, reicht es meist aus, die Antennen gleich auszurichten – üblicherweise entlang der häufig vorhandenen Markierungen nach Nord. Erfolgt die Ausrichtung mit Hilfe eines Kompasses, muss dabei die Abweichung des magnetischen vom geographischen Nordpol beachtet und eine Korrektur angebracht werden. Für kurze Basislinien reicht eine Ausrichtung in Richtung des magnetischen Nordpols wegen Geringfügigkeit der Abweichungen aus. Hat eine Ausrichtung aller Antennen nach Nord nicht stattgefunden, sind aber die Verdrehungen der Antennen zueinander bekannt, kann eine Azimuth-PCV durch Anwendung einer Korrekturfunktion nachträglich berücksichtigt werden.

Auf langen Basislinien muss die Nichtparallelität der Längengrade berücksichtigt werden, was zu einer Verdrehung der Antennen untereinander führt. Darüber hinaus werden gleiche Satelliten bei unterschiedlichen Elevationen empfangen und unterliegen damit verschiedenen Abweichungen vom Phasenzentrum. Trotz relativer Positionierung sind also auf langen Basislinien Korrekturen anzubringen.

Sind Antennen unterschiedlichen Bautyps in einem Netz oder auf einer Basislinie im Einsatz, so sind auch bei kurzen Basislinien Korrekturdaten anzubringen. In diesem Fall wirken sich die unterschiedlichen Antennen-Offsets in jedem Fall auf die Positionierung aus und können Abweichungen bis in den Dezimeterbereich bewirken.

Zur Kalibrierung einer GNSS-Antenne werden heute drei Verfahren eingesetzt:

- Relative Kalibrierung (z.B. Mader, 1999)
- Absolute Kalibrierung (z.B. Wübbena, 1997)
- Labormessungen im mikrowellenfreien Raum (z.B. Schupler et al., 1996)

Von diesen drei Messmethoden bieten absolute Kalibrierung mit Nutzung eines Robotersystems zur Drehung der Antenne und die Labormessungen ähnliche Resultate (Rothacher und Schmid, 2002), die relative Kalibrierung wird als schwächer eingestuft, reicht aber für die Anwendung in kleinräumigen Netzen durchaus aus und wird daher auch in DREAMS eingesetzt. Zudem hat sich dieses Verfahren über Jahre etabliert, es stehen für die meisten heute verfügbaren Antennen Kalibrierdaten bereit. Diese Daten sind auf der Antenna Calibration Website (<http://www.ngs.noaa.gov/ANTCAL/index.shtml>) des U.S. NGS (National Geodetic Survey) abrufbar.

Die Daten in den Kalibriertabellen liegen üblicherweise im 5° Raster vor. Für jede beliebige Elevation lässt sich daraus die elevationsabhängige Abweichung vom PCO beispielsweise mit Hilfe der Lagrange-Interpolation berechnen.

Bild 3.4 zeigt den Verlauf der Phasenzentrumsvariation über der Elevation für 3 GPS-Antennen, die im Feldtest auf der Haseltalbrücke eingesetzt wurden. Insbesondere zwischen der Javad-Antenne und den NovAtel-Antennen gibt es bei hohen Elevationen deutliche Abweichungen, die bis 2,5 mm betragen. Deutlich höheren Einfluss auf die Positionslösung hat der mittlere Offset des Antennenphasenzentrums vom ARP (vgl. Tabelle 3.5). Hier sind insbesondere in der Höhenkomponente Unterschiede bis über 20 mm zu verzeichnen, die bei Nutzung unterschiedlicher Antennen in einem Messnetz zu erheblichen Fehlern führen würden, würden sie nicht korrigiert.

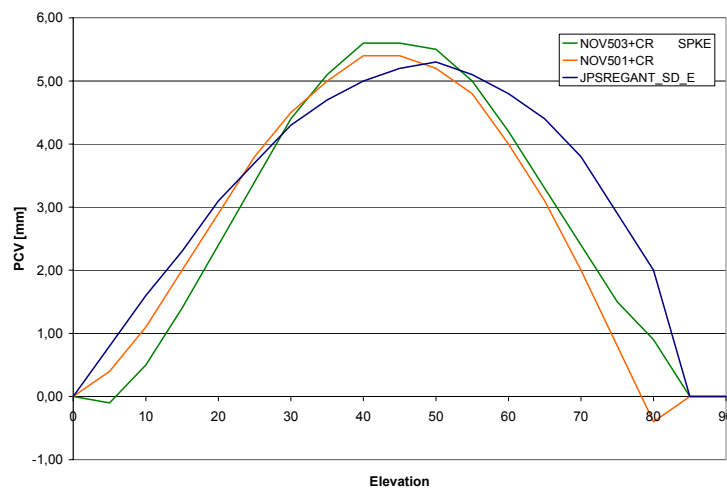


Bild 3.4: elevationsabhängige Variation des Antennenphasenzentrum (PCV) für drei im Feldtest eingesetzte GPS-Antennen [mm]

Tabelle 3.5: Offset des Antennenphasenzentrums (PCO) für drei GPS-Antennen

	North [mm]	East [mm]	Up [mm]
NOV503+CR SPKE	2,00	-2,60	84,50
NOV501+CR	-1,00	2,10	97,00
JPSREGANT_SD_E	1,00	-1,10	106,00

Von einer Antenne empfangene Mehrwegesignale werden durch das Phasenzentrum ebenfalls beeinflusst. Korrekterweise müssten auch in differentiellen GNSS-Verfahren und bei Nutzung gleicher Antennen deshalb die Phasenzentrumsvariationen mit berücksichtigt werden. Da in der Regel jedoch nur die Richtung des direkt empfangenen Signals bekannt ist, können die Signalkomponenten des Mehrwegs nur mit aufwendigen digitalen Gelände-modellen und nur unter der idealen Voraussetzung einer ungestörten und gleichbleibenden Umgebung bestimmt werden. Im Regelfall wird man daher den Fehleranteil der Phasenzentrumsvariation dem Mehrwegesignal zuordnen und nicht separat modellieren.

Neben der Variation des Phasenzentrums an der Empfängerantenne weisen auch die Antennen der GNSS-Satelliten Abweichungen auf – in diesem Fall vom Massenzentrum des Satelliten. Ähnlich der Korrektur des Phasenzentrums-Offsets muss dieser Effekt, der abhängig vom jeweiligen Modell des Satelliten ist, korrigiert werden (Fliegel et al., 1992). Nach Schüler (2001) sind bei neueren Modellen der GPS-Satelliten (Block IIR) keine Abweichungen vom Massenzentrum mehr gegeben. Aufgrund der großen Distanz Satellit – Empfänger sind für kurze Basislinien die Effekte im differentiellen Betrieb vernachlässigbar und werden auch in DREAMS nicht korrigiert.

3.7 Mehrdeutigkeitsbestimmung

Im Gegensatz zur Pseudostreckenmessung des Codes, die näherungsweise die echte Distanz Empfänger – Satellit auf Basis der Zeitdifferenz Sende-/Empfangszeitpunkt angibt, ist die Messung der Trägerphase nur relativ zum Startzeitpunkt der Messung möglich. Im Empfänger wird dazu ein Replikat der Trägerphase erzeugt, mit dem empfangenen Signal durch Verschiebung der Phasenlage deckungsgleich gebracht und ab diesem Zeitpunkt die Zahl der empfangenen Einzelschwingungen gezählt. Dieser Wert ist hochgenau, jedoch fehlt die Information über die tatsächliche Anzahl Schwingungen auf der Gesamtstrecke und damit die Streckenlänge. Neben der eigentlichen Bestimmung der Positionslösung ist bei Trägerphasenmessungen zusätzlich die sog. Phasenmehrdeutigkeit (Ambiguity) zu ermitteln.

3.7.1 Instantane Lösung

Bei bekannter Basislinie, d.h. a priori bekannten oder mit einem externen Programm berechneten Koordinaten der Empfängerstandorte, können die Phasenmehrdeutigkeiten direkt bestimmt werden. Dieses Verfahren wird in DREAMS eingesetzt und erlaubt die Überwachung von Deformationen bereits ab der ersten Beobachtungsepoche.

Zunächst ermittelt man mit

$$\nabla \Delta N_{AB}^{jk} = \nabla \Delta \Phi_{AB}^{jk}(t) - \frac{1}{\lambda} \nabla \Delta \rho_{AB}^{jk}(t) \quad (3.57)$$

die sog. Float-Lösung der Mehrdeutigkeiten, also eine reelle Zahl. Die Distanzen Empfänger – Satellit $\nabla \Delta \rho_{AB}^{jk}$ sind durch die Koordinaten beider Empfänger bestimmt. Im zweiten Schritt wird getestet, ob die Float-Lösung nahe an einem ganzzahligen Wert liegt und auf diesen Wert fixiert mit

$$\nabla \Delta N_{ABint}^{jk} = \text{int} \left(\nabla \Delta N_{ABfloat}^{jk} + \frac{1}{2} \text{sgn}(\nabla \Delta N_{ABfloat}^{jk}) \right) \quad (3.58)$$

Alternativ können die Ambiguities auch im Kalman-Filter mitgeschätzt werden. Liegen sie nach der ersten Epoche nahe genug an ganzzahligen Werten, werden sie analog oben auf den nächsten Integer-Wert fixiert. Ist eine unmittelbare Bestimmung nicht möglich, wird

über mehrere Epochen geprüft, ob die geschätzten Werte zu einer Ganzzahl konvergieren, die Fixierung erfolgt dann zeitverzögert.

Im Kalman-Filter werden die zur jeweiligen Mehrdeutigkeit gehörenden Einträge in der Kovarianzmatrix des Zustandsvektors (P_k) nach einer Fixierung zu 0 gesetzt. Gleiches gilt für die Einträge in der Kovarianzmatrix des Systemrauschens (Q_k).

3.7.2 Suchverfahren

Ist eine direkte Fixierung der Phasenmehrdeutigkeiten wegen unbekannter Koordinaten des Beobachtungspunktes nicht möglich, sind im Allgemeinen Beobachtungen über mehrere Epochen notwendig, um die Mehrdeutigkeiten auflösen zu können. Diese Aufgabe stand nicht im Focus der DREAMS-Entwicklung und soll daher auch nicht im Detail ausgeführt werden. Als Beispiele seien hier die LAMBDA-Transformation nach Teunissen (1994) oder die Basisreduktion nach Ober (1993) genannt. Eine umfassende Referenz für verschiedene Methoden zur Auflösung der Mehrdeutigkeiten bieten beispielsweise Werner (1999) oder Hofmann-Wellenhof (2008).

3.8 Eliminierung von Phasensprüngen

Trägerphasenbeobachtungen bieten zwar das größte Genauigkeitspotential, es ist aber nur erreichbar, wenn ein Satellit kontinuierlich empfangen werden kann. Im Falle von Störungen kann es zu einer Unterbrechung des im Empfänger laufenden Zählers für die kumulierte Trägerphase kommen und damit zu einem Sprung auf der gemessenen Pseudostrecke. Man spricht dann von einem sog. Phasensprung (Cycle-slip), der korrigiert werden muss. Ein nicht korrigierter Phasensprung würde zu einem Verspringen der Positionslösung aufgrund einer falschen Pseudorange der Trägerphase führen.

In einem quasi-statischen Szenario wie der Deformationsüberwachung ist die Aufgabe der Cycle-slip Erkennung und Elimination relativ leicht zu lösen. Im einfachsten Fall ist die Dynamik der Positionsänderung kleiner einer halben L1-Wellenlänge, ein Phasensprung kann dann direkt erkannt und die Mehrdeutigkeit neu fixiert werden. Bei nicht deterministischen oder Bewegungen großer Amplituden bleibt nur die neuerliche Fixierung der Mehrdeutigkeiten über ein Suchverfahren.

Für die direkte Erkennung eines Cycle-slips wird mit den Koordinaten der Masterstation und den aus der letzten Epoche ermittelten Koordinaten der jeweiligen Monitorstation mit (3.57) zunächst die Mehrdeutigkeit für die aktuelle Epoche berechnet. Anschließend wird die Differenz der neu gerechneten Float-Lösung mit der fixierten Mehrdeutigkeit der vorherigen Epoche gebildet mit

$$\delta \nabla \Delta N_{AB}^{jk}(t) = \nabla \Delta N_{ABint}^{jk}(t-1) - \nabla \Delta N_{ABfloat}^{jk}(t) \quad (3.59)$$

Überschreitet diese Differenz einen vorgegebenen Grenzwert (z.B. eine Wellenlänge) und liegt die Float-Lösung wieder nahe genug an einer Ganzzahl, wird eine Fixierung der Mehrdeutigkeit analog zu (3.58) vorgenommen. Die neu fixierte Mehrdeutigkeit wird dann für die aktuelle Epoche in den Kalman-Filter bzw. die Zustandsübergangsmatrix übernommen.

3.9 Optimierung des Positionierungsmodells

In hügeligem Gelände können niedrigstehende Satelliten zu einem wiederholten Wegfall des Signals führen, wenn ein Satellit beispielsweise am Kamm eines Hügels entlangstreicht. Zum Ausschluss derartiger Situationen könnte der Cut-off Winkel der Elevation angehoben werden. Dies führt jedoch zu einer Reduktion verfügbarer Satelliten, Verschlechterung der Geometrie (Stichwort DOPs) und in der Folge einer höheren Standardabweichung in der

Positionslösung. Darüber hinaus beeinflussen vor allem Mehrwegeeffekte die potentielle Genauigkeit des Messsystems.

Zur Erzielung eines optimalen Ergebnisses bei der Positionsbestimmung sind zusätzlich zu den üblichen Ausreißer- und Plausibilitätstest der empfangenen Rohdaten weitere Verbesserungen möglich, die an dieser Stelle kurz zusammengefasst werden sollen:

- Nutzung von Receiver-Flags zur Identifizierung problembehafteter Satelliten
- Kein fester Elevation Cut-off, sondern dynamische Festlegung, welche Satelliten in die Positionslösung eingehen (z.B. anhand von detektiertem Mehrweg oder Receiver-Flags)
- Elevation Cut-off sektorabhängig, damit Vermeidung von Abschattungen bzw. häufigem Wegfall eines Satelliten beim Entlangstreichen an einer Geländekante oder anderem Objekt
- DOP-optimierte Satellitenauswahl, wobei unter Umständen auch problembehaftete Satelliten eingeschlossen werden können, wenn sie zu einer signifikanten Verbesserung der Satellitengeometrie beitragen
- Satellit wird nur in das Gleichungssystem aufgenommen, wenn er eine Mindestanzahl Epochen verfügbar war (Vermeidung zu früher Nutzung eines neu acquirierten Satelliten bzw. Unterdrückung häufig wegfallender Satelliten)

4 Mehrwegeeffekte

Für die Gewinnung der zur Positionsbestimmung mit einem Satellitennavigationssystem notwendigen Messgrößen ist ein mit ausreichender Qualität empfangenes Signal vom abstrahlenden Satelliten erforderlich. Ausgehend vom internen Aufbau eines GPS-Empfängers sollen die wesentlichen Messgrößen, also die Rohdaten wie Codephase oder Trägerphase, und deren Gewinnung erläutert werden. Darauf aufbauend wird gezeigt, wie indirekt empfangene Signalanteile Mehrwegeeffekte entstehen lassen und welche Maßnahmen für die Detektion und Reduktion dieser unerwünschten und das Fehlerbudget eines DGPS-Systems in der Hauptsache belastenden Einflüsse (vgl. auch Tabelle 3.3 im vorigen Kapitel) zum Einsatz kommen können.

4.1 Definition

4.1.1 Der GPS-Empfänger

4.1.1.1 Architektur

Ein typischer heute verwendeter GPS-Empfänger besteht im wesentlichen aus drei Komponenten (Eissfeller, 1996), deren Verwendung hier kurz erläutert werden soll:

1. HF-Komponenten

Darunter fallen alle Bauteile anfangen von der GPS-Antenne, dem Vorverstärker (LNA), der in der Regel in die Antenne integriert ist, und den für die Transformation des empfangenen Signals vom UHF-Bereich in den VHF-Bereich, auf die sogenannte Zwischenfrequenz (IF), notwendigen Elemente.

2. Signalverarbeitung

Das vom HF-Frontend gelieferte Signal (IF) wird einem A/D-Wandler zugeführt und digitalisiert. Nach der Digitalisierung beginnt die eigentliche Gewinnung und Verarbeitung der Rohdaten. Dabei wird in modernen Empfängern in der Regel jeder Satellit einem eigenen Verarbeitungskanal zugewiesen. Ältere Empfänger, die teilweise noch auf analoger Technik basierten, verwendeten häufig Multiplex-Verfahren, um die Größe und Komplexität der Geräte nicht zu maximieren. Dabei wurden jeweils nacheinander alle empfangenen Satelliten auf den analogen Signalverarbeitungskanal geschaltet. Die für die Entwicklung des Deformationsüberwachungssystems in erster Linie verwendeten Geräte der Fa. NovAtel besitzen mindestens 12 für L_1 C/A-Code ausgelegte Kanäle. Kernstück des Signalverarbeitungsteils ist der digitale Signalprozessor (DSP), ein für die Verarbeitung von Digitalsignalen hochspezialisierter Prozessor. Obwohl ein DSP auch in Software auf einem herkömmlichen Mikroprozessor implementiert werden kann, so war es bis vor kurzem doch erforderlich, hierfür separate Hardware zu verwenden, um die großen Datenmengen verarbeiten zu können. Mittlerweile lässt sich der komplette Signalverarbeitungsteil in Software implementieren (Heinrichs, 2007), so dass nur noch Downsampling und A/D-Wandlung in Hardware erfolgen müssen. Bei NovAtel-Empfängern liegt die maximale Datenrate bei 20 Hz, so dass hier nur 50 ms für die Verarbeitung einer Epoche zur Verfügung stehen.

3. Datenverarbeitung

Verarbeitung der Rohdaten, Berechnung der Position des Empfängers, Ausgabe von Daten über serielle Schnittstellen aber auch die Steuerung des DSP sind Hauptaufgaben des im Empfänger integrierten Mikroprozessors.

Das digitale Signal wird in zwei senkrecht zueinander stehende Anteile, die „In-Phase“ und die „Quadratur“-Komponente aufgespalten (vgl. auch Bild 4.2 in Kapitel 4.1.2.2). Nach Mischen mit dem niederfrequenten GPS-Träger (IF) wird ein Autokorrelationsprozess durchgeführt, der das empfangene Signal mit einer im Empfänger erzeugten Kopie des auf den Träger aufmodulierten PRN-Codes korreliert. Bei den meisten heute verwendeten Empfängern wird dabei jeweils eine Multiplikation mit einem early, late und punctual erzeugten Code vorgenommen (zu anderen Technologien vgl. Kapitel 4.3.7). Die so entstandenen Signalanteile der Autokorrelationsfunktion (AKF) werden über ein Intervall T integriert und anschließend dem Codedetektor bzw. dem Costasdetektor (Phasendetektor) zugeführt.

4.1.1.2.1 Codephase

Im Codedetektor wird durch Subtraktion des Early- und Late-Anteils der AKF die sogenannte S-Kurve gebildet. Bestimmt man deren Nullstelle so kann damit die Codephase gewonnen werden.

4.1.1.2.2 Trägerphase

Neben der Codephase ist die Trägerphase die zweite wichtige Beobachtungsgröße, die durch ihr hohes Genauigkeitspotential bei DGPS-Anwendungen das Erreichen des Sub-Zentimeter-Bereichs bei der Positionsbestimmung erst ermöglicht.

Die Phasenmessung erfolgt bei einem nicht-kohärenten Empfänger im sog. Costas-Detektor, bei einem kohärenten Empfänger im Arctan-Detektor. Die punctual AKF-Anteile, die im nicht-kohärenten Empfänger noch den aufmodulierten Datenstrom enthalten, werden im Phasenregelkreis zusammen mit einer im Empfänger generierten Kopie der Trägerphase genutzt, um den Phasenwinkel zwischen empfangenem und erzeugtem Signal zu messen. Zusätzlich wird durch Integration die Anzahl der vollständigen Schwingungen zusammen mit dem bestimmten Phasenwinkel in der sogenannten integrierten Trägerphase (ADR, accumulated doppler range) zusammengeführt. Die Navigationsnachricht wird aus der „In-Phase“ Komponente demoduliert.

4.1.1.2.3 Signal/Rausch-Verhältnis

Das Signal/Rausch-Verhältnis (SNR) wird während des Autokorrelationsprozesses im Empfänger gewonnen. Es wird geschrieben als

$$\frac{S}{N_0} = \frac{a^2}{2T} \quad (4.1)$$

mit:	S	Signalleistung
	N_0	Rauschleistung
	a	Signalamplitude
	T	Integrationszeit der Autokorrelation

Üblicherweise wird das Signal/Rausch-Verhältnis in dBHz ausgedrückt, also für 1 Hz Bandbreite. Die Integrationszeit T ist häufig 0.02 sec, entspricht also der Länge eines Datenbits. Die Datenrate des Navigationssignals ist ja 50 bps. Einige Empfänger (z.B. Trimble SSE) geben das SNR jedoch nicht auf dBHz normiert aus, sondern in sogenannten Amplitudeneinheiten (AMU). Diese Größe ist in der Regel vom Hersteller bzw. der Empfängerimplementierung abhängig.

4.1.2 Entstehung von Mehrwegeausbreitung

Mehrwegesignale sind das Resultat von Reflexionen des vom Satelliten abgestrahlten GPS-Signals am Erdboden, Bauwerken, technischen Einrichtungen wie Lüftungsanlagen, Flora, Wasseroberflächen und Fahrzeugen. Das Satellitensignal muss dabei einen Umweg zurücklegen, es trifft also mit einer Laufzeitverzögerung δ am Empfänger ein.

4.1.2.1 Signaldarstellung

Das GPS-Signal lässt sich in seiner allgemeinen Form schreiben als

$$\begin{aligned} s(t) &= aD(t - \tau_0)PRN(t - \tau_0)\sin(\omega t + \phi_0) \\ &= aD(t - \tau_0)PRN(t - \tau_0)e^{j(\omega t + \phi_0)} \end{aligned} \quad (4.2)$$

mit:	s	GPS-Signal
	a	Signalamplitude
	D	übertragenes Datenbit (+1 bzw. -1)
	PRN	übertragenes Bit des PRN-Codes (+1 bzw. -1)
	ω	GPS-Trägerfrequenz (L_1 bzw. L_2)
	t	Empfängerzeit
	τ_0	Signallaufzeit Satellit \rightarrow Empfänger
	ϕ_0	Phase des GPS-Trägers

Die Amplitude a steht nach (4.1) mit dem Signal/Rausch-Verhältnis in Zusammenhang. Die Phase ϕ_0 beinhaltet auch die Dopplerverschiebung des Trägers aufgrund der relativen Bewegung von Satellit und Empfänger.

$$\phi_0 = \phi_{sat} - \omega\tau_0 + \Delta\omega_0 t \quad (4.3)$$

mit:	ϕ_{sat}	Phase der Trägerfrequenz am Sender
	$\Delta\omega_0$	Dopplerverschiebung von L_1 bzw. L_2

Diese allgemeine Darstellung ist ohne Abwandlung für das von der Antenne direkt empfangene Signal gültig. Indiziert man s und a mit s_d , ersetzt τ_0 durch τ_d sowie ϕ_0 durch ϕ_d , erhält man damit

$$s_d(t) = a_d D(t - \tau_d) PRN(t - \tau_d) \sin(\omega t + \phi_d) \quad (4.4)$$

mit:	s_d	direktes GPS-Signal
	a_d	Amplitude des direkten Signals
	τ_d	Signallaufzeit Satellit \rightarrow Empfänger
	ϕ_d	Phasenwinkel des direkten Signals (GPS-Träger)

Trifft das Satellitensignal auf einen einzelnen Reflektor, so ändert sich die Laufzeit und die Phase des an der Antenne ankommenden Signals. Dargestellt wird dieses Signal durch

$$s_m(t) = a_m D(t - \tau_m) PRN(t - \tau_m) \sin(\omega t + \phi_m) \quad (4.5)$$

mit:	s_m	reflektiertes GPS-Signal
	a_m	Amplitude des reflektierten Signals
	τ_m	Signallaufzeit Satellit \rightarrow Empfänger (inkl. Umweg)
	ϕ_m	Phasenwinkel des reflektierten Signals (inkl. Mehrweg)

Für ϕ_m kann man analog zu (4.3) schreiben

$$\phi_m = \phi_{\text{sat}} - \omega\tau_m + \Delta\omega_m t = \phi_0 + \omega\delta_m + (\Delta\omega_m - \Delta\omega_0)t \quad (4.6)$$

mit:	$\tau_m = \tau_0 - \delta_m$	
	δ_m	zusätzliche Laufzeit des Signals durch Mehrweg
	$\Delta\omega_m$	zusätzliche Dopplerverschiebung des reflektierten Signals

Die Amplitude a_m hängt in erster Linie von den Materialeigenschaften der reflektierenden Fläche ab. Sie steht mit der Amplitude des ohne Umweg von der Antenne empfangenen Signals in Zusammenhang über

$$\alpha_m = \frac{a_m}{a_d} \quad \alpha_m \in [0,1] \quad (4.7)$$

mit:	α_m	relative Amplitude des Signals s_m zum direkten Signal s
------	------------	--

Das Verhältnis α_m wird in der Literatur häufig auch als Signal-to-Multipath Ratio (SMR) bezeichnet. In der Mehrzahl der Fälle liegt der Wert des SMR unter 0.1, d.h. das reflektierte Signal hat nur 1/10 der Signalstärke des direkten Signals.

Für den allgemeinen Fall der Superposition von n Signalen, also bei n Ausbreitungswegen, schreibt man das vom Empfänger aufgenommene Signal in der Summenform

$$\begin{aligned} s_{\Sigma}(t) &= \sum_n a_n D(t - \tau_n) PRN(t - \tau_n) \sin(\omega t + \phi_n) \\ &= s_d(t) + \sum_{n=1} s_m(t) \end{aligned} \quad (4.8)$$

mit:	s_{Σ}	Mischsignal aus Signalkomponenten aller Ausbreitungswege
------	--------------	--

In der Regel setzt sich das Mischsignal aus dem direkt vom Satelliten abgestrahlten Signal s_d und $n-1$ Mehrwegesignalen zusammen. Wie noch gezeigt wird, kann bei ungünstiger Geometrie das direkte Signal auch vollständig verschwinden.

Auf jedem Ausbreitungsweg können dabei mehrere Reflektoren liegen, d.h. es liegt Mehrfachreflexion vor. Jeder Reflektor kann dabei eigene spezifische Eigenschaften haben. Die Bedeutung der Materialeigenschaften der Reflektoren wird weiter unten noch analysiert.

4.1.2.2 Überlagerung von Schwingungen

In (4.8) überlagern sich n Schwingungen. Von der Dopplerverschiebung abgesehen handelt es sich dabei um Wellen gleicher Frequenz.

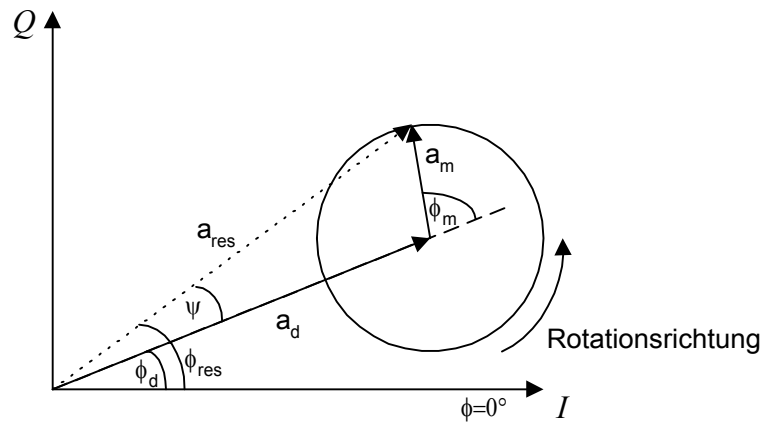


Bild 4.2: Zeigerdiagramm zur Überlagerung von direktem Signal und Mehrwegesignal (Die Achse I steht für In Phase mit der Trägerschwingung, Q steht für in Quadratur – also 90° phasenverschoben – zum Träger)

Allgemein können sich bei einer Überlagerung zweier gleichfrequenter Schwingungen deren Amplituden verstärken oder abschwächen, je nachdem welche Phasenlage die Wellen zueinander haben. Betrachtet man den vereinfachten Fall aus (4.8) und lässt das direkte Signal sowie einen Mehrweg zu (vgl. Bild 4.2), so kann man schreiben

$$s_{d,m}(t) = a_d D(t - \tau_d) PRN(t - \tau_d) \sin(\omega t + \phi_d) + \alpha_m a_d D(t - \tau_m) PRN(t - \tau_m) \sin(\omega t + \phi_m) \quad (4.9)$$

mit: $s_{d,m}$ Überlagerung von direktem Signal und einem Mehrweg

Betrachtet man nur den Sinus-Anteil des Signals in (4.9), der die Trägerphase repräsentiert und in der PLL für die Phasenmessung verwendet wird, so erhält man

$$a_{res} \sin(\omega t + \phi_{res}) = a_d \sin(\omega t + \phi_d) + \alpha_m a_d \sin(\omega t + \phi_m) \quad (4.10)$$

mit: a_{res} resultierende Amplitude nach Vektoraddition des direkten mit dem reflektierten Signal
 ϕ_{res} Phasenwinkel des resultierenden Signals (direktes Signal und Mehrweg)

Für die Summenamplitude erhält man mit dem Cosinussatz

$$a_{res} = \sqrt{a_d^2 + \alpha_m^2 a_d^2 - 2\alpha_m a_d^2 \cos(180^\circ - \phi_m)} \quad (4.11)$$

Der Phasenwinkel des überlagerten Signals aus direkter Komponente und Mehrweg ergibt sich zu

$$\begin{aligned} \phi_{res} &= \phi_d + \psi \\ &= \phi_d + \arctan\left(\frac{\alpha_m \sin(\phi_m)}{1 + \alpha_m \cos(\phi_m)}\right) \end{aligned} \quad (4.12)$$

mit: ψ resultierender Phasenfehler

4.1.2.3 Mehrwegefehler auf Code und Trägerphase

Mit Hilfe der Formeln (4.11) und (4.12) kann der von einem einzelnen Reflektor verursachte maximale Fehler auf der Trägerphase abgeschätzt werden. In Bild 4.3 ist jeweils die Signalamplitude und der Phasenfehler in Abhängigkeit des Mehrwegs und der relativen Amplitude α_m dargestellt.

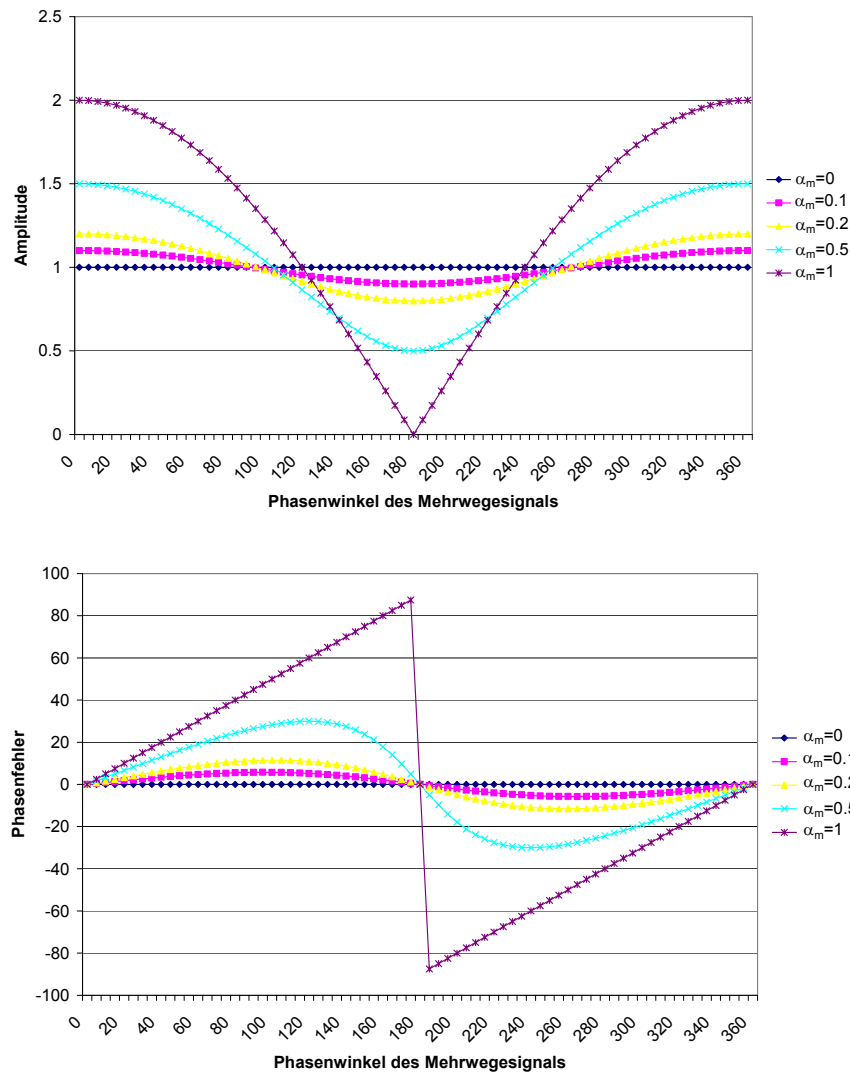


Bild 4.3: Signalamplitude und Phasenfehler des Mehrwegesignals abhängig vom Phasenwinkel

Der Mehrwegefehler auf dem Code hängt direkt von der Implementierung der DLL ab. Dabei wirkt sich der Korrelatorabstand des jeweiligen Empfängers auf den Mehrwegefehler insofern aus, dass ein klein gewählter Abstand von z.B. 0,1 Chips auch etwa nur ein Zehntel des Mehrwegefehlers eines breiten Korrelators mit 1 Chip Abstand verursacht. 1 Chip steht hier für die Länge des PRN-Codes von 293 m bzw. 1024 bit und die Chipdauer beträgt $T_c=1/1023 \mu\text{s}$.

4.1.2.4 Mehrwegeszenario

Anhand von Bild 4.4 soll die Länge der zusätzlich zu durchlaufenden Wegstrecke bei einem vertikalen bzw. horizontalen Reflektor berechnet werden. Die GPS-Antenne befindet sich auf

der Höhe h und wird von dem direkten Signal sowie zwei Mehrwegsignalen erreicht. Betrachtet man zunächst nur den vertikalen Reflektor und geht von der 3D-Darstellung in eine 2D-Darstellung über, so findet man für die zusätzlich durchlaufene Strecke des Satellitensignals

$$ds_{mv}(t) = ds_{rv,a}(t) + ds_{rv,a}(t) \cos(2\gamma_1(t)) \quad (4.13)$$

mit: ds_{mv} resultierender Mehrweg
 $ds_{rv,a}$ Strecke Reflexionspunkt – Antenne

Beachtet werden muss, dass der Winkel γ_1 ein Raumwinkel ist, also nicht mit der Elevation des Satelliten gleichgesetzt werden darf.

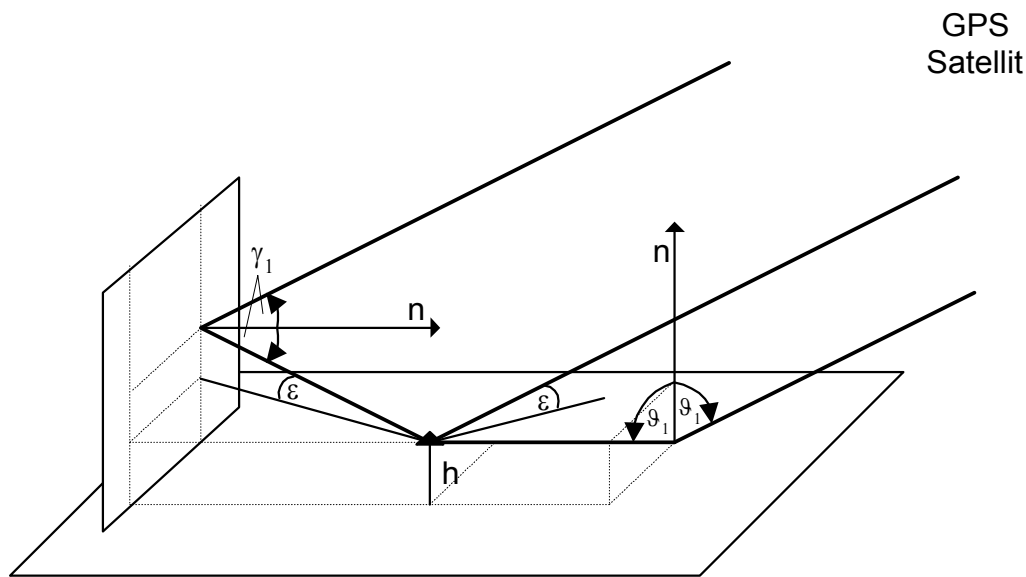


Bild 4.4: Mehrwegeausbreitung am Beispiel eines vertikalen und horizontalen Reflektors (n bezeichnet die Flächennormale)

Die zusätzliche Signallaufzeit δ_m ergibt sich für den Zeitpunkt t zu

$$\delta_m = \frac{ds_m}{c} \quad (4.14)$$

mit: c Lichtgeschwindigkeit

Den Phasenwinkel ϕ_{mv} des reflektierten Signals, also die Phasendifferenz zwischen direktem und reflektiertem Signal, erhält man nach Multiplikation von ds_{mv} mit ω zu

$$\phi_{mv} = \frac{2\pi f}{c} ds_{rv,a} (1 + \cos(2\gamma_1)) \quad (4.15)$$

mit: f GPS-Trägerfrequenz (für L_1 : 1575,42 MHz)

Analog gilt für den horizontalen Reflektor

$$ds_{mh}(t) = 2h \cos(\vartheta_1(t)) \tag{4.16}$$

$$\phi_{mh} = \frac{2\pi f}{c} 2h \cos(\vartheta_1) \tag{4.17}$$

mit: ds_{mh} resultierender Mehrweg (horizontaler Reflektor)
 h Antennenhöhe

Statt des Winkels ϑ_1 kann auch der gleichwertige Ausdruck $\pi/2 - \varepsilon$ verwendet werden. Für den resultierenden Phasenfehler ψ kann man nach Einsetzen von (4.17) in (4.12) schreiben

$$\psi = \arctan \left(\frac{\alpha_m \sin \left(\frac{4\pi f}{c} h \sin \varepsilon \right)}{1 + \alpha_m \cos \left(\frac{4\pi f}{c} h \sin \varepsilon \right)} \right) \tag{4.18}$$

Bild 4.5 zeigt für einen horizontalen Reflektor die Variation des resultierenden

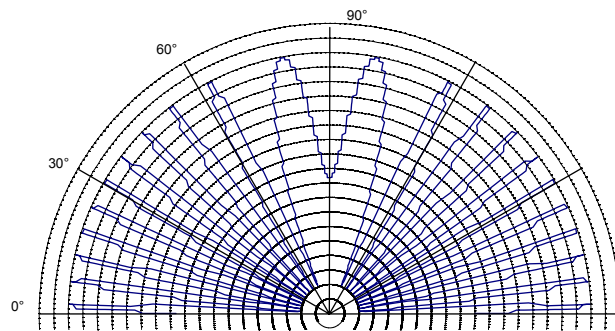


Bild 4.5: Resultierender Mehrweg in Abhängigkeit der Elevation bei $\alpha_m = 0.5$ und einer Antennenhöhe $h=1$ m bei einem horizontalen Reflektor

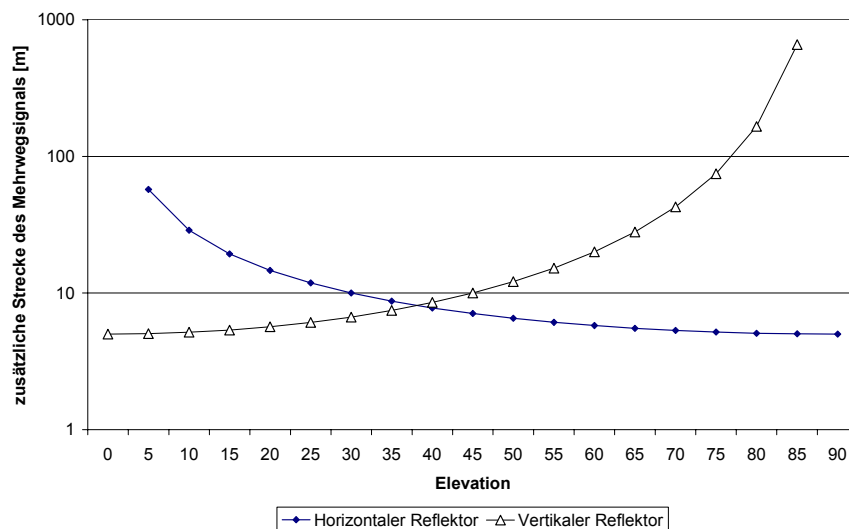


Bild 4.6: Zusätzliche Wegstrecke am Beispiel eines resultierenden Mehrwegs von 10m

Mehrwegs bei einer 1 m über Grund aufgestellten Antenne. Deutlich zu erkennen ist, dass bei hohen Elevationen die Änderung des resultierenden Mehrwegs mit geringerer Frequenz erfolgt als bei Satelliten mit niedrigerer Elevation.

Aus Bild 4.6 wird der Zusammenhang zwischen Elevation eines Satelliten und der reflexionsbedingt zusätzlich durchlaufenen Strecke ersichtlich. Bei hoch im Zenit stehenden Satelliten ist Mehrweg von einem vertikalen Reflektor nur bei unmittelbar in der Nähe der Antenne befindlichen Strukturen mit einer Höhe von etwa der halben zusätzlichen Wegstrecke aus dem Diagramm zu erwarten.

Der maximale Fehler auf der Trägerphase von L_1 beträgt ca. 4,8 cm (Georgiadou, 1988) und tritt bei einem Phasenfehler von $\pi/2$ auf, der bei $\alpha_m = 1$ erreicht wird. Hier handelt es sich um einen theoretischen Maximalwert für α_m , der, wie unten noch gezeigt wird, von einer Reihe von zusätzlichen Einflüssen abhängt und in der Realität in der Regel nicht erreicht wird. Die Frequenz des Phasenfehlers erhält man für einen Zeitpunkt t mit

$$f_{\psi}(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_m}{dt} \quad (4.19)$$

mit: f_{ψ} Frequenz des Phasenfehlers

Für einen horizontalen Reflektor setzt man für ϕ_m den Phasenwinkel ϕ_{mh} ein und erhält (Georgiadou, 1988)

$$f_{\psi}(t) = \frac{2hc}{f} \cos \varepsilon \frac{d\varepsilon}{dt} \quad (4.20)$$

4.1.2.5 Reflexionen und deren Bedingungen

Nach der eingehenden Behandlung des Einflusses von Mehrwegesignalen auf das empfangene Signal bzw. die Messgrößen Code- und Trägerphase soll jetzt geklärt werden, wie eine Spiegelung einer einfallenden Welle an einer Oberfläche zustande kommt.

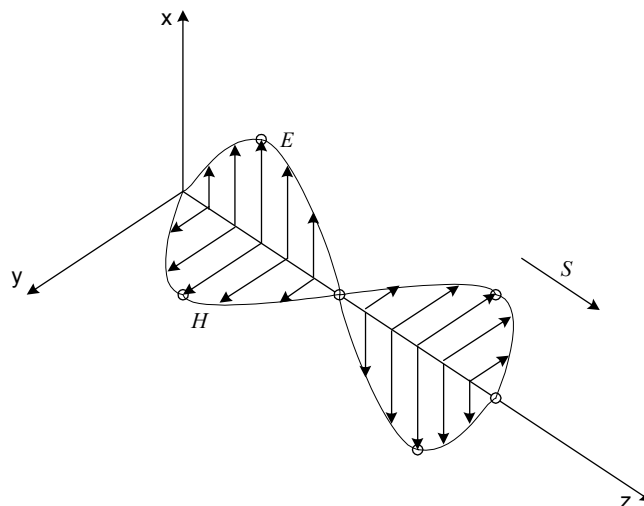


Bild 4.7: elektrisches und magnetisches Feld einer elektromagnetischen Welle

Allgemein besteht jede ebene elektromagnetische Welle aus einer elektrischen und einer magnetischen Komponente. Das elektrische Feld wird dabei durch die elektrische

Feldstärke \vec{E} , das magnetische Feld durch die magnetische Feldstärke \vec{H} repräsentiert. Die beiden Felder stehen senkrecht aufeinander und senkrecht auf der Ausbreitungsrichtung der Welle (vgl. Bild 4.7).

Das elektrische Feld wird unter der Annahme der Ausbreitung in einem verlustlosen Medium beschrieben als

$$\vec{E}(t, z) = E_0 e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (4.21)$$

mit: E_0 Amplitude des E-Feldes
 $\omega = 2\pi f$ Winkelgeschwindigkeit
 f Frequenz der Schwingung
 $\beta = 2\pi/\lambda$ Wellenzahl

Analog gilt für das magnetische Feld

$$\vec{H}(t, z) = H_0 e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (4.22)$$

mit: H_0 Amplitude des H-Feldes

Die Beträge des elektrischen und magnetischen Felds einer ungedämpften Welle stehen über den Feldwellenwiderstand in Beziehung

$$Z_{F_0} = \frac{E_0}{H_0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \doteq 120\pi\Omega \doteq 377\Omega \quad (4.23)$$

mit: $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ [As/Vm] Dielektrizitätskonstante (Vakuum)
 $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [Vs/Am] Permeabilitätskonstante (Vakuum)

Mit Hilfe des sog. Poynting-Vektors \vec{S} , der in Ausbreitungsrichtung der Welle weist, wird der Momentanwert der Leistungsdichte beschrieben

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (4.24)$$

Betrachtet man jetzt das vom GPS-Satelliten abgestrahlte Signal, das eine rechts-zirkular polarisierte (RHC) Transversalwelle ist, so kann es nach Bild 4.8 dargestellt werden.

Grundsätzlich muss beachtet werden, dass der Drehsinn bei festgehaltenem Ort dem Drehsinn bei festgehaltener Zeit entgegengesetzt ist. Der zeitliche Drehsinn und die Fortpflanzungsrichtung ergänzen sich zu einem Rechtssystem (vgl. Bild 4.8). Blickt man entgegen der Ausbreitungsrichtung der Welle, so ist bei einer rechts-zirkular polarisierten Welle der Drehsinn bei festem Ort gegen den Uhrzeigersinn gerichtet. Diese Darstellung wird nachfolgend verwendet.

Das E-Feld einer rechts-zirkular polarisierten Welle ist

$$\vec{E}_r(z, t) = E_x (\vec{e}_x - j\vec{e}_y) e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (4.25)$$

Für das H-Feld erhält man unter Zuhilfenahme des Feldwellenwiderstands

$$\vec{H}_r(z,t) = \vec{e}_z \times \frac{\vec{E}_r}{Z_F} = H_x (j\vec{e}_x + \vec{e}_y) e^{j(\omega t - \beta z)} \quad (4.26)$$

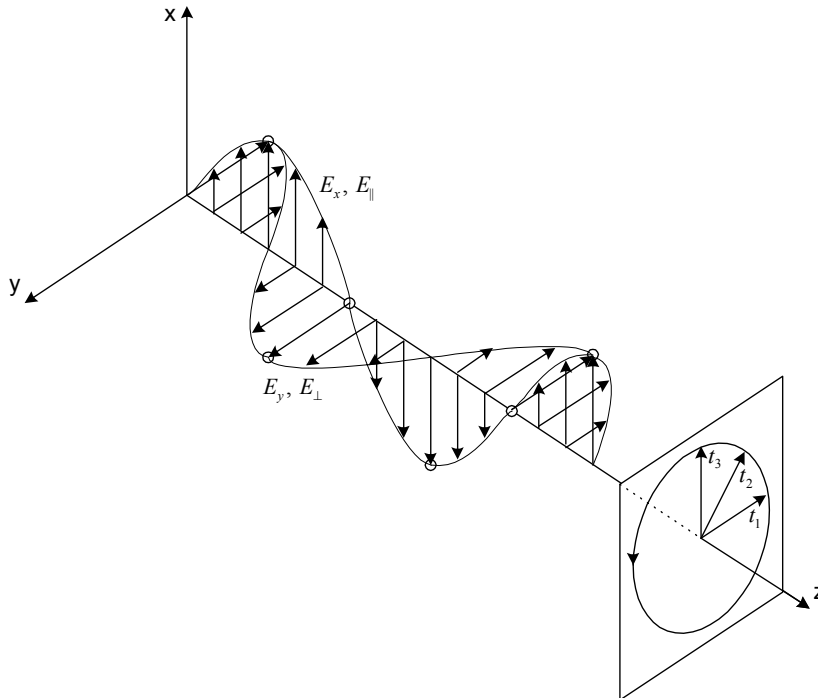


Bild 4.8: rechtsdrehend zirkular polarisierte Welle

Hier überlagern sich also zwei elektrische Felder, die in der x- bzw. der y-Achse aus Bild 4.9 orientiert sind. Die elektrischen Feldvektoren schwingen demnach in zwei zueinander senkrechten Ebenen. Die Amplituden sind gleich groß und die Phasendifferenz beträgt $-\pi/2$, d.h. die Schwingung in der x-Ebene eilt der Schwingung in der y-Ebene um 90° voraus. Üblicherweise werden die beiden E-Felder auch mit E_{\parallel} und E_{\perp} bezeichnet.

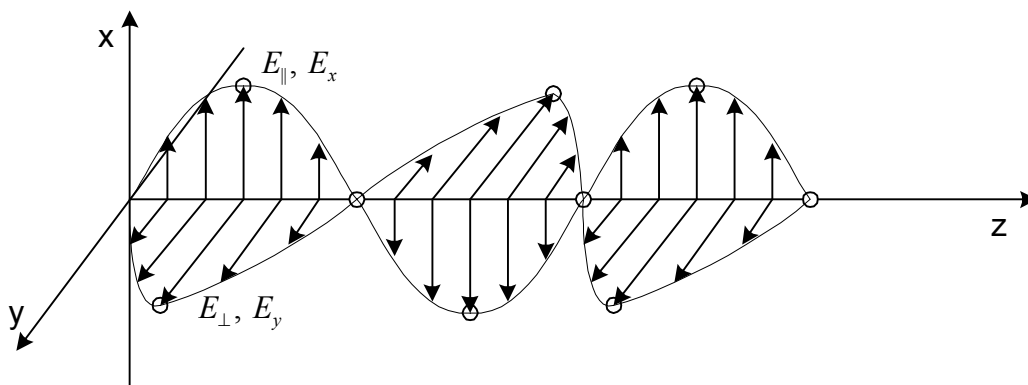


Bild 4.9: E-Felder einer rechtsdrehend zirkular polarisierten Welle

Für die Untersuchung von Reflexionen an einer Ebene nutzt man diese Tatsache und interpretiert das GPS-Signal als zwei linear polarisierte Wellen. Wie Bild 4.10 zeigt, sind die Polarisations Ebenen in der Ebene der jeweiligen E-Felder ausgerichtet und stehen aufeinander senkrecht.

Trifft eine elektromagnetische Welle auf eine Grenzschicht zweier unterschiedlicher Medien, so wird ein Teil der Welle reflektiert, der andere Teil tritt von einem Medium in das andere über (Brechung). Bild 4.11 zeigt die Situation unter der Annahme, dass das Medium 2 eine höhere Dichte entsprechend einer größeren Dielektrizitätskonstante ϵ_2 aufweist. Diese Konstellation trifft man bei der Untersuchung von Reflexionen des GPS-Signals an. Der Einfallswinkel ϑ_e der Welle sowie deren Ausfallswinkel ϑ_r sind gleich. Weitere Details zu Reflexionseigenschaften und der bei einer Reflexion zu erwartenden Dämpfung des Signals sind Kapitel 4.1.2.6.4 zu entnehmen.

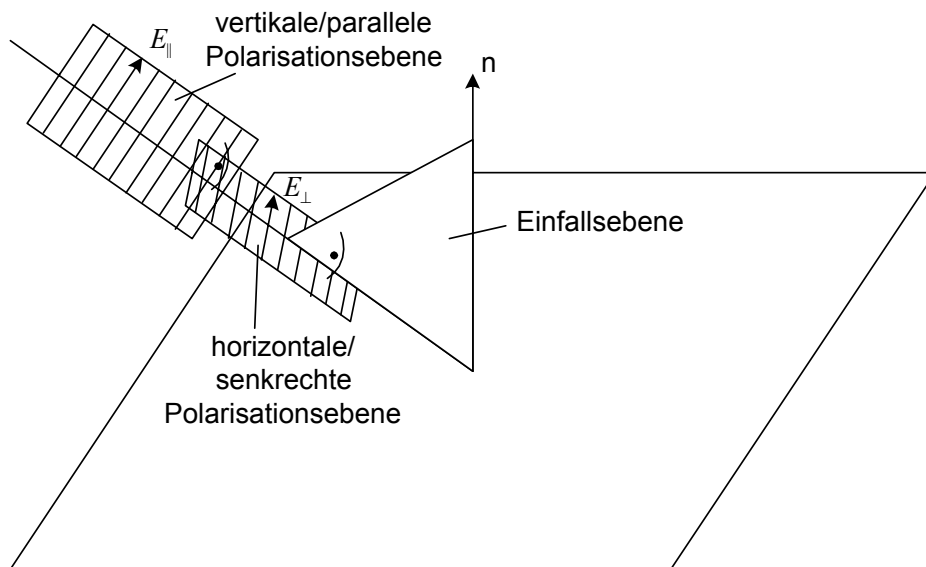


Bild 4.10: Zur Definition der Einfallsebene und der Polarisationssebene

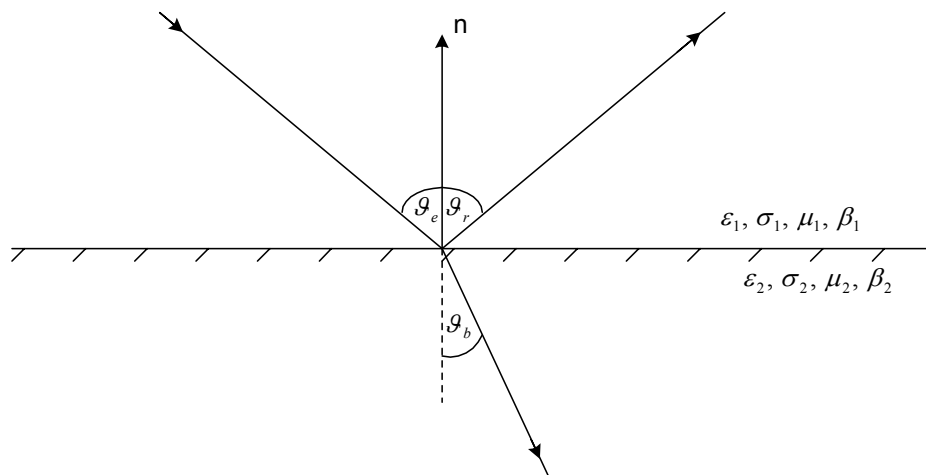


Bild 4.11: Reflexion und Brechung am Medium

4.1.2.6 Einflüsse auf die Ausbreitung von Wellen

4.1.2.6.1 Freiraumdämpfung

Jede von einer Antenne abgestrahlte und durch den freien Raum übertragene Welle unterliegt einer Dämpfung, die von der Distanz zwischen Sender und Empfänger bestimmt wird. Dieses Übertragungsdämpfungsmaß ist frequenzabhängig und bezieht die Antennencharakteristik bzw. deren Gewinn, also den Verstärkungsfaktor, mit ein und lässt sich schreiben zu

$$\begin{aligned} \frac{L_0}{dB} &= -10 \lg \left(\frac{P_E}{P_S} \right) \\ &= 32,5 + 20 \lg \left(\frac{d}{km} \right) + 20 \lg \left(\frac{f}{MHz} \right) - 10 \lg(G_S) - 10 \lg(G_E) \end{aligned} \quad (4.27)$$

mit: P_E Leistung am Empfängereingang
 P_S Leistung am Senderausgang
 d Distanz Sender – Empfänger
 f Sendefrequenz
 G_S Gewinn der Sendeantenne
 G_E Gewinn der Empfangsantenne

Hier sind noch keine Verluste berücksichtigt, die aufgrund atmosphärischer Einflüsse oder Depolarisation die Leistung des Signals beeinträchtigen. Depolarisationseffekte auf einer Signalstrecke im freien Raum können durch Regen verursacht werden, werden aber bei Frequenzen unter 5 GHz wegen Geringfügigkeit nicht berücksichtigt (Meinke, 1986).

Diese Einflüsse werden für eine reale Ausbreitungsstrecke zusammengefasst und als Ausbreitungsdämpfungsmaß mit einbezogen

$$L = L_0 + L_A \quad (4.28)$$

mit: L_A Ausbreitungsdämpfungsmaß

Das Ausbreitungsdämpfungsmaß L_A ist für die gesamte Strecke vom GPS-Satelliten über den Reflektor bis zum Empfänger in aller Regel größer 0 dB, kann allerdings bei mehreren Ausbreitungspfaden (Mehrwegen) und spiegelnden Reflexionen an leitenden Oberflächen auch kleiner 0 werden und damit zu einem höheren Signalpegel an der Empfangsantenne führen. Dieser Effekt ist höchst unerwünscht und macht die Differenzierung zwischen direktem und indirektem Signal noch problematischer. Das Maximum der Autokorrelationsfunktion liegt in diesem Fall nicht mehr beim direkten Signalanteil.

Häufig wird in der Praxis auch die sog. Freiraumdämpfung verwendet, die nur die Signalstrecke berücksichtigt

$$L = 20 \lg \left(\frac{4\pi \cdot d \cdot f}{c_0} \right) = 10 \lg \left(\frac{4\pi \cdot d}{\lambda} \right)^2 \quad (4.29)$$

mit: c_0 Vakuumlichtgeschwindigkeit
 λ Wellenlänge der Schwingung

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit c_0 einer ebenen Welle im freien Raum ist

$$c_0 = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \quad (4.30)$$

Abschließend soll bemerkt werden, dass die Freiraumdämpfung keine Dämpfung im herkömmlichen Sinne darstellt, also nicht einen Verlust repräsentiert, sondern die

Leistungsflussdichte des gesendeten Signals mit dem Quadrat des Abstands abnimmt. Hingegen können Verluste, die durch Reflexion entstehen, als Dämpfung bezeichnet werden.

4.1.2.6.2 Größe und Entfernung des Reflektors

Eine Reflexion an einer Oberfläche kommt erst dann zustande, wenn das reflektierende Objekt eine entsprechend große ebene Fläche aufweist. Diese Abhängigkeit wird anhand der Fresnel-Zonen dargestellt. Fresnel-Zonen, die auch bei der Berechnung von terrestrischen Funkstrecken zur Abschätzung einer ungestörten Ausbreitung verwendet werden, beschreiben die Abmessungen der als Reflektor wirkenden Fläche.

Bild 4.12 zeigt für einen horizontalen Reflektor die Situation mit einem GPS-Satelliten und einem Empfänger. Diejenigen Punkte auf der reflektierenden Fläche tragen zur Ausbildung eines Sekundärstrahlers bei, die folgende Bedingung erfüllen (Rohan, 1991)

$$R_n - R < n \frac{\lambda}{2} \quad (4.31)$$

mit: $R_n = r_1 + r_2$ kombinierte Distanz Sender – Reflektor – Empfänger
 R Distanz Sender – Empfänger
 $n = 1, 2, \dots$ Nummer der Fresnel-Zone

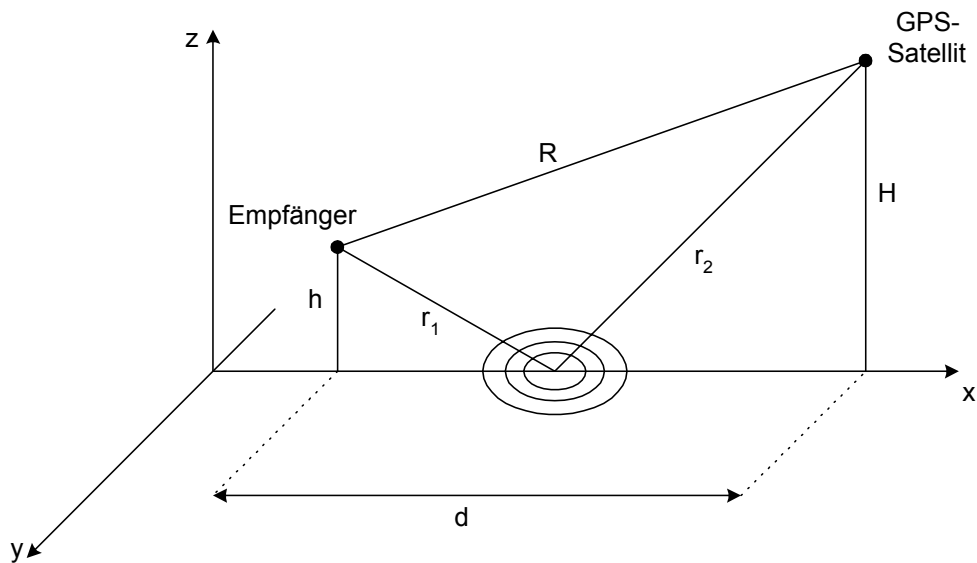


Bild 4.12: Zur Definition der Fresnel-Zonen

Die Entfernung Sender – Reflektor – Empfänger darf also im Bereich von $0..n \lambda/2$ um den zentralen Reflexionspunkt variieren.

Alle Punkte auf der Oberfläche, die zu einem Mehrweg kleiner oder gleich $n \lambda/2$ führen, gehören demnach zur n-ten Fresnel-Zone. Der erste potentielle Reflektor wird von der ersten Fresnel-Zone begrenzt und tritt bereits bei einem Mehrweg von ca. 9,5 cm auf. Unter ungünstigen Bedingungen kann schon eine Ground-plane Antenne ausreichen, um eine Reflexion zu erzeugen.

4.1.2.6.3 Oberflächenbeschaffenheit

Neben der Größe der Reflexionsfläche spielt auch deren Qualität bzw. Rauheit bei der Untersuchung der Reflexionseigenschaften eine Rolle.

Bei sehr glatten Oberflächen kommt eine spiegelnde Reflexion zustande, d.h. das einfallende Signal wird wie an einem Spiegel reflektiert. Die Oberfläche wird als glatt bezeichnet, falls ihre Rauheit wesentlich kleiner als die Wellenlänge des einfallenden Signals ist. Diese als Rayleigh-Kriterium bezeichnete Bedingung lautet

$$h_{\text{mittel}} < \frac{\lambda}{K \cdot \cos \vartheta} \quad (4.32)$$

mit: h_{mittel} Standardabweichung der Höhen der Bodenunregelmäßigkeiten
 K Faktor, von Rayleigh mit 8 angegeben, von anderen Autoren mit 32
 ϑ Einfallswinkel

Ist eine Fläche rau im Sinne des Kriteriums, so wird eine einfallende ebene Welle nicht als solche reflektiert, sondern diffus reflektiert, also die Welle in mehrere Richtungen gestreut (vgl. Bild 4.13 rechts). Folge davon ist, dass die elektrische Feldstärke in Richtung der ausfallenden Welle auf diese unterschiedlichen Richtungen aufgeteilt wird. Das Signal erfährt also eine Dämpfung. Genau diese dämpfende Wirkung einer rauhen Oberfläche ist bei einem GPS Mehrwegepfad eine erwünschte Eigenschaft.

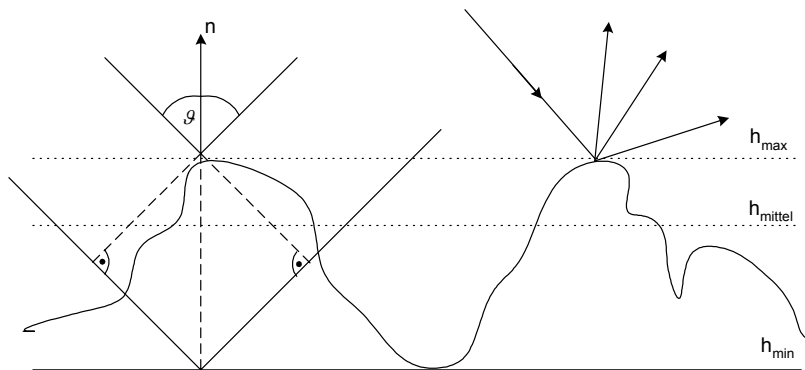


Bild 4.13: Reflexion an rauhen Oberflächen

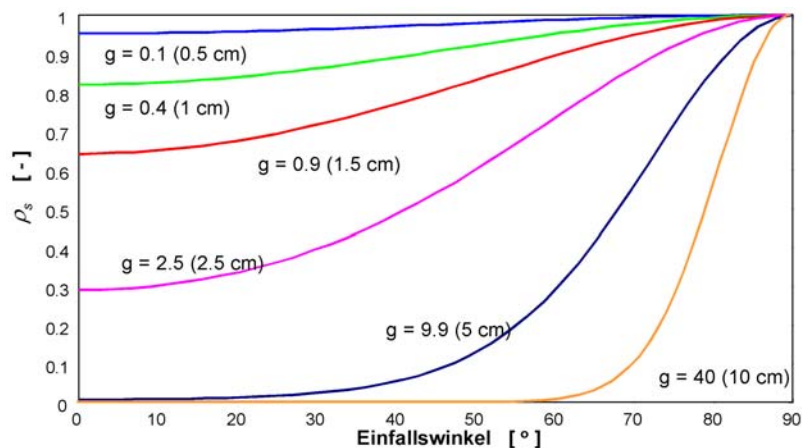


Bild 4.14: Verlauf des Reflexionskoeffizienten bei unterschiedlichen Bodenunebenheiten

Um die zu erwartende Dämpfung abzuschätzen, kann folgender Reflexionskoeffizient herangezogen werden (Rohan, 1991).

$$\rho_s = e^{-\frac{2\pi\sigma_h \cos \vartheta}{\lambda}} \quad (4.33)$$

mit: σ_h Standardabweichung der Bodenhöhe über der mittleren Höhe h_{mittel} innerhalb der ersten Fresnel-Zone

Multipliziert man die bei einer spiegelnden Reflexion zu erwartende Signalstärke mit diesem Koeffizienten, so erhält man die letztlich in Richtung des bevorzugten Ausfallswinkel austretende Strahlung. Bild 4.14 zeigt für verschiedene Bodenunebenheiten den Verlauf des Reflexionskoeffizienten ρ_s .

4.1.2.6.4 Dämpfung an der Grenzschicht

Greift man die Darstellung aus Bild 4.11 auf und ergänzt für das rechts-zirkular polarisierte GPS-Signal die E-Felder, so erhält man bei Untersuchung einer Reflexion am Dielektrikum, also einer nicht leitenden Oberfläche, das Bild 4.15. Zu beachten ist, dass hier der Einfallswinkel der Welle größer als der Brewster-Winkel ϑ_B ist. Bei diesem Winkel, für den gilt

$$\vartheta_B = \arctan \sqrt{\frac{\varepsilon_{r2}}{\varepsilon_{r1}}} \quad (4.34)$$

mit: $\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{r2}$ relative Dielektrizitätskonstanten der Medien 1 und 2

ändert die parallel polarisierte Komponente des E-Feldes ihre Orientierung um 180° , es kommt also für Winkel kleiner als dem Brewster-Winkel zu einem Phasensprung, und die rechts-zirkular polarisierte Welle wird zu einer links-zirkular polarisierten. Jedoch erfolgt dieser Übergang nicht sprunghaft, vielmehr wird aus dem zirkular polarisierten Signal zunächst ein elliptisch polarisiertes und beim Brewster-Winkel dann ein linear polarisiertes (vgl. Bild 4.16). Dies beruht auf der durch die Reflexion hervorgerufenen Dämpfung. Für die vertikal polarisierte Komponente bleibt die Orientierung erhalten.

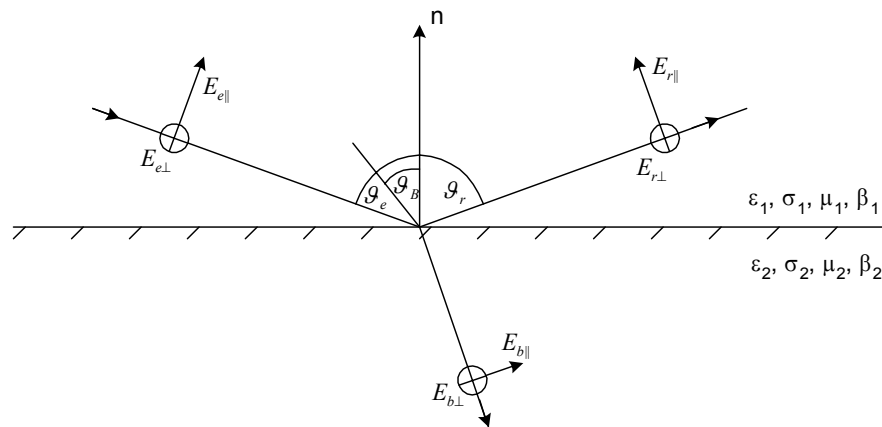


Bild 4.15: Reflexion an einer dielektrischen Oberfläche

Geht man nur von einer einzelnen reflektierenden Oberfläche aus, so kann folgende Überlegung angestellt werden: da es bei Einfallswinkeln, die größer als der Brewster-Winkel sind, nicht zu einem Phasensprung und damit zu einer Änderung der Polarisation von RHC nach LHC kommt, sind bei horizontalen Reflektoren Satelliten, die bei kleineren

Elevationswinkeln unterhalb von $90^\circ - \vartheta_B$ stehen, potentielle Kandidaten für hohe Mehrwegeaktivität. Umgekehrt sind vertikale Reflektoren bei großen Elevationen eine Gefahr.

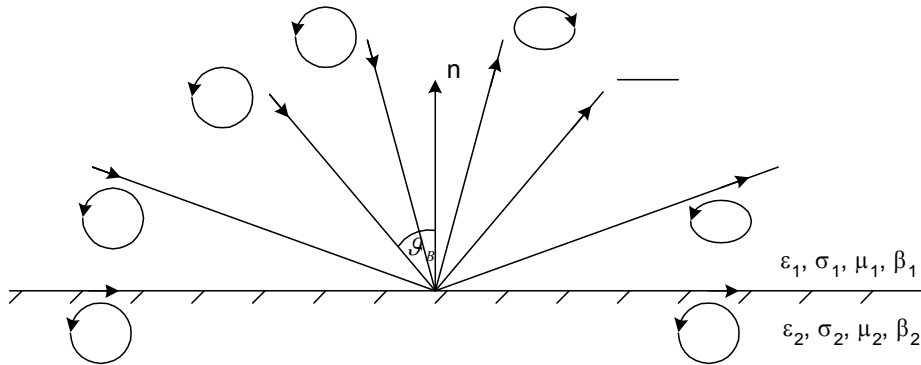


Bild 4.16: Polarisationsänderung bei Reflexion an einer dielektrischen Oberfläche

Wie oben erläutert wird das einfallende Signal nur zum Teil reflektiert, es wird also nur ein bestimmter Teil der Signalstärke nach der Reflexion abgestrahlt. Dieser Anteil wird mit Hilfe zweier Reflexionskoeffizienten beschrieben (Stutzman, 1993).

$$\Gamma_C = \frac{1}{2}(\Gamma_{\perp} - \Gamma_{\parallel}) \quad (4.35)$$

$$\Gamma_X = \frac{1}{2}(\Gamma_{\perp} + \Gamma_{\parallel}) \quad (4.36)$$

mit: Γ_C Reflexionskoeffizient für den rechts-zirkular polarisierten (co-polar) Anteil
 Γ_X Reflexionskoeffizient für den links-zirkular polarisierten (cross-polar) Anteil

Dabei sind die Reflexionskoeffizienten für die parallele und senkrechte Komponente unter der Voraussetzung von nichtmagnetischen Materialien ($\mu_r = 1$)

$$\Gamma_{\parallel} = - \frac{\cos \vartheta_e - \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} - \sin^2 \vartheta_e}}{\cos \vartheta_e + \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} - \sin^2 \vartheta_e}} \quad (4.37)$$

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\cos \vartheta_e - \sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} - \sin^2 \vartheta_e}}{\cos \vartheta_e + \sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1} - \sin^2 \vartheta_e}} \quad (4.38)$$

mit: $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ komplexe Dielektrizitätskonstanten

Die komplexen Dielektrizitätskonstanten der Medien berechnen sich nach

$$\varepsilon = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 - j \frac{\sigma}{\omega} \quad (4.39)$$

mit: ε_r relative Dielektrizitätskonstante
 σ Leitfähigkeit

In Tabelle 4.1 sind für einige häufig anzutreffende Materialien deren Eigenschaften angegeben.

Tabelle 4.1: Elektrische Materialeigenschaften verschiedener Stoffe

Material	Relative Dielektrizitätskonstante ε_r	Elektrische Leitfähigkeit σ [S/m]	Grenzfrequenz $\omega_g/2\pi$ [Hz]
Luft	1	0	-
Kupfer	1	$5,8 \cdot 10^7$	-
Meerwasser	81	4	$8,9 \cdot 10^8$
Wasser	81	10^{-3}	$2,2 \cdot 10^5$
feuchte Erde	10	10^{-3}	$1,8 \cdot 10^6$
trockene Erde	5	10^{-5}	$3,6 \cdot 10^4$
Kiefernwald, Baumhöhe 10m	38	0,045	$2,1 \cdot 10^7$
Baustoffe	3	10^{-4}	$6,0 \cdot 10^5$

Anzumerken ist noch, dass sich ein Material bis zu einer bestimmten Frequenz als Quasileiter verhalten kann, oberhalb dieser Frequenz als Dielektrikum. Diese Grenzfrequenz ist bestimmt durch

$$\omega_g = \frac{\sigma}{\varepsilon} \quad (4.40)$$

Wie sich aus Tabelle 4.1 ablesen lässt, liegen bei den üblicherweise bei Gebäuden aber auch als Bodenflächen anzutreffenden Materialien die Grenzfrequenzen unterhalb der von GPS und äquivalenten Navigationssystemen verwendeten Sendefrequenzen.

Das resultierende elektrische Feld der reflektierten Welle erhält man mit (4.35) und (4.36) bzw. (4.37) und (4.38) zu

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} E_{rL} \\ E_{rR} \end{bmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Gamma_{\perp} & 0 \\ 0 & \Gamma_{\parallel} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{e\perp} \\ E_{e\parallel} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \Gamma_C & \Gamma_X \\ \Gamma_X & \Gamma_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{eL} \\ E_{eR} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.41)$$

mit: E_{rL} links-zirkular polarisierter Anteil der reflektierten Welle
 E_{rR} rechts-zirkular polarisierter Anteil der reflektierten Welle
 $E_{e\perp}$ senkrecht linear polarisierter Anteil der einfallenden Welle
 $E_{e\parallel}$ parallel linear polarisierter Anteil der einfallenden Welle
 E_{eL} links-zirkular polarisierter Anteil der einfallenden Welle
 E_{eR} rechts-zirkular polarisierter Anteil der einfallenden Welle

Es soll jetzt noch der Spezialfall einer leitenden Oberfläche betrachtet werden. Wie in Tabelle 4.1 für Kupfer angegeben, ist die Leitfähigkeit des Materials groß und wird häufig durch einen perfekten Leiter mit $\sigma = \infty$ angenähert.

Damit werden (4.37) und (4.38) zu:

$$\Gamma_{\perp} = \Gamma_{\parallel} = -1 \quad (4.42)$$

Grundsätzlich erfährt ein an einer leitenden Oberfläche reflektiertes Signal keine Dämpfung ($\alpha_m = 0$), müsste also ohne Verluste an der Antenne ankommen. Allerdings wirkt auf das Signal in jedem Fall die Freiraumdämpfung, die aber bei der kurzen Strecke zwischen Reflektor und Empfänger sehr gering und daher zu vernachlässigen ist.

Im Bild 4.17 bzw. Bild 4.18 ist für eine rechts-zirkular polarisierte Welle bzw. deren analoge linear polarisierte Darstellung der Feldverlauf dargestellt. Hier kommt es also zu einem Phasensprung der parallelen Komponente um 180° . Bei einem Leiter gilt dieser Phasensprung im Gegensatz zum Dielektrikum unabhängig vom Einfallswinkel.

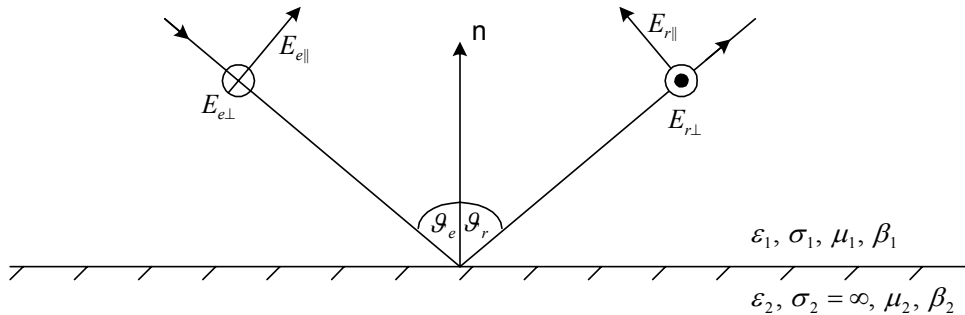


Bild 4.17: Reflexion an einer leitenden Oberfläche

Damit erfährt die Welle sowohl bei einer leitenden Oberfläche unter allen Einfallswinkeln, als auch bei einem dielektrischen Medium mit Einfallswinkeln größer dem Brewster-Winkel eine Änderung der Polarisationsrichtung von rechts- nach links-zirkular bzw. elliptisch polarisiert. Diese einmal reflektierten GPS-Signale werden somit von der Antenne nur noch stark gedämpft empfangen (vgl. Kapitel 4.1.2.6.6). Allerdings stellen insbesondere Mehrfachreflexionen an metallischen Körpern ein Hauptproblem bei der Mehrwegeausbreitung dar, da die Amplituden nur sehr gering gedämpft werden.

4.1.2.6.5 Depolarisation

Wird bei der Reflexion einer Welle an einer Oberfläche die Polarisation der reflektierten im Vergleich zur einfallenden Welle geändert, so spricht man von Depolarisation. Wie bereits erwähnt, kann Depolarisation aber auch auf dem Signalweg selbst auftreten.

Ein Signal, dessen Polarisation verändert wurde, kann unter ungünstigen Umständen nicht mehr empfangen werden, falls die Antenne für eine bestimmte Polarisationsrichtung ausgelegt ist. Gerade dieser Umstand kann aber beim Empfang von Mehrwegesignalen von Vorteil sein. Wird z.B. durch Reflexion an einer gut leitenden Oberfläche die Polarisation des GPS-Signals von rechts- auf links-zirkular (RHCP \rightarrow LHCP) geändert, das Signal also depolarisiert, so erreicht es den Empfänger nur noch stark gedämpft (vgl. auch folgendes Kapitel).

Im Bild 4.16 bzw. Bild 4.18 ist die Polarisationsänderung eines rechts-zirkular polarisierten Signals bei Reflexion an einem guten Leiter bzw. einem Dielektrikum dargestellt. Zu beachten ist, dass im Dielektrikum die Polarisationsrichtung erst bei

Einfallswinkeln größer als der Brewster-Winkel umgekehrt wird. Allerdings wird das zirkularpolarisierte Signal bei anderen Winkeln elliptisch und beim Brewster-Winkel linear polarisiert.

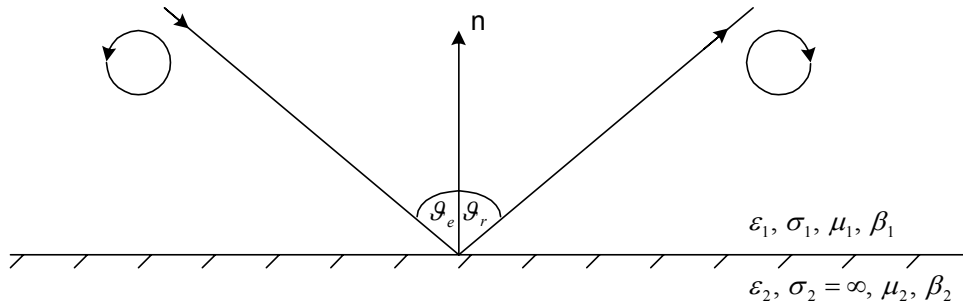


Bild 4.18: Depolarisation bei Reflexion an einer leitenden Oberfläche

4.1.2.6.6 Antennendämpfung

Die letzte Station des sich als Welle im Raum ausbreitenden Signals ist die Empfangsantenne. Häufig werden GPS-Antennen mit integrierten Verstärkern (LNA – low noise amplifier) ausgestattet, die den Signalpegel noch vor der Kabelstrecke zum Empfänger anheben. Auf dem Kabel treten je nach dessen Länge und Typ bzw. Qualität wieder Verluste auf, die durch den Vorverstärker in der Antenne kompensiert werden sollen.

Die Charakteristik einer Antenne wird durch das Antennendiagramm beschrieben. Für eine NovAtel Antenne vom Typ 501 ist im Bild 4.19 die Verstärkung für eine rechts- bzw. eine links-zirkular polarisierte eintretende Welle dargestellt. Deutlich zu erkennen ist die um etwa 10 dB stärkere Dämpfung bei links-zirkular polarisierten Wellen verglichen mit rechts-zirkular polarisierten. Diese wünschenswerte Eigenschaft dämpft damit zusätzlich Mehrwegesignale mit links-zirkularer Polarisation, wie sie ja insbesondere bei Einfachreflexion an guten Leitern auftreten.

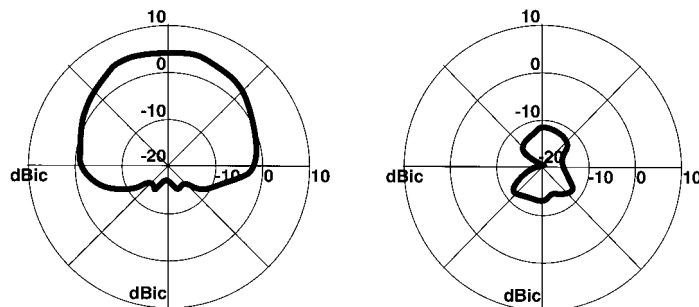


Bild 4.19: Antennendiagramm einer GPS-Antenne, Verlauf des Antennengewinns: a) rechts-zirkular polarisiert, b) links-zirkular polarisiert

Wie in Kapitel 4.3.2 noch erläutert wird, ist das Antennendiagramm aber auch bei der Kalkulation der theoretisch zu erwartenden Signalamplitude nützlich. Betrachtet man in Bild 4.19 den Fall einer rechts-zirkular polarisierten Welle, so beträgt bei niedrigen Elevationswinkeln nahe des Horizonts die Signalstärke nur noch etwa 20% (-3 dB) der maximalen Verstärkung von 4 dB.

Wird ein Signal an einem vertikalen Reflektor reflektiert, so erreicht es unter dem gleichen Elevationswinkel die Antenne wie das direkt empfangene Signal. Damit ist bis auf eine Azimuth-Abhängigkeit der Verstärkungsfaktor der Antenne für beide Signale gleich. Lediglich das Phasenzentrum wird variieren, wenn die Signale nicht den exakt gleichen Eintrittspunkt in die Antenne haben. Dies jedoch ist bei vertikalen Reflektoren nicht möglich. Alle Annahmen gelten natürlich nur bei einem Reflektor, also Mehrfachreflexion kann hier

andere Eigenschaften haben. Liegt Einfachreflexion vor, tritt bei horizontalen Reflektoren die reflektierte Welle immer unterhalb von 0° Elevation in die Antenne ein.

4.2 Identifikationsmethoden

Mehrere Verfahren stehen zur Verfügung, um Mehrwegefehler in den Beobachtungen zu identifizieren. Davon beruht ein Teil auf den im Kapitel 3.2.2 erläuterten Kombinationsmöglichkeiten der einzelnen Beobachtungen und den mit der Differenzbildung verbundenen Vorteilen. Für die praktische Anwendung haben die Methoden unterschiedliche Bedeutung. Tabelle 4.2 am Ende dieses Kapitels zeigt eine Gegenüberstellung der Leistungsfähigkeit der einzelnen Varianten.

4.2.1 Differenz C/A-Code - L_1 -Phase

Eine einfache Methode, um festzustellen, ob vom Empfänger gelieferte Daten Mehrwege-Anteile enthalten, besteht darin, für jeden beobachteten Satelliten die Differenz aus C/A-Code und L_1 -Phase nach (3.14) zu bilden. Sind in der so ermittelten Zeitreihe Oszillationen zu erkennen, so handelt es sich dabei um Mehrwegeeffekte.

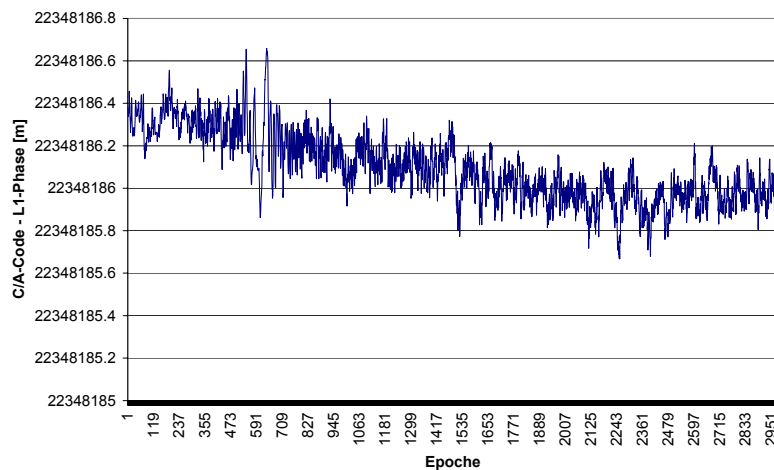


Bild 4.20: Differenz C/A-Code – L_1 -Phase GPS PRN3 am 31.3.1997 (Station auf dem Vorfeld des ehem. Flughafens Neubiberg)

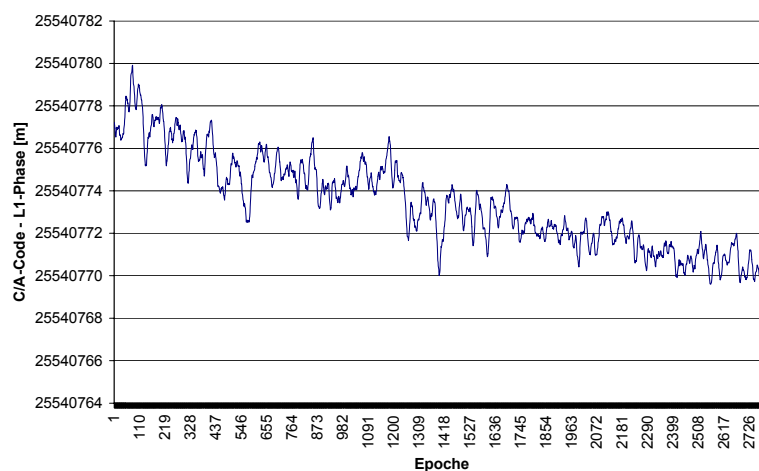


Bild 4.21: Differenz C/A-Code – L_1 -Phase GPS PRN3 am 31.3.1997 (Station auf Pfeiler 6 vor dem Institutsgebäude)

Bild 4.20 bzw. 4.21 zeigen jeweils die Differenz für einen Satelliten mit und einen ohne Mehrweg. Sehr gut erkennbar ist der Unterschied beider Differenzen, der Mehrweg in der Größenordnung von 10 m auf dem Code ausweist. Auf beiden Stationen wurde ein NovAtel 3151R-Empfänger verwendet.

Nicht eliminierte Fehler bei diesem Verfahren sind:

1. Mehrwegeeinflüsse (auf C/A-Code und Trägerphase), wobei der Mehrweg auf der Trägerphase klein gegen den Mehrweg der Codephase ist und vernachlässigt werden kann.
2. Ionosphärenfehler (niederfrequente Drift, durch Differenzbildung mit doppelter Amplitude)
3. Empfängerrauschen (auf C/A-Code und Trägerphase); auch hier wird das Noise auf der Trägerphase vernachlässigt
4. Ambiguity-Bias (Phasenmehrdeutigkeit)

Die Phasenmehrdeutigkeit führt zu einem Offset in den Daten, der jedoch, solange keine Cycle-Slips auftreten, für alle Epochen konstant bleibt. Der Ionosphäreinfluss kann neben der Bestimmung durch 2-Frequenz Messungen auch durch die Modellierung des Trends in den Rohdaten mit einer Funktion 2. Ordnung eliminiert werden.

Mit dieser Methode können für die Codephase vorhandene Mehrwegefehler detektiert werden. Eine Detektion für die Trägerphase ist damit allerdings nur indirekt möglich. Dabei nutzt man die Tatsache, dass sich Mehrwegefehler bei der Signalverarbeitung im Empfänger sowohl in der DLL als auch der PLL auswirken (vgl. Kapitel 4.1.1.2). Der entscheidende Vorteil ist jedoch die Möglichkeit, Mehrweg für jeden einzelnen Satelliten und jede Station separat detektieren zu können. Wie noch gezeigt wird, ist diese Tatsache auch für mehrere Reduktionsverfahren von großer Bedeutung.

4.2.2 Epochendifferenz C/A-Code – L₁-Phase

Auslöser für die Bildung einer Differenz zwischen zwei Epochen ist der Ionosphärenfehler, der bei der Differenzbildung von Codephase und Trägerphase auf L₁ nach (3.13) nicht eliminiert werden kann. Bildet man jetzt zusätzlich nach (3.15) eine Differenz zwischen jeweils 2 aufeinanderfolgenden Epochen, so trägt der sich nur langsam ändernde Ionosphärenfehler nur noch gering zu dem jeweils berechneten Wert bei.

Für eine Update-Rate der vom Empfänger ausgegebenen Daten von 1 Hz beträgt der Ionosphärenfehler zwischen 2 Epochen ca. 1 mm (bei geringer Sonnenaktivität) und kann vernachlässigt werden. Damit erhält man als Vereinfachung von (3.16)

$$\delta(R_A^i - \Phi_A^i) \approx (\varepsilon_{code} + noise_{code} + d_{MPcode})_k - (\varepsilon_{code} + noise_{code} + d_{MPcode})_{k-1} \quad (4.43)$$

Wertet man jetzt die Differenz von C/A-Code und L₁-Phase statistisch aus und bildet den Mittelwert $M\{R - \Phi\}$ und die Varianz $Var\{R - \Phi\}$, so ist es damit leicht möglich, einen Grenzwert für die Entscheidung Mehrweg oder kein Mehrweg zu finden. In der Praxis hat sich hier ein Wert von 0,5 m bewährt.

Der Entscheidungsalgorithmus selbst setzt dabei voraus, dass der Grenzwert nachhaltig, d.h. für mehrere Epochen nacheinander überschritten wird. Damit wird sichergestellt, dass nicht für eine Epoche Mehrweg festgestellt und die nächste Epoche wieder als mehrwegfrei bezeichnet wird. Es wird also dem Rauschen auf der Codephase Rechnung getragen, das diesen Grenzwert auch ohne Einfluss von Mehrweg überschreiten kann. In Bild 4.22 ist der Algorithmus dargestellt.

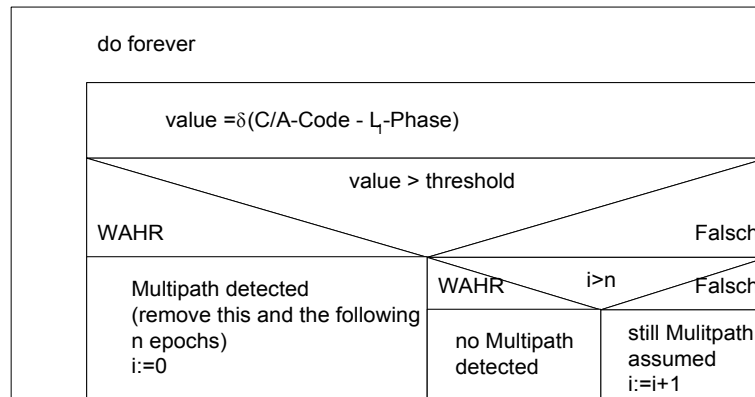


Bild 4.22: Nassi-Shneiderman Diagramm des Detektionsalgorithmus (Epochendifferenz C/A-Code – L_1 -Phase)

4.2.3 Differenz L_1 -Phase – L_2 -Phase

Berechnet man die ionosphärische Verzögerung (Georgiadou, 1988), also die Differenz zwischen der L_1 - und der L_2 -Trägerphase nach

$$\Delta = \Phi_2 - \Phi_1 + C \quad (4.44)$$

mit: C Linearkombination der Trägerphasenmehrdeutigkeiten auf L_1 und L_2

, so gewinnt man ein zusätzliches Maß, um Mehrweg auf der Phase zu detektieren aber auch dessen Größe abzuschätzen. Der Bias C ist, falls es zu keinen Cycle-slips kommt, konstant und kann subtrahiert werden. Analog zur Differenz C/A-Code – L_1 -Phase können auch hier die typischen oszillierenden Signaturen wechselnder Frequenz beobachtet werden.

Für kurze Basislinien ist auch die Bildung einer doppelten Differenz möglich, da dann der gemessene Ionosphärenunterschied noch gering bleibt. Eine Separierung von L_1 - und L_2 -Mehrweg ist jedoch nicht möglich.

4.2.4 Signal/Rausch Verhältnis

Bietet das vom Empfänger ausgegebene Signal/Rausch Verhältnis genügend hohe Auflösung, so ist auch damit die Detektion des Mehrwegesignals möglich. Bild 4.23 bzw. 4.24 zeigt jeweils das SNR eines empfangenen GPS-Signals mit und ohne Mehrweg. Aus (4.1) ist der Zusammenhang zwischen dem Signal/Rausch Verhältnis und der Signalamplitude bekannt. Damit ist auch klar ersichtlich, warum bei der Untersuchung des SNR ähnliche Oszillationen zu erkennen sind wie bei einer Phasenglättung des Codes, also der Bildung der Differenz C/A-Code – L_1 -Phase.

Auch diese Methode hat den Vorteil, dass jeder Satellit und jeder Empfänger separat betrachtet werden kann, es also zu keiner Differenzbildung kommt. Für die praktische Anwendung bietet sich das in Kapitel 4.2.2 beschriebene Verfahren an. Statt der Differenz C/A-Code – L_1 -Phase wird das SNR eingesetzt, die Grenzwerte müssen abhängig vom jeweils verwendeten Empfänger angepasst werden. An dieser Stelle sollen hierzu keine weiteren Details erläutert werden.

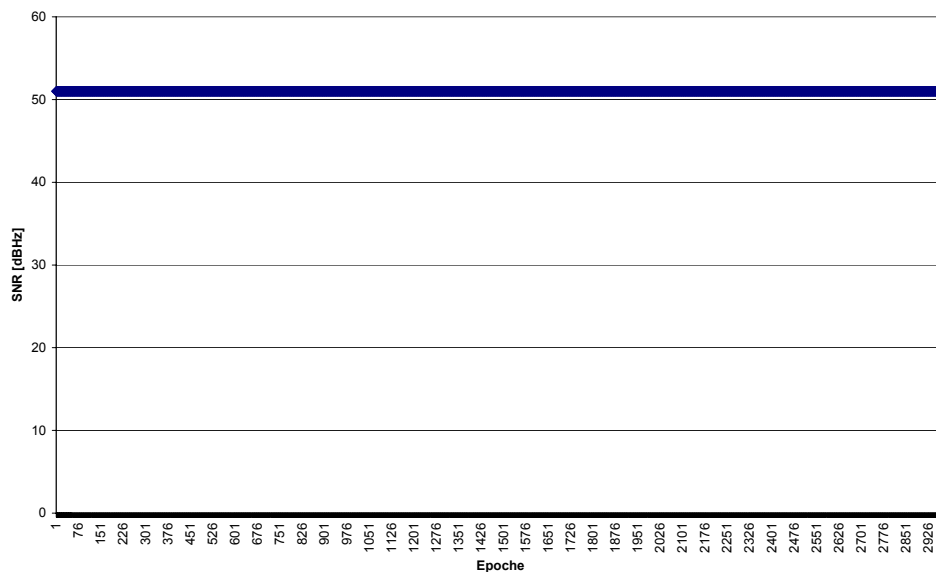


Bild 4.23: SNR des Satelliten GPS PRN3 am 31.3.1997 (Station auf dem Vorfeld des ehem. Flughafens Neubiberg)

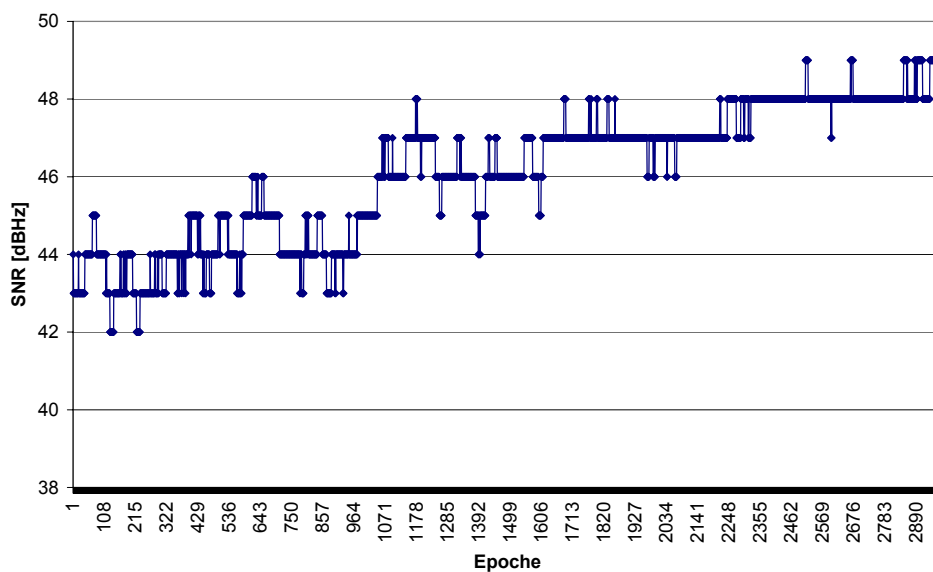


Bild 4.24: SNR des Satelliten GPS PRN3 am 31.3.1997 (Station auf Pfeiler 6 vor dem Institutsgebäude)

4.2.5 Verwendung mehrerer Referenzstationen

Stehen mehrere Masterstationen zur Verfügung bzw. werden die im Netzwerk eingesetzten Empfänger als statisch betrachtet, so kann damit – natürlich nur bei kleinräumigen Netzwerken, bei denen atmosphärische Fehlereinflüsse als gering angenommen werden können – eine Evaluierung der Codebeobachtung vorgenommen werden (Raquet, 1996). Voraussetzung ist eine möglichst exakte Kenntnis der Antennenpositionen, die in der Regel bereits vorab bekannt oder über DGPS schnell bestimmbar sind.

Zwischen jeweils 2 Empfängern werden doppelte Differenzen der Codemessung gebildet nach

$$\nabla\Delta R_{AB}^{jk} = (R_A^j - R_B^j) - (R_A^k - R_B^k) \quad (4.45)$$

Für die bekannten Antennenpositionen zweier Stationen berechnet sich die tatsächliche geometrische doppelte Differenz zu

$$\nabla\Delta\rho_{AB}^{jk} = (\rho_A^j - \rho_B^j) - (\rho_A^k - \rho_B^k) \quad (4.46)$$

Ziel des Verfahrens ist es, mit Hilfe von zusätzlichen Bedingungen die Beobachtungsgrößen um einen Korrekturwert anzupassen. Der Vektor der korrigierten Beobachtungen ist

$$\underline{\hat{R}} = \underline{R} + \underline{\delta\hat{R}} \quad (4.47)$$

mit: $\underline{\hat{R}}$ korrigierte Beobachtungen
 $\underline{\delta\hat{R}}$ Korrekturvektor

Der Korrekturvektor wird geschrieben als

$$\underline{\delta\hat{R}} = -\underline{C}_R \underline{B}^T [\underline{B} \underline{C}_R \underline{B}^T]^{-1} \nabla\Delta\varepsilon \quad (4.48)$$

mit: \underline{C}_R Varianz-Covarianz Matrix der Codephasenmessung \underline{R}
 $\nabla\Delta\varepsilon = \nabla\Delta R - \nabla\Delta\rho$ Differenz aus beobachteter und gerechneter Distanz Satellit-Empfänger

Dabei entspricht der Term $\nabla\Delta\varepsilon$, der üblicherweise bei der Linearisierung des Positionierungsmodells gebildet wird, der linken Seite eines linearen Gleichungssystems der Form $\underline{l} = \underline{A}\underline{x}$. Die Matrix \underline{B} ist definiert als

$$\underline{B} = \left. \frac{\partial \nabla\Delta\varepsilon}{\partial \underline{R}} \right|_R \quad (4.49)$$

Analog können auch Trägerphasenmessungen korrigiert werden. Dann wird (4.48) zu

$$\underline{\delta\hat{\Phi}} = -\underline{C}_\Phi \underline{B}^T [\underline{B} \underline{C}_\Phi \underline{B}^T]^{-1} \nabla\Delta\varepsilon_\Phi \quad (4.50)$$

mit: \underline{C}_Φ Varianz-Covarianz Matrix der Trägerphasenmessung

Die Differenz aus beobachteter und gerechneter Distanz eines Satelliten zum Empfänger ist dann

$$\nabla\Delta\varepsilon_\Phi = \nabla\Delta\Phi + \lambda\nabla\Delta N - \nabla\Delta\rho \quad (4.51)$$

Die Detektion von fehlerbehafteten Messungen basiert auf der statistischen Analyse der Korrekturwerte für die einzelnen Beobachtungen. Ein hoher Korrekturwert deutet damit auf einen großen Fehler hin.

Nach Raquet soll auch eine Reduzierung des Mehrwegefehlers möglich sein. Allerdings setzt dies mehrere unabhängige Referenzstationen voraus. Für die Erkennung von Mehrwegen bei der Deformationsüberwachung werden hingegen alle vorhandenen Stationen, auch die Monitorstationen, als Referenzstationen betrachtet. Wichtig ist hier anzumerken, dass bei der Bildung der Korrekturen für die Monitorstationen auch Positionsänderungen aufgrund von Bewegungen des überwachten Objekts zu einem Korrekturwert führen, der aber nicht zwingend auf Mehrweg oder andere Fehlereinflüsse zurückgeführt werden kann. Damit kann die Methode nicht ohne zusätzliche Verwendung anderer Techniken eingesetzt werden. Als Ergänzung wäre hier beispielsweise die Differenzbildung Code – Phase zu nennen.

4.2.6 Einsatz von Mehrantennensystemen

Von mehreren Autoren (Comp, 1996; Becker, 1994) wird zur Bestimmung des Reflexionsortes ein sog. Lagesystem, das zur Ermittlung der Ausrichtung eines Objekts im Raum dient, verwendet. Häufig werden spezielle Lageempfänger, die über einen gemeinsamen Oszillator verfügen, eingesetzt. Eine Alternative stellt der Aufbau einer eigenen Plattform mit Hilfe von gekoppelten – möglichst baugleichen – Einzelpfängern dar, die ebenfalls synchronisiert sind. Messverfahren ist die sog. Short-Baseline-Interferometry, die auch bei der 3D-Richtungsbestimmung zum Einsatz kommt.

Der Einsatz einer derartigen Plattform nutzt folgende Vorteile:

- Kenntnis der Geometrie des Antennensystems
- Kenntnis der Geometrie zu den GPS-Satelliten
- Kurze Basislinien innerhalb eines Mehrwegeszenarios

Zum letzten Punkt ist noch anzumerken, dass der exakte Reflexionspunkt sowohl von der Distanz Reflektor-Antenne als auch von der Basislänge der Antenne abhängig ist. Befindet sich die Plattform also nahe am Reflektor, so kann dies zu Unschärfen bei der Bestimmung des Reflexionspunkts führen.

Bild 4.25 zeigt den Aufbau einer Plattform mit 4 Antennen und deren Lage zu einem einzelnen Reflektor. Für die Berechnung des Reflexionsortes soll nun Bild 4.4 um eine weitere Antenne erweitert werden (vgl. Bild 4.26).

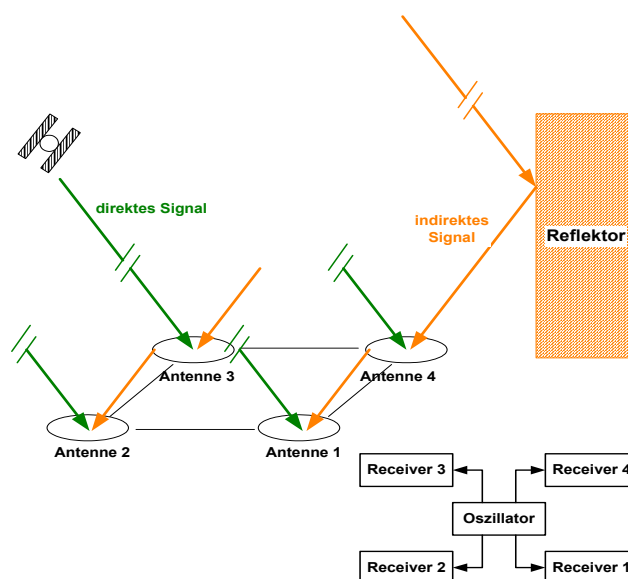


Bild 4.25: Aufbau eines GPS-Lageempfängers und Position eines Reflektors

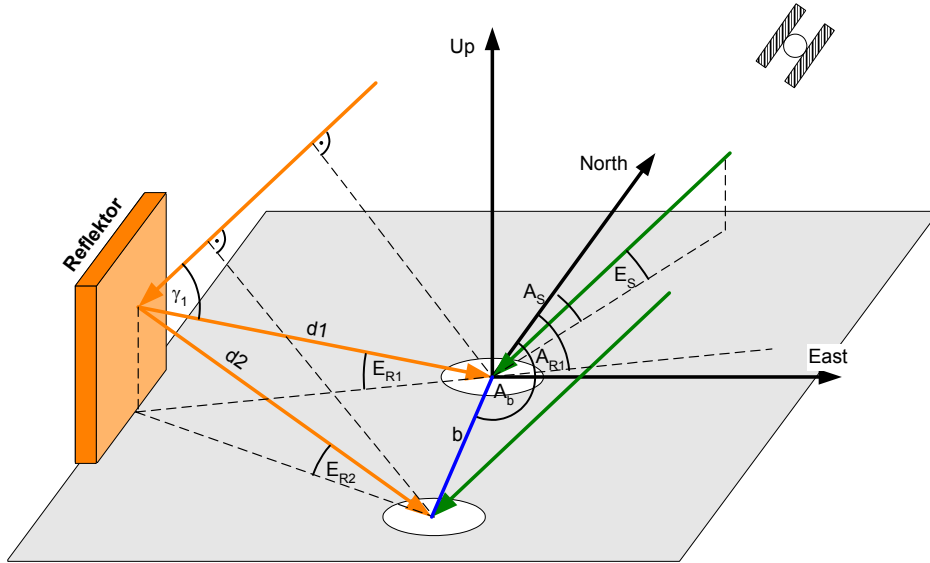


Bild 4.26: Mehrwegeausbreitung bei einem 2-Antennensystem und einem vertikalen Reflektor

Nimmt man die Variablen an der Antenne 1 als bekannt an, dann ist die Horizontal-
distanz vom Reflektor zu einer Antenne

$$d_{Ri} = \sqrt{d_{R1}^2 + b_i^2 - 2d_{R1}b_i \cos(\pi - A_{bi} + A_{R1})} \quad (4.52)$$

mit:

- d_{R1} Horizontaldistanz Reflektor-Antenne 1
- b_i Distanz Antenne 1-Antenne 2
- A_{bi} Azimuth der Basislinie Antenne 1-Antenne 2
- A_{R1} Azimuth des Vektors Reflektor-Antenne 1

Der Azimuth des Vektors Reflektor-Antenne berechnet sich nach

$$A_{Ri} = A_{R1} + \arcsin\left(\frac{b_i}{d_{Ri}} \sin(\pi - A_{bi} + A_{R1})\right) \quad (4.53)$$

Der resultierende Phasenfehler zwischen zwei Antennen ist mit (4.18)

$$\Delta\psi_{1i} = \arctan\left[\frac{\alpha_i \sin \phi_i - \alpha_1 \sin \phi_1 + \alpha_i \alpha_1 \sin(\phi_i - \phi_1)}{1 + \alpha_i \cos \phi_i + \alpha_1 \cos \phi_1 + \alpha_i \alpha_1 \cos(\phi_i - \phi_1)}\right] \quad (4.54)$$

Benutzt man Beobachtungen von mindestens 3 Antennen, so kann mit der Methode der kleinsten Quadrate das Gleichungssystem ausgeglichen und damit der Vektor Antenne 1 – Reflektor bestimmt werden.

Allerdings hat auch dieses Verfahren bei mehreren Reflektoren keine Möglichkeit, diese zu bestimmen, da sich in einem solchen Fall die gesamte geometrische Situation nicht nach Bild 4.26 darstellen lässt.

4.2.7 Vergleich und Bewertung der Erkennungsleistung

Grundlage für eine erfolgreiche Verringerung von Mehrwegefehlern ist eine erfolgreiche Detektion. Wichtiges Kriterium ist hier die Möglichkeit, einen einzelnen Satelliten als fehlerhaft zu markieren. Die meisten der untersuchten Verfahren leisten dies und sind zudem ohne großen Rechenaufwand zu realisieren. Tabelle 4.2 stellt die Verfahren gegenüber.

Tabelle 4.2: Beurteilung verschiedener Erkennungsmethoden
(Zeichenerklärung: ⊕⊕: sehr gut geeignet bzw. geringer Aufwand,
⊖⊖: ungeeignet bzw. großer Aufwand)

		Kriterium			
		Mehrweg-Erkennung		Aufwand	Bemerkung
		Code-phase	Träger-phase		
Methode	Code – Phase	⊕⊕	N/A	⊕⊕	Ionosphäre muss separat bestimmt werden
	Epochendifferenz Code – Phase	⊕⊕	N/A	⊕⊕	
	L1 – L2	N/A	⊕⊕	⊕	Nur bei Zweifrequenzgeräten möglich; nur Kombination von Mehrwegefehlern auf L1 und L2
	SNR	⊕	⊕	⊖	SNR muss vom Empf. mit ausreichend Nachkommastellen ausgegeben werden; Antennendiagramm muss verfügbar sein
	Mehrere Referenzstationen	⊕	⊕	⊖⊖	Zusätzlicher HW-Aufwand
	Mehrantennensystem	⊕	⊕	⊖⊖	Spezieller Empfänger notwendig bzw. Kombination mehrerer Empfänger zu einer Plattform

4.3 Reduktions-/Eliminationsmethoden

Wie bereits in Kapitel 3 erwähnt, stellen durch Mehrwegeausbreitung verursachte Fehler den Hauptanteil im Fehlerbudget bei GPS/DGPS Anwendungen. Um diese Effekte zu eliminieren bzw. zu reduzieren wurden bereits vielfältige Anstrengungen unternommen. Ein Großteil der Methoden greift auf die Nutzung der im Empfänger zur Verfügung stehenden Rohdaten zurück. Es gibt aber auch Ansätze, die direkt in die Hardware des Empfängers eingreifen und dort eine Verbesserung der Signalverarbeitung bei vorhandenem Mehrweg erreichen wollen.

Im Folgenden soll zunächst ein Überblick über verschiedene – zum Teil in der Literatur beschriebene – Verfahren gegeben werden.

4.3.1 Bildung von Satelliten-Subsets

Im Gegensatz zu den meisten der unten beschriebenen Prozeduren zur Reduzierung von Mehrwegefehlern greift diese Technik auf der Positionsebene an.

Statt einfach alle empfangenen Satelliten in die Positionslösung mit einzubeziehen, wird für jeden Satelliten mit Hilfe der aus Kapitel 4.2.1 bekannten Differenz C/A-Code – L₁-

Trägerphase einzeln geprüft und entschieden, ob die jeweilige Beobachtung durch Mehrweg verfälscht ist. Wenn dies der Fall ist, so kann der entsprechende Satellit aus dem Gleichungssystem herausgenommen oder entsprechend niedriger gewichtet für die Lösung verwendet werden. In der Praxis verwendet man die Epochendifferenz Code – L_1 -Phase, da hier durch die Grenzwertbedingung ein Kriterium für die Detektion implementiert ist.

Bild 4.27 zeigt die berechnete Position links mit allen Satelliten sowie auf der rechten Seite für ein Subset mit nur 5 Satelliten. Durch den Ausschluss von zwei Satelliten kann im Beispiel eine deutliche Verbesserung der Positionslösung erzielt werden.

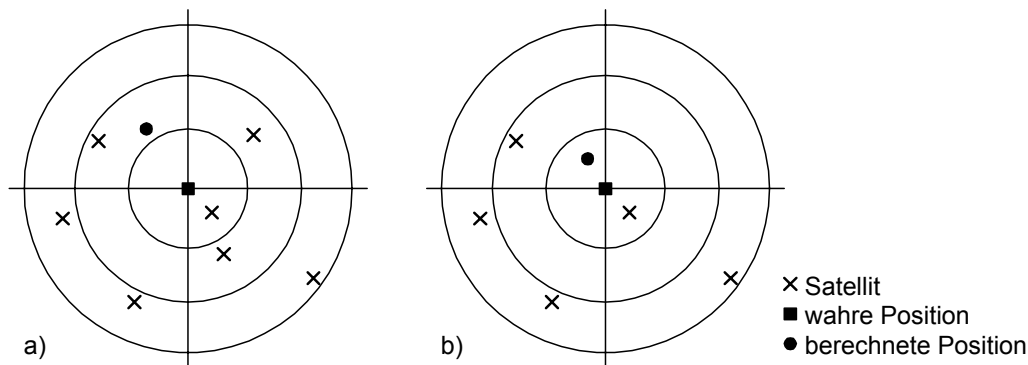


Bild 4.27: Satelliten Subsets: a) alle Satelliten b) 5 ausgewählte Satelliten

4.3.2 Signal/Rausch Verhältnis

Neben der Verwendung der traditionellen Beobachtungen Codephase und Trägerphase steht das häufig ungenutzte Signal/Rausch Verhältnis zur Verfügung. Meist wird es nur zur Beurteilung der Qualität des empfangenen Signals bzw. zur Gewichtung des jeweiligen Satelliten im Gleichungssystem für die Positionslösung eingesetzt, erweist sich aber auch bei der Reduzierung der Mehrwegeeffekte als nützlich.

Basis ist die Eigenschaft des Signal/Rausch Verhältnisses, ähnlich der abgeleiteten Messgröße C/A-Code – L_1 -Phase bei vorhandenem Mehrweg Oszillationen zu zeigen (vgl. Bild 4.24). Im Gegensatz zur Differenz aus Code- und Phasenmessung weist das SNR keine durch die Ionosphäre hervorgerufene Drift auf. Dieser Vorteil bedingt allerdings die Kenntnis des Antennendiagramms (vgl. Kapitel 4.1.2.6.6) der verwendeten Empfangsantenne. Notwendig ist dies wegen der elevationsabhängigen Verstärkung der Antenne zusammen mit der distanzabhängigen Dämpfung des GPS-Signals auf der Strecke Satellit – Empfänger. Grundidee ist die Gewinnung von Amplitude und Frequenz der einzelnen Mehrwege aus dem SNR (Axelrad, 1994) und darauf aufsetzend die Berechnung eines Mehrweg-Profiles.

Der erreichbare Wirkungsgrad hängt von der Erfüllung folgender Voraussetzungen ab:

- Der Empfänger muss das SNR mit einer ausreichenden Auflösung von wenigstens einer Nachkommastelle zur Verfügung stellen.
- Der direkt empfangene Signalanteil muss über den Beobachtungszeitraum möglichst konstant sein, d.h. die Amplitude sollte möglichst nicht schwanken.
- Die relative Amplitude des empfangenen Mehrwegsignals sollte ebenfalls möglichst konstant sein.
- Das Antennendiagramm sollte keine Sprünge in seiner Charakteristik aufweisen.
- Die Distanz zum jeweiligen Reflektor sollte über einen sinnvollen Zeitraum möglichst unverändert bleiben, damit die Frequenzen der zu identifizierenden Mehrwegesignale bestimmt werden können.

Der Algorithmus zur Bestimmung des Mehrwegeprofils ist wie folgt aufgebaut.

1. Auftrennung des SNR in Mehrweg- und direkte Komponente

Für die bekannte Empfängerposition wird für einen Satelliten die direkte SNR-Komponente berechnet. Die am Empfänger ankommende Signalleistung wird also um die unter dem gegebenen Elevationswinkel vom Antennendiagramm vorgegebene Dämpfung/Verstärkung angepasst. Zu berücksichtigen ist hier auch die durch die unterschiedlichen Distanzen eines im Zenit bzw. am Horizont stehenden Satelliten vorhandenen Freiraumdämpfungen. Sie variieren zwischen $-182,5$ dB (Zenit) und $-184,9$ dB (Horizont) für den L₁-Träger (Eissfeller, 1996). Für kleine relative Amplituden α_m des Mehrwegssignals wird für mehrere Mehrwege (4.11) vereinfacht zu

$$a_{res} = a_d \left(1 + \frac{\sum_n \alpha_n a_d \cos(180^\circ - \phi_n)}{a_d} \right) \quad (4.55)$$

Unter Anwendung von (4.1) ist damit die Subtraktion des SNR bei direktem Signalweg vom resultierenden SNR bei Mehrweg möglich

$$\left(\frac{S}{N_0} \right)_m \approx \left(\frac{S}{N_0} \right)_{res} - \left(\frac{S}{N_0} \right)_d \quad (4.56)$$

2. Bestimmung der Mehrwege-Frequenzen im SNR

Das nach (4.56) berechnete Signal/Rausch Verhältnis wird jetzt einer Spektralanalyse unterzogen, um die dominanten Frequenzen des Phasenfehlers (vgl. (4.19)) zu bestimmen. Von Axelrad wird der Einsatz des Lomb-Periodograms vorgeschlagen, das eine höhere Auflösung der Frequenzen mit einer adaptierbaren Abtastrate verbindet. Alternativ wäre auch die Verwendung der FFT (Fast Fourier Transformation), die allerdings eine feste Breite des Datenfensters benötigt, oder andere Spektralanalysemethoden möglich.

Beachtet werden muss, dass sich bei mehreren Reflektoren die im SNR verborgenen Frequenzen überlagern und eine Bestimmung erschweren. Um dies zu umgehen werden Fenster unterschiedlicher Breite über die Datenreihe geschoben, es wird also jeweils nur eine bestimmte Anzahl von Werten verwendet.

3. Berechnung der Amplitude und des Phasenoffsets eines reflektierten Signals

Unter Verwendung der im 2. Schritt bestimmten Mehrwege-Frequenzen erfolgt die Lösung für n Ausbreitungswege und jeweils ein Datenfenster entsprechend

$$\begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t_k) & -\sin(\omega_1 t_k) & \dots & \cos(\omega_n t_k) & -\sin(\omega_n t_k) \\ \cos(\omega_1 t_{k+1}) & -\sin(\omega_1 t_{k+1}) & & \cos(\omega_n t_{k+1}) & -\sin(\omega_n t_{k+1}) \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 a_d \cos \vartheta_1 \\ \alpha_1 a_d \sin \vartheta_1 \\ \vdots \\ \alpha_n a_d \cos \vartheta_n \\ \alpha_n a_d \sin \vartheta_n \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

$$= \begin{bmatrix} S/N_0(t_k) \\ S/N_0(t_{k+1}) \\ \vdots \end{bmatrix}$$

mit: $\omega_1 \dots \omega_n$ Winkelgeschwindigkeit eines Mehrwegesignals (Zeiger a_m im Bild 4.2)
 $\alpha_1 \dots \alpha_n$ relative Amplitude eines Mehrwegesignals zum direkten Signal
 $\mathcal{G}_1 \dots \mathcal{G}_n$ Phasenoffset eines Mehrwegesignals
 t_k Messzeitpunkt

4. Berechnung des Phasenwinkels eines reflektierten Signals

Schreibt man (4.6) um, so kann der Phasenwinkel aus dem Phasenoffset berechnet werden zu

$$\phi_i(t_k) = \omega_i t_k + \mathcal{G}_i \quad (4.58)$$

mit: $i = 1 \dots n$

5. Berechnung des resultierenden Phasenfehlers

Wie bereits in Schritt 1 wird auch hier für angenommene kleine relative Amplituden α_m des Mehrwegesignals basierend auf (4.18) der resultierende Phasenfehler vereinfacht bestimmt zu

$$\psi = \sum_{i=1}^n \psi_i \approx \sum_{i=1}^n \frac{\alpha_i \sin \phi_i}{\alpha_m} \quad (4.59)$$

mit: ψ_i Phasenfehler eines einzelnen Umwegesignals

Der jetzt bestimmte Phasenfehler ψ steht für den synthetisch aus dem SNR erzeugten Mehrweg auf einer Phasenmessung.

6. Bestimmung des korrekten Vorzeichens der Mehrwege-Frequenzen

Nach der Spektralanalyse und Ermittlung der im empfangenen SNR vorherrschenden Frequenzanteile ist deren Vorzeichen unbekannt. Hier ist die Differenzbildung zwischen 2 Empfängern notwendig. Bei einem Lageempfänger reichen aufgrund des gemeinsamen Oszillators einfache Differenzen (single differences), bei allen anderen DGPS-Anwendungen ist die Bildung doppelter Differenzen erforderlich. Das Gleichungssystem lautet

$$\begin{bmatrix} \psi_{11}(t_k) & \dots & \psi_{n1}(t_k) & \psi_{12}(t_k) & \dots & \psi_{n2}(t_k) \\ \psi_{11}(t_{k+1}) & \dots & \psi_{n1}(t_{k+1}) & \psi_{12}(t_{k+1}) & \dots & \psi_{n2}(t_{k+1}) \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{11} \\ \vdots \\ s_{1n} \\ s_{21} \\ \vdots \\ s_{2n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D\Phi(t_k) \\ \vdots \\ D\Phi(t_{k+1}) \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

mit: ψ_{xy} Phasenfehler des Umwegesignals x an der Antenne y
 s_{xy} Phasenfehlervorzeichen des Umwegesignals x an der Antenne y
 $D\Phi$ Differenz von Phasenbeobachtungen

Das Vorzeichen des Phasenfehlers, das nahe ± 1 liegen sollte, wird gerundet und bildet zusammen mit (4.59) das endgültige differentielle Mehrwegeprofil.

$$D\psi = \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^n \text{sign}(s_{ij}) \psi_{ij} \quad (4.61)$$

mit: $D\psi$ differentieller Phasenfehler

7. Anwendung

Zur Korrektur von Phasenmessungen ist die Bildung einfacher bzw. doppelter Differenzen notwendig. Subtrahiert man das in den Schritten 1 bis 6 generierte Korrekturprofil von den Phasendifferenzen, so können die Mehrwegefehler reduziert werden.

Mit der hier beschriebenen Technik können insbesondere niederfrequente Mehrwege-Anteile, die durch nahe an der Antenne gelegene Reflektoren hervorgerufen werden, reduziert werden. Höherfrequente Anteile bleiben weitestgehend erhalten. Axelrad gibt den in simulierten Szenarien reduzierbaren Fehler mit ca. 30% an.

4.3.3 Gewichtung von Messungen

Von verschiedenen Autoren wurden Vorschläge zur Verringerung des Mehrwegeinflusses auf Code- bzw. Phasenmessungen gemacht, die durch unterschiedliche Gewichtung der in die Positionslösung eingehenden Satelliten eine Verbesserung bringen sollen. Einen Vergleich mehrerer Methoden bieten u.a. Collins und Langley (1999).

Als einfachstes Verfahren ist eine elevationsabhängige Gewichtung zu nennen, die darauf beruht, dass Satelliten mit niedrigen Elevationswinkeln größeres Rauschen auf Code- und Trägerphase aufweisen und der Rauschanteil durch Abgewichtung der betroffenen Satelliten reduziert werden kann. Als Gewichtsfunktion findet sich häufig

$$\sigma_{\varepsilon}^2 = \sin^2 \varepsilon \quad (4.62)$$

mit: ε Elevation des Satelliten

Gianniou (1996) verwendet zur Gewichtung eine modifizierte Variante, die auf einem Exponentialansatz beruht und den Signal-Rauschabstand statt der Elevation mit einbezieht

$$\sigma_{C/N_0}^2 = e^{-\frac{C/N_0}{A}} \quad (4.63)$$

mit: A empfänger- und frequenzabhängiger empirisch zu bestimmender Parameter

Einen ähnlichen Ansatz verfolgen Hartinger und Brunner (1999), die mit dem SIGMA- ε Gewichtsmodell ebenfalls auf den Signal-Rauschabstand zurückgreifen. Laut Wieser und Brunner (2000) ist die daraus resultierende Gewichtung zwar stark elevationsabhängig, dennoch sei das Modell durch Einbeziehung der tatsächlich gemessenen Signalstärke dem einfachen Ansatz aus (4.62) überlegen. Die Gewichtsfunktion des SIGMA- ε Modells lautet

$$\sigma_{\varepsilon}^2 = V + C \cdot 10^{-\frac{C/N_0}{10}} \quad (4.64)$$

mit: V, C Modellparameter [m^2], [m^2Hz]

Die beiden Modellparameter V und C werden für eine konkrete Antennen-/Empfängerkombination aus dem vom Empfänger gemessenen Signal-Rauschabstand bestimmt. Daraus resultiert eine sog. Template-Funktion, die dem maximalen Signal-Rauschabstand bei gegebener Elevation entspricht.

Wegen des stark elevationsabhängigen Charakters der Gewichtsfunktion werden Fehlereinflüsse, die durch Beugung an Objekten im Signalpfad entstehen oder durch Mehrweg hervorgerufen werden und in beiden Fällen zu einer Dämpfung der Signalstärke führen, vom SIGMA- ε Modell nicht adäquat abgebildet. Brunner et al. (1999) haben ihr Modell in der Folge durch ein weiteres Gewichtsmodell ergänzt, das SIGMA- Δ Modell. Bei diesem Ansatz wird wiederum auf die bereits erwähnte Template-Funktion zurückgegriffen, allerdings bestimmt man jetzt die Differenz zwischen maximal möglichem und tatsächlich gemessenem C/N_0 . Die Gewichte des SIGMA- Δ Modells werden nach Wieser und Brunner (2000) berechnet mit

$$\sigma_{\Delta}^2 = V + C \cdot 10^{-\frac{C/N_0 - \alpha|\Delta|}{10}} \quad (4.65)$$

mit: Δ Abweichung gemessenes C/N_0 vom Maximalwert der Template-Funktion [dBHz]
 α empirisch ermittelter Skalenfaktor (hier: 2,0)

Durch die Anwendung des SIGMA- Δ Modells werden Beobachtungen zusätzlich abgewichtet, wenn das gemessene C/N_0 vom Verlauf der Template-Funktion abweicht, mithin also einer Dämpfung unterliegt.

Leider sind all diese Methoden insofern unflexibel, als Mehrwegeausbreitung nicht nur bei geringen Elevationen auftritt – eigene Untersuchungen zeigen signifikante Mehrwegefehler bei Elevationen von bis zu 75° – und vor allem auf der Trägerphase auch unter günstigen Empfangsbedingungen sein theoretisches Maximum von $\lambda/4$ erreichen kann. Hartinger (2001) weist zudem darauf hin, dass das SIGMA- Δ Modell lediglich für die Korrektur von Beugungseffekten gute Ergebnisse liefert, dagegen für die Reduktion von Mehrweg aufgrund der Phasenverschiebung auf den Trägerphasenmessungen nicht in jedem Fall brauchbare Verbesserungen der Beobachtungsgrößen bieten kann. Hinzu kommt noch, dass eine niedrigere Gewichtung einzelner Satelliten nur dann Sinn macht, wenn es sich tatsächlich nur um Einzelfälle handelt. Sind also in einem Szenario mit z.B. 7 verfügbaren Satelliten ein oder zwei aufgrund von Fehlereinflüssen abzugewichten, kann dies durchaus zu einer Verbesserung der Gesamtlösung führen. Ist der Beobachtungspunkt jedoch dynamischen Änderungen unterworfen und sind aufgrund multipler Reflektoren die meisten sichtbaren Satelliten Mehrwegeeinflüssen ausgesetzt, würde durch die niedrigere Gewichtung der betroffenen Satelliten die vorhandene Dynamik weitestgehend eliminiert, die Positionslösung also einer impliziten Glättung unterworfen.

Die genannten Schwächen der Gewichtungsverfahren führen schließlich dazu, dass nur in ausgewählten Situationen gute Resultate zu erwarten sind. Die Methode scheint demnach nur für den Einsatz in statischen Szenarien geeignet bzw. im Falle singular von Fehlereinflüssen betroffener Satelliten.

4.3.4 Template-Methode

Betrachtet man den Umlauf eines GPS-Satelliten über mehrere Tage, so wiederholt sich die Konstellation des Systems und damit die Geometrie Satellit – Reflektor – Empfänger nach ca. 23h 56m (siderischer Tag). Nutzt man diese Eigenschaft aus, so kann man darauf

aufsetzend ein Verfahren entwickeln, das nach einer eintägigen Kalibrierungsphase die Mehrwegefehler auf Basis der dann vorliegenden Templates verringern kann.

Für GLONASS und Galileo ist der notwendige Beobachtungszeitraum wesentlich länger, hier wiederholen sich die Umlaufbahnen erst nach 8 (GLONASS) bzw. 10 (Galileo) Sterntagen (vgl. Tabelle 3.1). Der Aufwand für die Kalibrierung ist entsprechend höher, zudem können sich nach einer Woche auch die Umgebungsbedingungen am Beobachtungsstandort derart verändert haben (Störungen der Satellitenbahn, Geometrieänderung durch verschobene Reflektoren), dass die Qualität des dann verwendeten Templates für eine Reduktion des Mehrwegs nur noch bedingt ausreicht oder sogar gegenteiligen Effekt hat.

Dennoch kann diese Vorgehensweise insbesondere für Verbesserungen der GPS-Lösungen nutzbringend sein und wird für das Deformationsüberwachungssystem eingesetzt. Implementierungsdetails sind Kapitel 4.5.1 zu entnehmen.

4.3.5 Filtermethoden für hochfrequente Anwendungen

Im Rahmen der Feldtests von DREAMS (Kapitel 9), die auf einer stark frequentierten Autobahnbrücke durchgeführt wurden, waren deutliche Defizite der Template-Methode aus dem vorangegangenen Kapitel aufgefallen. Die Antennenpositionen auf der Brücke ändern sich aufgrund der insbesondere von LKWs induzierten Auflasten um mehrere Zentimeter in der Vertikalen, was zu einer fortwährenden Verschiebung der Geometrie am Standort der Antennen führt. Eine einfache Differenzbildung zwischen einem aufgezeichneten Template und den Beobachtungsdaten der Folgetage scheidet damit aus. Eine Möglichkeit zur Kompensation dieses Effekts wäre die Mittelung von Templates mehrerer Tage oder die Entfernung der lastabhängigen Deformationen durch Nutzung eines Tiefpassfilters. In jedem Falle bestünde aber wieder die Abhängigkeit von der Objektgeometrie, die ständigen Veränderungen unterworfen ist.

Auch die Alternativansätze wie Bildung von Satelliten-Subsets oder Gewichtung einzelner Beobachtungen anhand ihres Mehrwegeanteils erweisen sich als wenig brauchbar. Gründe hierfür sind eine relativ geringe Anzahl verfügbarer Satelliten am Standort der Brücke, was vor allem auf das stark undulierte Gelände sowie die stark mehrwegebehaftete Umgebung an der Masterstation zurückzuführen ist, so dass eine Entfernung oder Abgewichtung betroffener Satelliten schnell zu einem unterbestimmten Gleichungssystem oder im günstigsten Fall einer geglätteten Positionslösung führt.

Geht man jedoch den umgekehrten Weg und versucht keine Glättung der errechneten Positionen durch Tiefpassfilter oder Mittelwertbildung, sondern greift bereits an den Rohdaten an, so kann nach Ermittlung des Schwingungsverhaltens der beobachteten Struktur sowie der in den Daten enthaltenen Mehrwegeanteile eine Trennung gelingen, ohne die hochfrequenten Verformungen mit zu eliminieren.

Hintergründe und Details zu dieser Vorgehensweise sind in Kapitel 4.5.2 beschrieben.

4.3.6 3D-Umgebungsmodell

Wie schon mehrfach erläutert, hängt der durch Mehrwegeausbreitung verursachte Fehler von der unmittelbaren Umgebung einer GPS-Empfangsantenne ab. Für statische Anwendungen gilt dies in hervorragender Weise, bei bewegten Trägern wie z.B. Flugzeugen können aber selbst – insbesondere horizontale – Reflektoren mit großen Distanzen von einigen Kilometern zu Mehrwegefehlern führen. Für statische Anwendungen nutzt man diesen Umstand nun aus, indem man ein Modell des Standorts und der umliegenden Objekte gewinnt.

Dieser Ansatz ist verhältnismäßig aufwendig und basiert auf der Einbeziehung der Umgebung der Empfängerantenne und damit der Geometrie Satellit – Reflektor – Empfänger. Da bei statischen Anwendungen die Geometrie zumindest dann im wesentlichen unverändert bleibt, wenn sich keine Bewegung der Reflektoren bzw. eine Entfernung oder Hinzunahme eines einzelnen oder mehrerer Reflektoren ergibt, sind hier ideale Voraussetzungen für den Einsatz von digitalen Geländemodellen (DGM) gegeben.

Diese 3D-Modelle können mit Hilfe von

- photogrammetrischen Methoden
- Laserscannern
- Triangulation mit Theodoliten (nur ökonomisch bei einfachen Szenarien mit wenigen Gebäuden oder anderen Körpern)
- GPS zur Digitalisierung einzelner Punkte

erstellt werden. Bei dem erstgenannten photogrammetrischen Verfahren wird aus stereoskopisch aufgenommenen Bildern ein 3D-Modell beispielsweise mit Gebäuden erstellt. Zusätzlich muss für jede unterschiedliche Oberfläche deren Materialeigenschaft sowie Rauheit ermittelt werden, die zur Bestimmung eines Reflexionskoeffizienten nach (4.37) führen. Statt einer manuellen Zuordnung des Materialtyps zu seinen entsprechenden elektrischen Eigenschaften wäre auch deren messtechnische Ermittlung möglich. Die Reflexionskoeffizienten wären damit mit hoher Genauigkeit verfügbar.

Anhand dieses Modells kann jetzt für jeden Satelliten der zu erwartende durch Mehrweg verursachte Fehler vorab berechnet werden. Möglich wird dies durch die Kenntnis der Satelliten- und Empfängerposition sowie der Reflexionskoeffizienten des Reflektors. Die so bestimmten Mehrwegefehler können dann zur Laufzeit des Systems in Echtzeit verringert werden.

Zur Untersuchung der Leistungsfähigkeit dieser Methode wurde am Institut im Rahmen eines anderen Projekts ein „Multipath-Simulator“ entworfen (Winkel, 2000), der einen nicht-kohärenten Empfänger (basierend auf den Empfängern von NovAtel) in Software implementiert. Der Simulator selbst ist sowohl für statische als auch kinematische Messungen ausgelegt. Für den statischen Fall sollen an dieser Stelle die wichtigsten Ergebnisse zusammengefasst und graphisch dargestellt werden.

Ein Empfänger wurde auf 48° N, 11° E und einer Höhe von 500 m platziert. Neben diesem Standort befindet sich ein einzelnes Gebäude mit den Abmessungen 10 m Höhe, 30 m Breite, 50 m Länge. Die Nord-Süd Achse des Gebäudes entspricht der Längsachse. Der Reflexionskoeffizient aller reflektierenden Oberflächen beträgt unabhängig vom Einfallswinkel 0,5, ist also ein relativ hoher Wert. Wie bereits in Kapitel 4.1.2.6.4 erläutert, können zwar metallische Oberflächen derartige und sogar höhere Werte aufweisen, in der Praxis hat man es aber häufig mit Koeffizienten unterhalb dieser Größenordnung zu tun. Als Positionierungsalgorithmus wurde ein Single Point Positioning Verfahren verwendet.

Grundsätzlich kann jede beliebige Anzahl von Gebäuden für die Simulation verwendet werden, zur einfacheren Darstellung und Erläuterung der Ergebnisse wurde jedoch das vorliegende Szenario gewählt.

In den Bildern 4.28 und 4.29 ist eine 3D-Ansicht des Gebäudes, der Antenne (symbolisiert durch eine gelbe Kugel, deren Mittelpunkt das Phasenzentrum der Antenne darstellt) sowie eines berechneten Punktes – mit Mehrwegefehlern behaftet – abgebildet. Am Gebäude und am Boden sind die Reflexionsorte mit dem einfallenden und reflektierten Signal sichtbar.

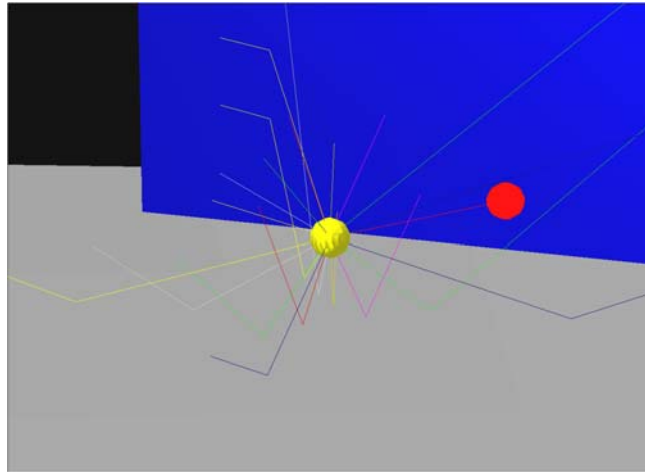


Bild 4.28: 3D-Szenario Nahaufnahme (Gebäude im Hintergrund, Antenne im Mittelpunkt)

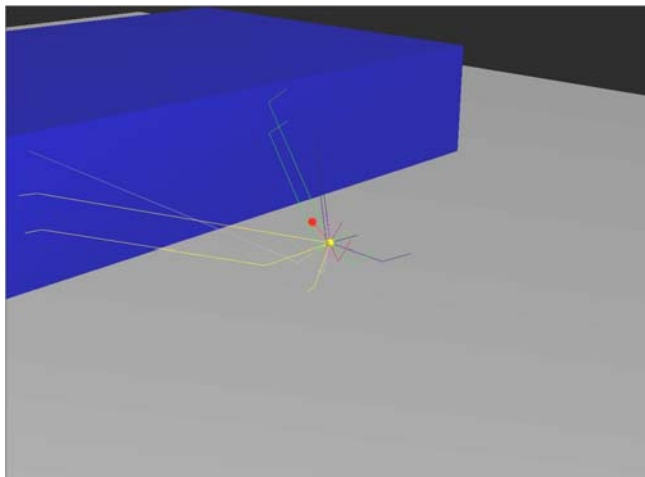


Bild 4.29: 3D-Szenario Übersicht (Signalpfade treffen sich im Mittelpunkt der Antenne)

In Bild 4.30 sind alle über der Station sichtbaren Satelliten als Punkte markiert. Satelliten unterhalb 10° Elevation werden nicht berücksichtigt.

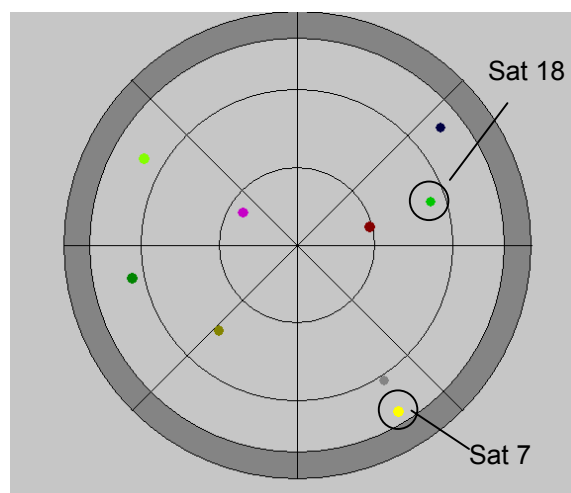


Bild 4.30: Polarplot mit allen verfügbaren Satelliten

Aus den Bildern 4.31 bis 4.34 sind die Fehler in der DLL bzw. PLL des GPS-Empfängers ersichtlich. Satellit 18, dessen Einfallswinkel auf den Reflektor kleiner ist als bei

Satellit 7, erfährt dabei einen relativ großen Mehrwegefehler. Bei Satellit 7 hingegen werden die Fehler durch Mehrfachreflexionen überlagert.

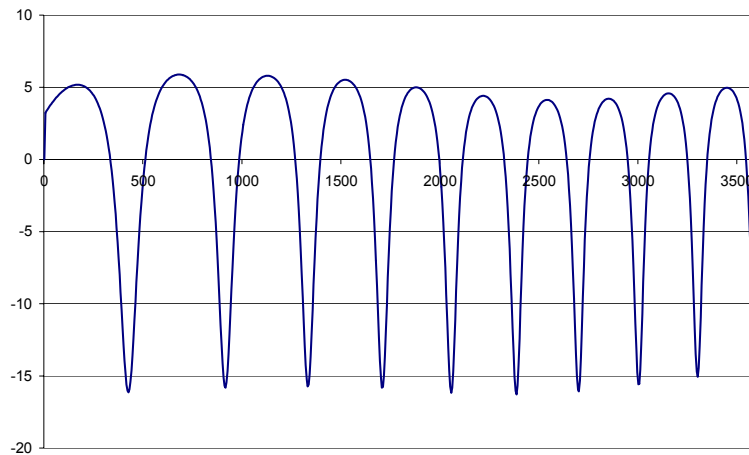


Bild 4.31: DLL-Fehler Satellit 18 [m]

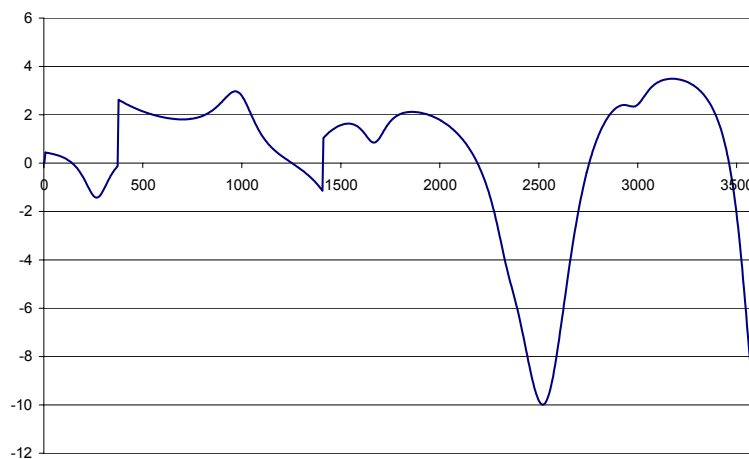


Bild 4.32: DLL-Fehler Satellit 7 [m]

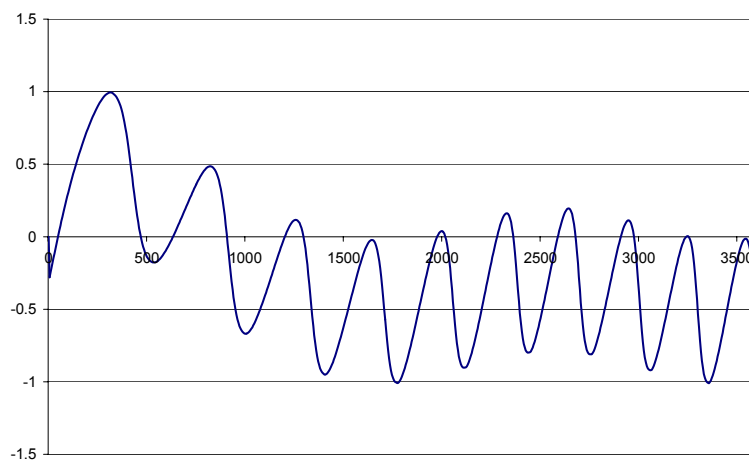


Bild 4.33: PLL-Fehler Satellit 18 [cm]

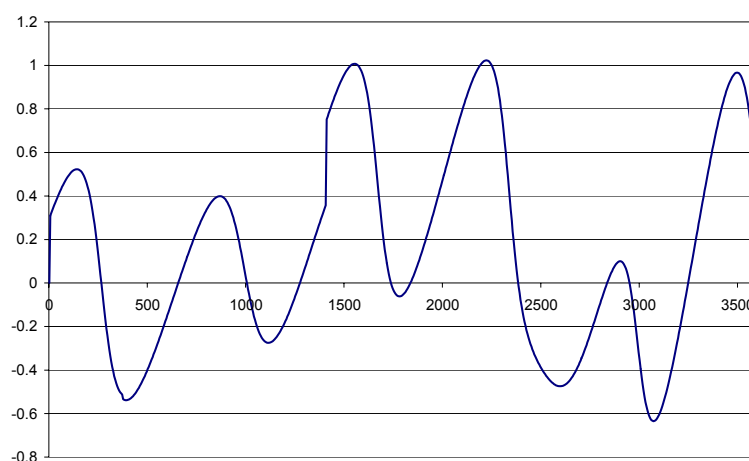


Bild 4.34: PLL-Fehler Satellit 7 [cm]

Die Positionsfehler in der Ost-West bzw. Nord-Süd Achse sind den Bildern 4.35 und 4.36 zu entnehmen.

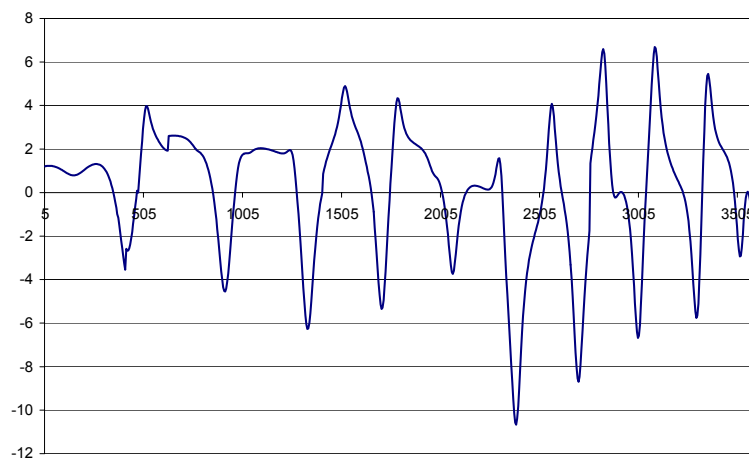


Bild 4.35: Fehler der Positionslösung (Ost-West) in Metern über der Zeit

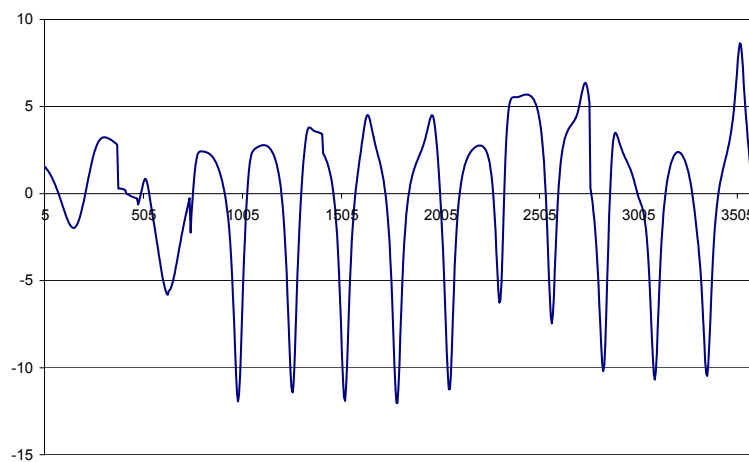


Bild 4.36: Fehler der Positionslösung (Nord-Süd) in Metern über der Zeit

Abschließend soll noch anhand einer Sequenz von 120 sec die zeitabhängige Veränderung der Position dargestellt werden. Bild 4.37 zeigt in Abständen von 15 sec die durch Mehrweg verfälschte Position zusammen mit der korrekten Position und den Signalwegen.

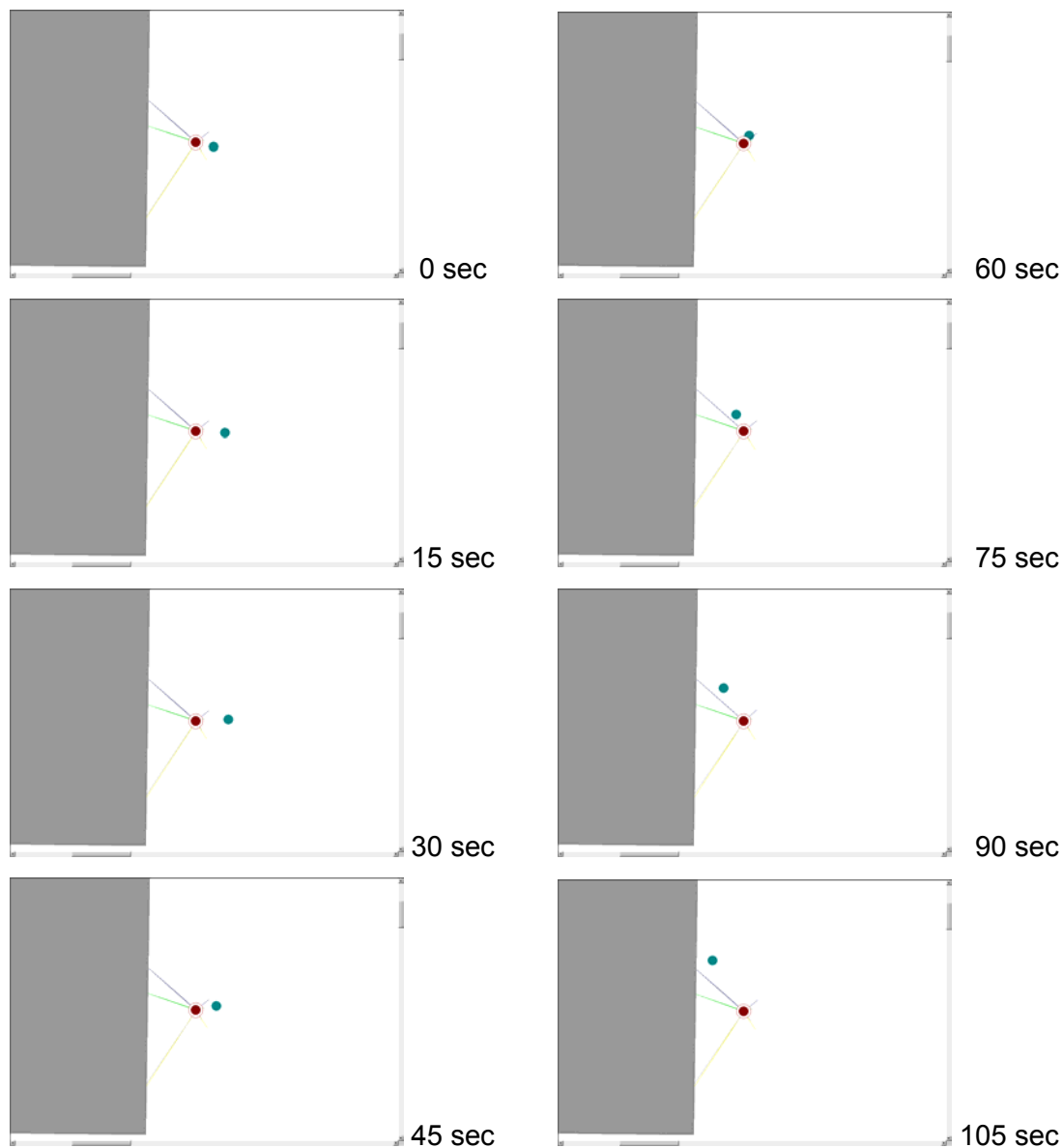


Bild 4.37: Positionslösung im Abstand von 15 sec

Mit Hilfe eines 3D-Modells, also der exakten Kenntnis der Umgebung einer GPS-Station und der Oberflächenbeschaffenheit der vorhandenen Objekte, kann sehr exakt über den zu erwartenden Fehler in den Signalverarbeitungskomponenten eines GPS-Empfängers Aussage getroffen werden. Umgekehrt ist es unter bestimmten Voraussetzungen auch möglich, Korrekturen an den Messgrößen des Empfängers anzubringen. Dies setzt jedoch nicht nur ein statisches Umfeld voraus – Fahrzeuge und andere bewegliche Gegenstände führen hier zwangsläufig zu einer Verschlechterung der Prädiktion des Fehlers – sondern auch einen nicht unbeträchtlichen Aufwand bei der Digitalisierung des Geländes. Wegen des maximalen Phasenfehlers von ca. 4,8 cm ist hier also eine Genauigkeit der Objektmodelle im Zentimeter-Bereich und besser erforderlich. Bei Bäumen und anderer Vegetation ist eine derartige Erfassung schon deshalb nicht möglich und sinnvoll, da sich sowohl abhängig vom

Lauf der Jahreszeiten als auch beeinflusst von Wind und Regen deren Oberflächen nur schlecht exakt modellieren lassen.

Im Gegensatz zur Verwendung der in Kapitel 4.5.1 beschriebenen Template-Methode ist hier eine Neuverfassung bei Änderung der Umgebungssituation nicht einfach durch Neuaufnahme eines Templates möglich, sondern vielmehr wieder eine Digitalisierung oder photogrammetrische Aufnahme – zumindest der geänderten Teile in der Umgebung – notwendig.

4.3.7 Verbesserte Empfängertechnologie

Große Anstrengungen wurden in den vergangenen Jahren von GPS-Empfänger Herstellern unternommen um die durch Mehrwegeausbreitung verursachten Fehler schon bei der Signalverarbeitung zu reduzieren. Anhand zweier Entwicklungen der Firma NovAtel sollen diese Möglichkeiten näher betrachtet werden.

MET (Multipath Elimination Technology)

In Kapitel 4.3.10 wird der Einsatz einer Choke-ring Antenne als mögliche Maßnahme zur Reduzierung von Mehrwegeausbreitungseffekten beschrieben. MET stellt dagegen eine reine Softwarelösung dar, die ähnliche Leistungsfähigkeit auch für Antennen ohne Choke-ring verspricht (Townsend, 1994).

Basis dieser Entwicklung ist eine Erweiterung der Narrow-Correlator Technik des gleichen Herstellers, die es durch die Vergrößerung der Eingangsbandbreite des Empfängers erlaubt, den Abstand der early- und late-AKF auf bis zu 1/10 des üblichen Abstandes zu reduzieren (Van Dierendonck, 1992). Nutzt man zusätzlich zur Amplitude, die jeder der Korrelatoren misst, die Steigung an dieser Stelle, so kann die Position des Maximums der AKF besser bestimmt werden. Dies gilt natürlich nur, falls sich die Steigung zwischen Maximum und Korrelator nicht signifikant ändert. Implementiert wird das Verfahren durch den Einsatz zweier weiterer Korrelatoren (vgl. Bild 4.38). Der Korrelatorabstand wird dabei weiter gewählt als die der schon vorhandenen early-/late-Korrelatoren.

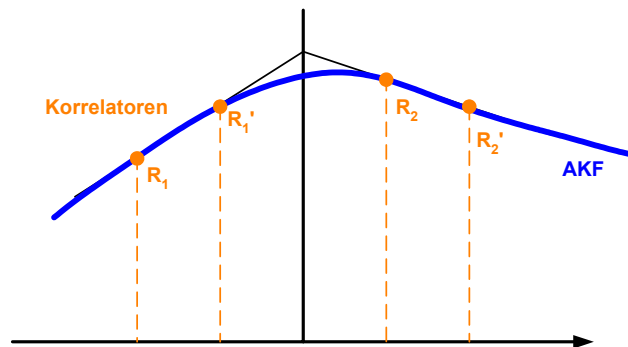


Bild 4.38: NovAtel MET-Empfänger mit 4 Korrelatoren

MEDLL (Multipath Estimating Delay-Lock-Loop)

Eine andere Möglichkeit – ebenfalls von der Fa. NovAtel implementiert (Townsend, 1995) – basiert auf der Verwendung von einer großen Zahl von Korrelatoren (Bild 4.39), die die AKF möglichst exakt nachbilden sollen. Damit soll die Unterscheidung des direkten und der Mehrwegesignale möglich werden. Die technische Lösung erfordert einen hohen Aufwand an Hardware und setzt den Einsatz mehrerer NovAtel GPSCards voraus, die in einem Gerät kombiniert und zusammengeschaltet werden. Durch höhere Hardwareintegration sind derartige Multicorrelator-Empfänger heute

bereits auf einer Steckkarte implementierbar oder sogar vollständig in Software-Empfängern realisierbar.

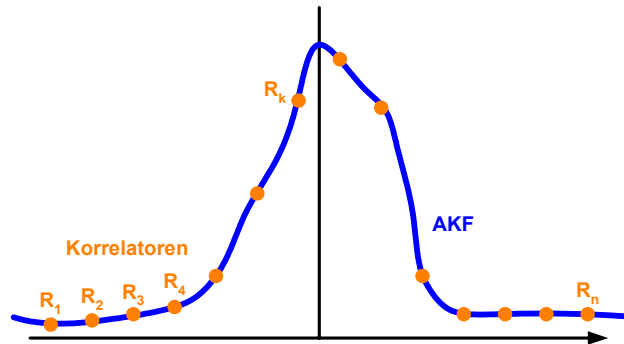


Bild 4.39: NovAtel MEDLL-Empfänger mit n Korrelatoren

4.3.8 Wahl des Aufstellorts der Antenne

Eigentlich als Selbstverständlichkeit zu betrachten, aber oft auch nicht ohne weiteres möglich, ist die Auswahl eines geeigneten Ortes für die Aufstellung der GPS-Antenne. Dabei spielen folgende Aspekte eine Rolle.

Abschattungen der Antenne

Umgeben Gebäude, andere Bauwerke oder Vegetation den Aufstellort der Antenne, so können während der Blockierung der Sichtverbindung zu einzelnen Satelliten keine Signale mehr empfangen werden. Dies führt zu einer Veränderung der gesamten geometrischen Situation über der Station. Als Folge sind dabei sowohl eine Änderung der DOP-Werte zu erwarten, die ja Aufschluss über das durch Station und Satelliten aufgespannte Volumen geben, als auch die bereits in Kapitel 4.1.2.4 angesprochene Problematik der nur indirekt empfangenen Signale. Dabei führt gerade Letzteres zu einer signifikanten Verschiebung in der Berechnung der Position einer Station. Hilfreich ist hier oftmals die Analyse des die Station umgebenden Bereichs und gegebenenfalls auch der Ausschluss gefährdeter Satelliten für einen bestimmten Zeitraum.

Reflektierende Oberflächen im Nah-/Fernbereich

Weitaus häufiger ergeben sich aber Probleme mit Bauten, die nicht oder nur zeitweise den Signalweg zum Satelliten blockieren. Darunter finden sich neben Gebäuden und Flora auch die Flächen auf z.B. Flachdächern und der Erdoberfläche selbst. In ungünstigen Fällen können dabei auch Objekte in größerer Entfernung zu potentiellen Gefahrenquellen werden, sofern deren Größe die in Kapitel 4.1.2.6.2 erläuterten Kriterien erfüllt. Für Mehrweg auf den Phasenmessungen spielt allerdings die Entfernung keine vordringliche Rolle, da der maximale Phasenfehler theoretisch bereits bei wenigen Zentimetern Distanz zum Reflektor auftreten kann.

Material der Reflektoren

Ein weiterer nicht zu unterschätzender Punkt sind die Materialeigenschaften der reflektierenden Oberflächen. Insbesondere metallische Oberflächen führen hier zu großen Fehlern (vgl. Kapitel 4.1.2.6.4). Kupfer- oder Titanzinkblech-Verkleidungen findet man häufig auch bei technischen Einrichtungen wie Lüftungsanlagen. Aber auch Wasserflächen sind sehr gute Reflektoren, die beispielsweise auf der Krone eines Staudamms oder einer Brücke zu Problemen führen können.

Grundsätzlich kann man festhalten, dass die Aufstellung einer Antenne auf einem möglichst hoch gelegenen Punkt zwar prinzipielle Vorteile für den Empfang möglichst vieler Satelliten bringt – es sind dann keine Abschattungen bzw. Reflexionen durch vertikale Reflektoren zu erwarten – andererseits aber auch gerade durch diese Maßnahme vermehrt

tieferliegende Objekte oder der Boden für zusätzliche reflektierende Oberflächen sorgt. Ein möglichst nahe am Erdboden gelegener Aufstellort ist daher, sofern keine der bereits genannten Punkte dabei in Erscheinung treten, in jedem Fall zu bevorzugen. Dadurch ist man in der Lage horizontale Reflexionen weitestgehend auszuschließen. Insgesamt sollte auch auf eine möglichst wenig frequentierte Umgebung der Antenne geachtet werden, d.h. parkende Autos oder andere störende Einflüsse wie Personen, die unbefugt die Antenne oder andere sensitive Einrichtungen beeinträchtigen könnten, sollten ausgeschlossen werden.

4.3.9 Verwendung von HF-Absorbermaterial

In der Literatur werden zwei Ansätze beschrieben, wie der Einsatz von Materialien zur Unterdrückung von hochfrequenten Wellen analog zur Verwendung beispielsweise bei Stealth-Flugzeugen, die für das Radar weitestgehend unsichtbar bleiben, aussehen kann.

Die sicherlich aufwendigere Variante ist die Abdeckung der direkten Umgebung der Antenne mit HF-Absorbermaterial (Becker, 1994). Vorteilhaft ist dabei der Ausschluss aller möglichen Reflexionen im Nahbereich, insbesondere bei Antennen auf Bauwerken. Jedoch muss auch berücksichtigt werden, dass für einen längeren Zeitraum eine derartige Anbringung oftmals nicht möglich ist, sie sich also nur für Tests oder Kalibrationszwecke eignet.

Eine zweite Alternative ist die Ergänzung einer Ground-plane Antenne mit einer Beschichtung aus Absorbermaterial (Bletzacker, 1985). Reflexionen unterhalb der Antenne, also von horizontalen Reflektoren in direkter Umgebung der Antenne, werden dabei vermindert oder ausgeschlossen. Dabei wird der Tatsache Rechnung getragen, dass das Antennendiagramm auch im Bereich niedriger und negativer Elevationen einen – wenn auch geringen - Gewinn aufweist. Bei Oberflächen aus Metall treten jedoch häufig Reflexionen mit nur sehr geringer Dämpfung auf, so dass es durchaus sinnvoll ist, diesen Bereich durch den Einsatz von HF-Absorbern abzudecken. Die im folgenden Kapitel beschriebenen Choke-ring Antennen basieren auf dieser Überlegung und verbessern sie sogar noch.

4.3.10 Verwendung von Choke-Ring Antennen

Die Antenne als Signalrezeptor trägt, wie in Kapitel 4.1.2.6.6 dargestellt, aufgrund ihres charakteristischen Antennendiagramms, das ja Aufschluss über die Verstärkung bzw. Dämpfung eines unter einer bestimmten Elevation einfallenden Signals gibt, mit dazu bei, dass Signale, die unterhalb von 0° Elevation empfangen werden, stark gedämpft werden.

Als Ergänzung dieser Charakteristik wird häufig – insbesondere an Aufstellorten mit großer Mehrwegaktivität – auf sogenannte Choke-ring Antennen zurückgegriffen. Die Antenne selbst wird dabei unterhalb ihres Horizonts von mehreren konzentrischen Ringen umgeben (vgl. Bild 4.40), die eine zusätzliche Dämpfung bewirken. Teilweise werden der Choke-ring und die Antenne in eine Einheit integriert oder aus speziellen Materialien angefertigt, die HF-Signale absorbieren (vgl. Kapitel 4.3.9). Neben der abschattenden und dämpfenden Wirkung wird durch die konzentrischen Ringe – im Gegensatz zu den sog. Ground-planes – verhindert, dass Signale unter Elevationswinkeln größer 0° hier wieder einen horizontalen Reflektor vorfinden.

Die Wirksamkeit entspricht in etwa der von HF-Absorbermaterial. Allerdings beschränkt sich die Reduktion auf Mehrwegesignale von horizontalen Reflektoren unterhalb der Antennenhöhe. In Bild 4.41 ist jeweils der Gewinn einer Antenne mit und ohne Choke-ring dargestellt. Klar erkennbar ist die deutliche Erhöhung der Dämpfung bei niedrigen Elevationswinkeln.

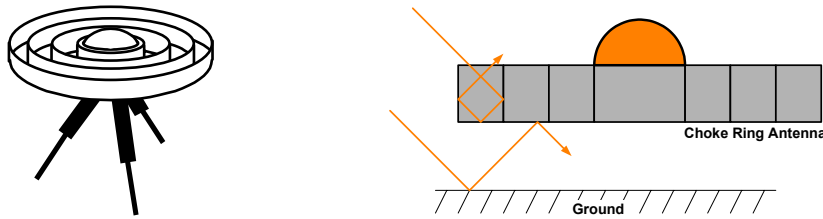


Bild 4.40: Aufbau einer Choke-ring Antenne

Verstärkung der Antenne (NovAtel 503)

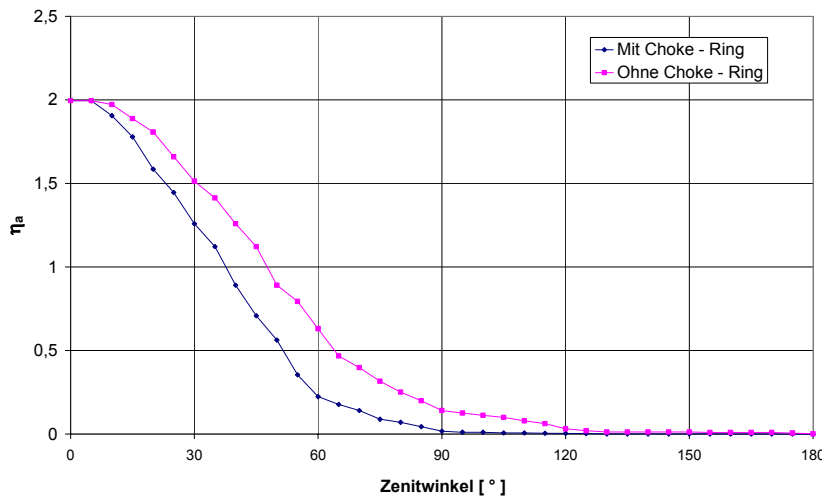


Bild 4.41: Antennengewinn mit und ohne Choke-ring

4.3.11 Vergleich und Bewertung

Neben der Qualität der Reduktion von Mehrwegen für einen bestimmten Satelliten oder der Kombination von Satelliten ist auch der Aufwand an Software bzw. zusätzlich einzusetzender Hardware für eine Beurteilung mit zu berücksichtigen. Wie bereits in Kapitel 4.2.7 sollen auch an dieser Stelle die wichtigsten Kriterien tabellarisch zusammengefasst werden (Tabelle 4.3).

4.4 Bewertung der Methoden in ihrer Einsetzbarkeit

Die Erkennung von Satellitensignalen, die potentiell mit Mehrwegefehlern belastet sind, erfolgt in erster Linie für jede Station und jeden Satelliten separat. Bewährt haben sich hier neben der Epochendifferenz C/A-Code – L_1 -Phase auch das Signal/Rausch Verhältnis bzw. dessen Epochendifferenz. Zweifrequenzdaten standen für die Implementierung von DREAMS nicht zur Verfügung und wurden auch nicht weitergehend untersucht. Mehrantennensysteme stellen zwar eine interessante Möglichkeit zur Bestimmung zumindest einfach beschaffener Antennenumgebungen (Geometrie Satellit – Reflektor – Antenne) dar, sind aber nur mit erhöhtem Aufwand an Hardware (Lage-Empfänger bzw. mehrere zu einem Array verbundene Empfänger) zu realisieren.

Auch für die Verbesserung der fehlerbehafteten Beobachtungsgrößen gilt als Prämisse der Einsatz bereits vorhandener bzw. kostengünstiger Komponenten. Neuere Empfänger-technologien greifen primär auf der Hardware-Ebene, also direkt in die Signalverarbeitung ein. Eigene Recherchen haben auch gezeigt, dass die meisten der in der Literatur diskutierten Lösungen speziell für die Codephase angepasst bzw. bei der Trägerphase gar nicht anwendbar sind.

Tabelle 4.3: Beurteilung verschiedener Reduktionsmethoden
(Zeichenerklärung: ⊕⊕: sehr gut geeignet bzw. geringer Aufwand,
⊖⊖: ungeeignet bzw. großer Aufwand)

		Kriterium			
		Mehrweg-Reduktion		Aufwand	Bemerkung
		Code-phase	Träger-phase		
Methode	Satelliten-Subsets	⊕	⊕	⊖	Hoher Rechenaufwand zur Bildung der Subsets
	SNR	⊕	⊕	⊖	SNR muss vom Empfänger mit ausreichend Nachkommastellen ausgegeben werden; Antennendiagramm muss verfügbar sein
	Gewichtung	⊕	⊕	⊕	Für kinematische Anwendung nur geeignet, wenn einzelne Satelliten mehrwegebehaftet, sonst Glättung der Dynamik
	Empfänger-Technologie	⊕	⊕	⊖⊖	Einsatz neuer Empfänger notwendig
	Aufstellort Antenne	⊕⊕	⊕⊕	⊕	Geeigneter Aufstellort ist ggf. nicht verfügbar
	HF-Absorber	⊕	⊕	⊖	Installation an Baukörpern bzw. Erdboden
	Choke-ring Antenne	⊕	⊕	⊕	Ergänzung zur vorhandenen Antenne bzw. Neuanschaffung
	Template-Methode	⊕⊕	⊕⊕	⊖	Kalibration über min. 24h erforderlich, nur für statische Szenarien geeignet
	Hochfrequente Anwendungen	⊕⊕	⊕⊕	⊕	Höherfrequente Dynamik bleibt erhalten, Schwingungen im Frequenzbereich des Mehrwegs werden eliminiert
	3D-Modell	⊕	⊕	⊖⊖	Aufwendige Erstellung des Modells

4.5 In DREAMS eingesetzte Reduktionsmethoden

4.5.1 Template-Methode

Um den durch Mehrwegeeffekte verursachten Fehler in den Rohdaten reduzieren zu können, erfordert diese Methode die kontinuierliche Messung über einen Zeitraum von wenigstens 24 Stunden. Diese Methode nutzt die Tatsache aus, dass sich die Konstellation der Satelliten alle ca. 23 h 56 min wiederholt. Vergleicht man die Messungen zweier oder mehrerer aufeinanderfolgender Tage, so kann man eine gewisse Regelmäßigkeit in den Daten erkennen (vgl. Kapitel 8.1); abgesehen von Veränderungen im Grundrauschen des Empfängers und der Ionosphäre bleibt die großräumige Geometrie – also Empfänger-, Satellitenposition und die Positionen der Reflektoren relativ zu den Satelliten und den Empfängern – im Wesentlichen gleich. Dies hat zur Folge, dass auch die vom Empfänger

gelieferten Rohdaten weitestgehend die gleichen durch die Mehrwegeausbreitung verursachten Fehler enthalten.

Für eine erfolgreiche Anwendung der Template-Methode ist die Verwendung doppelter Differenzen erforderlich. Notwendig wird dies wegen des Empfängeruhrfehlers, der an dieser Stelle ja nicht eliminiert werden soll. Da für die Überwachung der Stationen im Messnetz bereits doppelte Differenzen verwendet werden, stellt diese Bedingung keine zusätzliche Anforderung dar. Von Nachteil ist jedoch, dass damit eine Zuordnung des Mehrwegefehlers zu einer bestimmten Station bzw. einem einzelnen Satelliten nicht ohne weiteres möglich ist.

Da für die Anwendung der Methode zunächst ein Template – also ein Muster der Mehrwegefehler auf der Phasenmessung – erstellt werden muss, ist das Verfahren in zwei Schritten implementiert:

- Bestimmung des Mehrwegefehlers über 24h bei bekannter Basislinie und Geometrie für alle Monitorstationen und Berechnung von Korrekturdaten (Template)
- Anwendung des Templates auf die Trägerphasenbeobachtung der darauffolgenden Tage

Zunächst wird aus den an einem ersten Tag aufgenommenen doppelten Differenzen der Trägerphase ein sog. Template erzeugt und in einer Datei gespeichert. Dieses Template trägt in sich die vollständige Information über die durch Reflexionen auf der Trägerphase verursachten Mehrwegefehler. Nach Ablauf eines ganzen Tages ist das System dann „kalibriert“.

Um einen Referenzsatellitenwechsel ohne weitere Umrechnung des Templates zu ermöglichen, wird nicht die doppelte Differenz in der Datei gespeichert, sondern jeweils nur eine einfache Differenz.

An den folgenden Tagen wird dieses Template benutzt, um den Fehler auf der Trägerphasenmessung zu reduzieren. Das Template wird zu einer doppelten Differenz zusammengesetzt und einer Cycle-slip Detektion unterzogen, da sonst im Falle eines Cycle-slips zwangsläufig ein fehlerhafter Zahlenwert auf die aktuelle Messung appliziert würde.

Die Konstellation der GPS-Satelliten wiederholt sich, wie bereits erwähnt, alle 23h 56m 4s. Nach eigenen Untersuchungen und in Übereinstimmung mit Angaben in der Literatur werden diese Werte nur theoretisch erreicht. Zur Bestimmung des exakten Time-Lags – also des Abstands zweier Zeitreihen der doppelten Differenzen – zwischen zwei aufeinanderfolgenden Tagen wird das Verfahren der Kreuzkorrelation eingesetzt.

Die Kreuzkorrelationsfunktion für zwei Funktionen $x(t)$ und $y(t)$ lautet:

$$\varphi_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{t=0}^T x(t) \cdot y(t + \tau) dt \quad (4.66)$$

Für diskrete Funktionen $x(i)$ und $y(i)$ gilt entsprechend

$$R_{xy}(j) = \frac{1}{N-j} \sum_{i=0}^{N-j-1} x(i) \cdot y(i+j) \quad 0 \leq j < N \quad (4.67)$$

$$R_{xy}(-j) = \frac{1}{N-j} \sum_{i=0}^{N-j-1} x(i+j) \cdot y(i) \quad 0 \leq j < N \quad (4.68)$$

Die Funktionen $x(i)$ und $y(i)$ müssen mittelwertfrei sein, d.h. vor der Kreuzkorrelation wird entsprechend der Mittelwert der doppelten Differenzen des Templates und des aktuellen Datensatzes entfernt.

Das Überwachungssystem ist damit in der Lage, selbständig die bestmögliche Überlagerung der beiden Datensätze zu finden und entsprechend anzuwenden. Somit wird die maximale Deckungsgleichheit der doppelten Differenzen zweier Tage und damit der möglichst exakten Übereinstimmung der Geometrie sichergestellt. Bild 4.42 zeigt den Algorithmus bei der Anwendung des Templates.

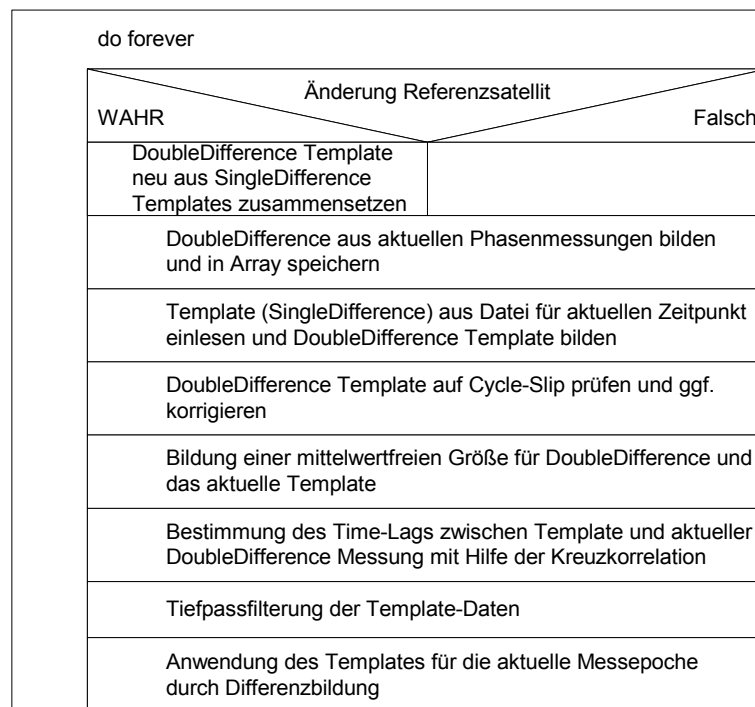


Bild 4.42: Nassi-Shneiderman Diagramm der Applikation des Templates

Weitere Details und Ergebnisse zur Anwendung der Template-Methode sind Kapitel 8.1 zu entnehmen.

4.5.2 Filtermethoden für hochfrequente Anwendungen

Bei der Analyse der Daten aus dem Feldtest von DREAMS (Kapitel 9) war aufgefallen, dass insbesondere auf der geringeren Deformationen ausgesetzten Brückenlängs- und querachse deutliche niederfrequente Oszillationen auftraten. Lastinduzierte Deformationen weisen wesentlich höhere Frequenzen auf, so dass diese Ursache ausschied. Angeregt wird die Verformung einer Brücke in erster Linie von Auflasten durch überfahrende Lastkraftwagen. Die Deformationen wirken sich daher in erster Linie auf der Vertikalachse aus. Abhängig von der Fahrgeschwindigkeit – ab 3,5 t zGG (zulässiges Gesamtgewicht) liegt sie für LKWs bei 80 km/h – sowie der Länge eines Brückenfeldes lässt sich die Zeit für die Überfahrt eines Feldes errechnen. Bei der genannten Maximalgeschwindigkeit wird in einer Sekunde eine Strecke von ca. 22 m zurückgelegt, ein Brückenfeld der Haseltalbrücke mit einer Länge von ca. 100 m wird demnach in ca. 4,5 sec vollständig überquert. Die Anregungsfrequenz liegt damit etwa um 0,22 Hz. Aufgrund der Konstruktion der Brücke als Durchlaufträgersystem – das Brückendeck besteht aus einem Stück und somit sind alle Felder kraftschlüssig miteinander verbunden – tritt eine gegenläufige Deformation des beobachteten Feldes beim Durchqueren des vorhergehenden bzw. nachfolgenden Feldes ein. Befindet sich jeweils nur ein Fahrzeug im überwachten Bereich, kommt es dadurch zu einem Überschwingen des

Brückendecks, das unmittelbar im Deformationsverlauf der Vertikalkomponente sichtbar wird. Folgen mehrere Fahrzeuge dichter hintereinander, so überlagern sich die Lasten und damit auch die Deformationsverläufe. Bild 4.43 zeigt den Lastverlauf für ein Durchlaufträgersystem mit drei Feldern und einer Auflast in Feldmitte von Feld 2. Der Zeitverlauf der Deformation für einen Messpunkt in Feldmitte des Feldes 2 für ein die drei Felder überquerendes Fahrzeug ist daneben dargestellt. Von einem Schwingungsknoten zum nächsten wird die Hälfte einer kompletten Schwingung durchlaufen, die gesamte Schwingung beginnt mithin in der Mitte des ersten Feldes und endet in der Mitte des dritten Feldes. Nach obiger Berechnung wird diese Strecke in ca. 9 sec zurückgelegt, was einer Frequenz von ca. 0,11 Hz entspricht.

Häufig werden die vorgeschriebenen Höchstgeschwindigkeiten nicht exakt eingehalten. Nimmt man eine Überschreitung von 10% an, so erhöht sich die zu erwartende Frequenz der Verformung ebenfalls um diesen Faktor, sie liegt damit bei ca. 0,12 Hz.

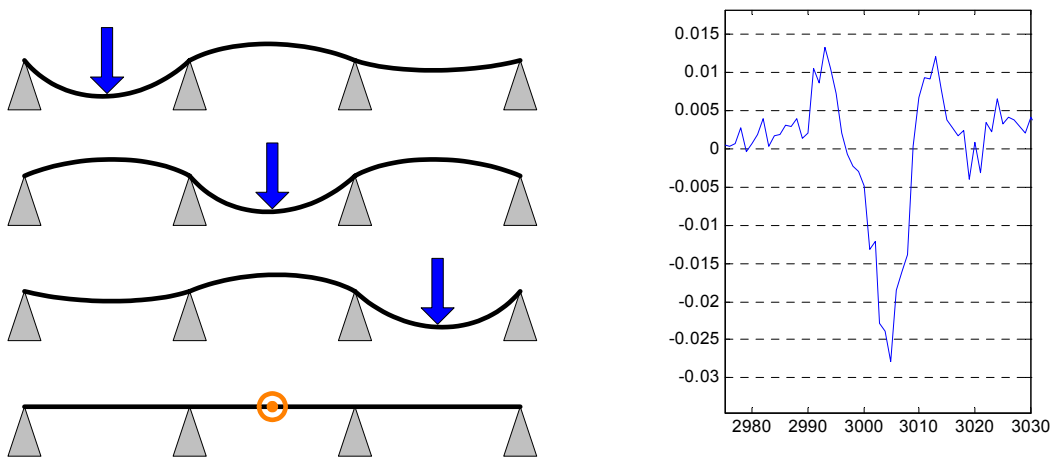


Bild 4.43: Lastverlauf Durchlaufträgersystem (links), Zeitverlauf Messpunkt in der Mitte von Feld 2 bei überquerendem Fahrzeug (rechts)

Im Gegensatz zur lastinduzierten Verformung kann die erste Biegeeigenfrequenz einer Brücke nach Bachmann (1997) abgeschätzt werden zu

$$f_c = 100 / L \quad (4.69)$$

mit: f_c 1. Biegeeigenfrequenz [Hz]
 L Stützweite des Brückenfeldes [m]

Für die Brücke aus dem Feldtest liegt die zu erwartende Frequenz demnach bei ungefähr 1 Hz und damit deutlich höher als die von Fahrzeugen hervorgerufene Deformationsfrequenz. Nimmt man beide Werte zusammen, so können die zu erwartenden hochfrequenten Verformungen der Brücke mit Frequenzen von 0,1 Hz und höher angegeben werden.

Für die oben erwähnten niederfrequenten Oszillationen konnten also weder Auflasten noch die Eigenfrequenz der Brücke im Kausalzusammenhang gesehen werden, vielmehr lag der Verdacht nahe, dass Mehrwegeeinflüsse dafür verantwortlich sein könnten. Zur weiteren Untersuchung wurden sowohl die aus der Prozessierung der Basislinien vorliegenden Positionsvariationen herangezogen, als auch Code – Phase Differenzen und Messungen des Signal-zu-Rausch Abstandes.

Eine erste Möglichkeit zur Identifikation von Frequenzanteilen in einem Messsignal stellt üblicherweise eine Spektralanalyse dar. Grundvoraussetzung für die erfolgreiche Durchführung aller Zeit-Frequenzanalysen ist die Entfernung des Gleichanteils (Mittelwert) eines Signals. Gleichmaßen sollten – sofern möglich – beaufschlagte Trends eliminiert werden. Ziel beider Maßnahmen ist, ein stationäres Signal zu erhalten. Stationär ist ein Signal, wenn seine dynamische Struktur vom Zeitpunkt der Beobachtung unabhängig und damit zeitinvariant ist. Diese Definition gilt sowohl für deterministische als auch für stochastische Systeme. Zusammenfassend ist eine Zeitreihe stationär, wenn

- $E(X_t^2) < \infty$ für alle $t \in \mathbb{Z}$,
- $E(X_t) = \mu$ für alle $t \in \mathbb{Z}$,
- $Cov(X_{t+h}, X_t) = Cov(X_h, X_0)$ für alle $t, h \in \mathbb{Z}$.

Ist eine Zeitreihe in ihrer Gesamtheit mittelwert- und trendfrei, bedeutet dies jedoch nicht, dass dies auch für Teilabschnitte gilt. Diese Zusatzbedingung führt häufig zu Problemen bei der Transformation von Signalen vom Zeit- in den Frequenzbereich, einfache Methoden wie die Fast Fourier Transformation (FFT) eignen sich nur für stationäre Signale. Einen Test zur Überprüfung einer Zeitreihe auf Stationarität bieten sog. Recurrence-Plots (Vandenhouten, 1998).

Ausgehend von der Höhenkomponente eines einstündigen Segments aus den Feldtests (18.12.1999 von 0:00 – 1:00 Uhr UTC, vgl. Bild 8.20) wird zunächst – nach Entfernung des Mittelwerts – ein Amplitudenspektrum berechnet (Bild 4.44). Das Resultat bietet zwar Information über die im Signal enthaltenen Frequenzanteile, jedoch keinerlei Anhaltspunkte, zu welchen Zeitpunkten diese Frequenzen im Signal auftauchen. Insbesondere bei Signalen, die zu verschiedenen Zeitpunkten Schwingungen mit variablen Frequenzen aufweisen, sind die Ergebnisse dieses Verfahrens wenig aussagekräftig.

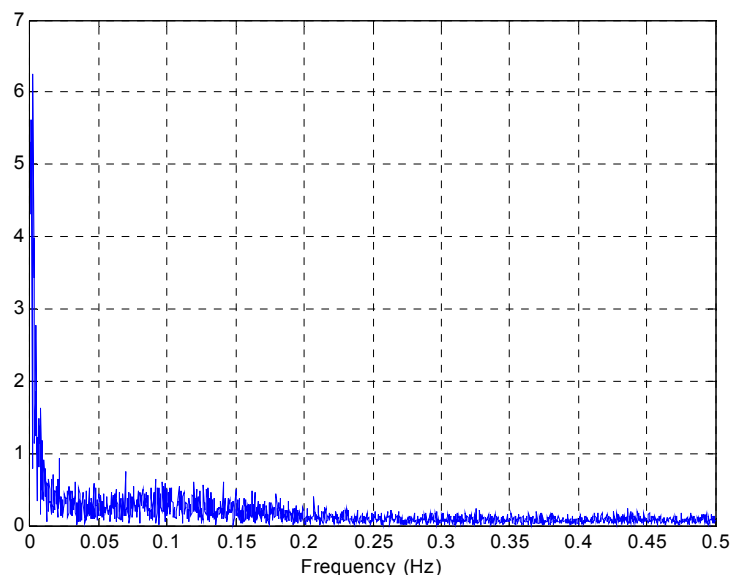


Bild 4.44: Amplitudenspektrum der Höhenvariation aus Bild 8.20 (links)

Erstellt man jetzt aus dem gleichen Signal einen Recurrence-Plot (Bild 4.45), so zeigen sich Bereiche mit Instationaritäten des Höhenverlaufs, dargestellt durch rechteckige Blöcke höherer Punktdichte im Vergleich zu den umliegenden Flächen. Phasenübergänge sind dabei an den Grenzbereichen dieser Blöcke gegeben. Für einzelne Blöcke kann wiederum

von einem stationären Signal ausgegangen werden, falls die Struktur innerhalb des Blocks weitestgehend homogen erscheint. Die vorhandenen instationären Bereiche sind mit ein Grund dafür, statt einer FFT nach anderen Verfahren zur Frequenzermittlung einer Zeitreihe zu suchen.

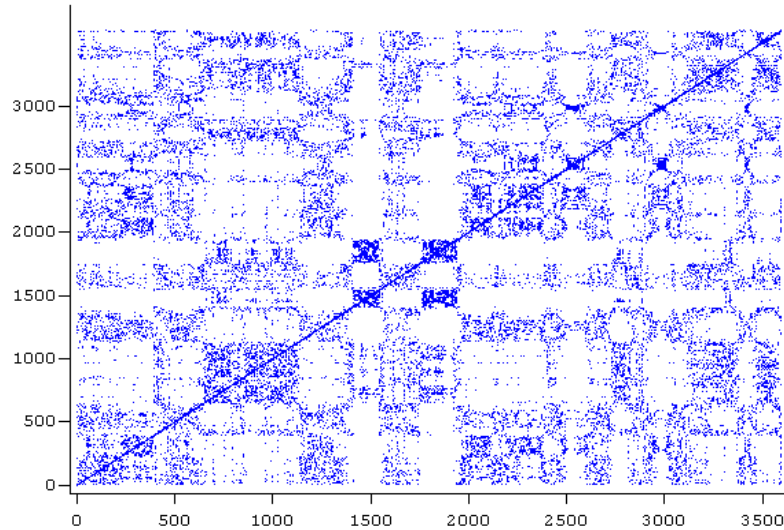


Bild 4.45: Recurrence-Plot der Höhenvariation aus Bild 8.20 (links)

Im nächsten Schritt wird eine STFT (Short Time Fourier Transformation) durchgeführt. Diese Abwandlung der FFT schiebt ein Fenster über den Datensatz und berechnet jeweils kürzere Segmente des vollständigen Signals. Dieses Fenster existiert in diversen Ausprägungen – die Unterschiede liegen im Wesentlichen in der Gewichtung der einzelnen Werte innerhalb des Datenfensters –, häufig wird z.B. ein Hamming-, Hanning-, Welch- oder Kaiser-Window verwendet. Bild 4.46 zeigt die STFT des Signals aus Bild 8.20.

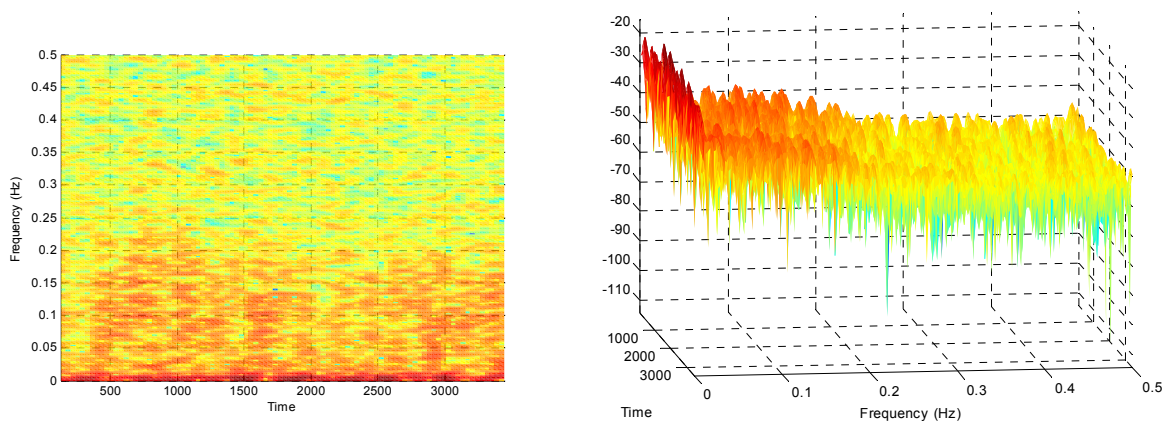


Bild 4.46: STFT (Short Time Fourier Transformation) der Höhenvariation aus Bild 8.20 (links)

Mit der STFT kann zwar ein etwas besseres Bild vom Zeitverhalten eines Messsignals gewonnen werden, die Zeitauflösung ist aber dennoch relativ bescheiden und für die weitere Analyse wenig hilfreich. Zur Verbesserung bieten sich Wavelet-basierte Verfahren an, die im Gegensatz zur Fouriertransformation nicht auf Sinus- bzw. Cosinusfunktionen unendlicher Ausdehnung beruhen. Eben dieser unendliche Charakter ist auch die Ursache für die schlechte Leistungsfähigkeit herkömmlicher Transformationen in den Frequenzbereich bei Vorliegen instationärer Signale.

Wavelet-Transformationen haben im Gegensatz dazu sowohl endliche Zeit- als auch Frequenzauflösung und kommen so mit den Übergängen zwischen stationären Teilsignalen wesentlich besser zurecht. Im Vergleich zur Fouriertransformation werden dabei statt der Sinus- und Cosinusfunktionen sog. Wavelets verwendet, die aus einer kurzen Signalsequenz bestehen. Basis für diese Wavelets ist das Mother-Wavelet, aus denen alle anderen Wavelets gebildet werden. Dazu wird es mit einem Skalierungsfaktor a in der Zeitachse gestreckt oder gestaucht, wodurch unterschiedliche Frequenzbereiche untersucht und extrahiert werden können. Ein Verschiebungsparameter b dient zur Positionierung des Wavelets auf der Zeitskala. Die Generatorfunktion ist dabei

$$\psi^{a,b}(t) := \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (4.70)$$

mit: ψ Mother-Wavelet

Mit Hilfe der Wavelet-Transformation können Zeit-Frequenz-Verteilungen (Time-Frequency Distributions) berechnet werden (Cohen, 1987). Als besonders leistungsfähiges Verfahren hat sich im Rahmen der vorliegenden Arbeit bei der Untersuchung diverser Wavelet-Methoden die MTFD (Multiscale Time Frequency Distribution) erwiesen, die sowohl eine hohe Frequenzauflösung als auch eine exzellente Zeitauflösung bietet (Vandenhouten, 1998). Die MTFD stützt sich auf Morlet-Wavelets, deren Mother-Wavelet in Bild 4.47 zu sehen ist und über die vereinfachte Morlet-Funktion

$$\psi^{\omega,t}(\tau) = \sqrt{|\omega|} \psi(\omega(\tau-t)) \quad (4.71)$$

und dem Mother-Wavelet

$$\psi(\tau) = h(\tau) e^{-j\tau} \quad (4.72)$$

definiert ist. Die Fensterfunktion $h(t)$ ist eine Gaussfunktion mit

$$h(\tau) \sim e^{-\lambda\tau^2} \quad (4.73)$$

Der Parameter λ ist dabei frei wählbar und steht mit der relativen Frequenzunschärfe

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \sqrt{\lambda} \quad (4.74)$$

in direktem Zusammenhang. Man erreicht damit eine minimale gemeinsame Unschärfe $\Delta\omega\Delta t = 1/2$ der Zeit-Frequenz-Distribution, die durch

$$P_x(t,\omega) = \left| \int x(\tau) e^{-j\omega\tau} \sqrt{|\omega|} h(\omega(\tau-t)) d\tau \right|^2 \quad (4.75)$$

bestimmt ist.

Im rechten Teil des Bildes 4.47 sind verschiedene Lokalisationen des verwendeten Morlet-Wavelets dargestellt. Durch die Skalierung bietet die Darstellung bei hohen Frequenzen ω_3 eine sehr hohe Zeitauflösung, wohingegen bei niedrigen Frequenzen die Zeitauflösung deutlich abfällt. Dies steht in unmittelbarem Zusammenhang mit der Notwen-

digkeit, bei niedrigen Frequenzen einen längeren Zeitabschnitt mit dem dann gestreckten Wavelet zu korrelieren.

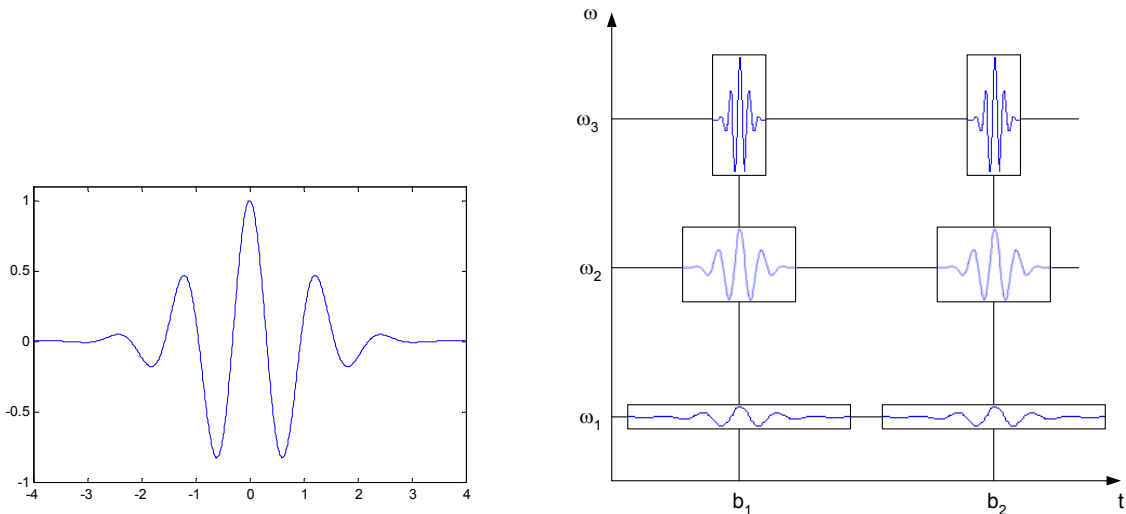


Bild 4.47: links: Morlet-Wavelet; rechts: Zeit- und Frequenzlokalisierung der Wavelet-Transformation mit der Morlet-Funktion (nach Schmidt, 2000)

Bild 4.48 zeigt die MTFD des Signals aus Bild 8.20. Deutlich sind im Vergleich zu Bild 4.46 die zeitabhängigen Frequenzanteile zu erkennen. Rote Bereiche markieren dabei die vorherrschenden Frequenzen.

Basierend auf diesem verbesserten Analysewerkzeug können jetzt Messdaten wie Code – Phase daraufhin untersucht werden, welche Mehrwegeeffekte darin enthalten sind. Kapitel 8.1 beschäftigt sich ausführlich mit dieser Thematik. Aus der Differenz von Code und Trägerphase lassen sich dabei die vorherrschenden Frequenzen der Mehrwegeeffekte – wiederum mit hoher Zeitauflösung – herausarbeiten. Diese Frequenzanteile überlagern sich nicht mit den oben definierten Frequenzen der hochfrequenten Brückendeformationen, vielmehr liegen sie in einem Bereich unterhalb 0,1 Hz. Eine Trennung beider Signalanteile scheint also möglich zu sein.

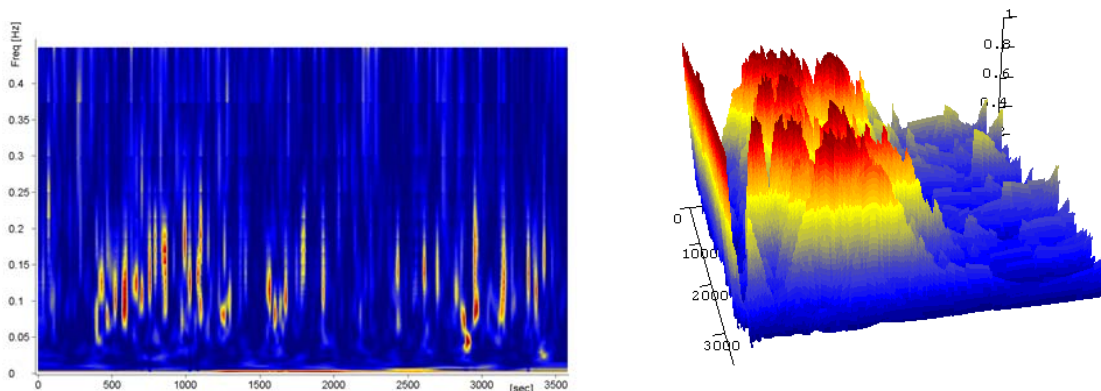


Bild 4.48: MTFD der Höhenvariation aus Bild 8.20 (links)

In DREAMS wurde diese Kenntnis ausgenutzt und die Software dahingehend erweitert, dass Trägerphasenmessungen von Mehrwegeanteilen befreit werden. Basis dafür sind die aus Code – Phase ermittelten zugrundeliegenden Frequenzen des für den jeweiligen Sensor und Satelliten ermittelten Mehrwegs. Für jede Trägerphasenbeobachtung wird somit eine individuelle Elimination der Mehrwegeeffekte auf der Basis der zuvor ermittelten Frequenzen durchgeführt. Hierzu ist eine Bandsperrung implementiert, die den Frequenzbereich des

Mehrwegs ausfiltert. Mehrere Bandsperrern können parallel eingesetzt werden, um sich überlagernde Mehrwegeeffekte, hervorgerufen durch unterschiedliche Reflektoren, zu eliminieren. Satelliten können abhängig von ihrer Elevation aus diesem Filterprozess ausgeschlossen werden, so dass insbesondere hochstehende Satelliten ohne Korrektur verwendet werden können. Daneben erlaubt die Methode aber auch, Satelliten niedrigerer Elevation in das Gleichungssystem mit aufzunehmen, ohne eine zu starke Degradation der Positionslösung aufgrund hoher Mehrwegeeffekte befürchten zu müssen. Als Ergebnis verbessert sich dadurch die Satellitengeometrie (DOPs).

Das vorgestellte Verfahren verbessert insbesondere die Überwachung von Strukturen, die schnellen Deformationen ausgesetzt sind. Beachtet werden muss dabei aber, dass die Trennung der Signalanteile von Deformationen und Mehrweg nur erfolgreich sein kann, wenn sie sich nicht überlagern. Finden Verformungen mit Frequenzen im Mehrwegbereich statt, so ist eine Trennung nicht möglich, es kommt zu einer Verfälschung des Deformationssignals.

Umfangreiche Datenanalysen haben ergeben, dass Mehrwegeeffekte bis zu einer Frequenz von 0,15 Hz auftreten können (vgl. Kapitel 8.1). Damit keine Verfälschung der gemessenen Brückendehformationen im Feldtest bewirkt wird, muss dieses Abbruchkriterium strikt eingehalten werden. Auf der anderen Seite wird durch die Bandsperrern etwaiges Langzeitverhalten der überwachten Struktur nicht beeinflusst – zumindest solange keine extrem niederfrequenten Mehrwegeeffekte mit Oszillationen im Bereich mehrerer zehn Minuten oder gar im Stundenbereich auftreten. In diesem Szenario wird man zwei unterschiedlich modellierte Prozessierungs-Engines einsetzen, eine für die kurzfristigen Deformationen, die zweite für langfristige Effekte mit entsprechend eingestellten Tiefpassfiltern. Aber auch hier kann wieder die dynamische Ermittlung der Mehrwegfrequenzen gute Hilfestellung bei der Ermittlung der Filterparameter liefern.

Eine weitere wichtige Erkenntnis aus den Datenanalysen ist die Tatsache, dass Mehrwegefehler bis zu sehr hohen Elevationen von 75° und mehr auftreten können. Der Ausschluss von Satelliten mit niedriger Elevation ist damit in mehrwegebehaftetem Umfeld wenig zielgerichtet und kann nur einen kleinen Teil dieses Problems vermeiden helfen.

5 Deformationsüberwachungssystem DREAMS

5.1 Designkriterien

Beim Entwurf eines Messsystems müssen – sofern die Zielvorgabe über einen rein experimentellen Ansatz hinausgeht – Eckpunkte für die Auswahl von Komponenten, den Entwurf der Softwarearchitektur, die geplanten Einsatzorte, Genauigkeitsanforderungen, Möglichkeiten zum Datentransfer, Aspekte der Stromversorgung – um nur einige zu nennen – definiert werden.

Für das in diesem und den nächsten beiden Kapiteln näher vorgestellte Deformationsüberwachungssystem wurden dementsprechend folgende Rahmenparameter festgelegt:

- Unterstützung verschiedener GNSS-Empfänger
- Unterstützung verschiedener Satellitennavigationssysteme (GPS, GLONASS, Galileo)
- Genauigkeit im Millimeter-Bereich
- für raue Umgebung geeignet
- autonomer Betrieb mit entsprechender Energieversorgung
- geringer Energieverbrauch
- hohe Integration der Einzelkomponenten
- flexibles Datenübertragungskonzept
- transportabel
- kostengünstig
- fernwartbar
- Objektorientierung (Wiederverwendbarkeit von Softwaremodulen)
- robuste sich selbst überwachende Softwarearchitektur

5.2 Konzeption

Das Deformationsüberwachungssystem DREAMS (**D**ifferential **REAL**-time **D**eformation **M**onitoring **S**ystem) ist als modulares und skalierbares System entworfen worden. Sowohl auf der Hardware- als auch auf der Softwareseite ist es aus einzelnen spezialisierten Komponenten basierend auf objektorientierten Methoden aufgebaut.

Im Rahmen der nachfolgenden Beschreibung des Messsystems werden zwei Begriffe verwendet, die an dieser Stelle kurz eingeführt werden sollen.

- **Masterstation**
Wird in der Literatur teilweise als Referenzstation bezeichnet. Dieser Stationstyp befindet sich in einem Gebiet mit stabilem Untergrund, so dass er keinen oder nur sekundären Verformungen unterworfen ist. Die Koordinaten dieser Station sind bekannt bzw. können im Vorfeld einer Überwachungsaufgabe mit Hilfe von Messstationen beispielsweise aus dem IGS-Netz im Rahmen einer statischen Positionierung bestimmt werden.
- **Monitorstation**
In herkömmlichen DGPS-Vermessungsanwendungen spricht man häufig von Rovern, also bewegten Objekten – üblicherweise ist damit aber ein mobiler GPS-Empfänger

gemeint, mit dem man nacheinander mehrere Punkte aufsucht und Daten sammelt. Im Kontext von DREAMS ist der Begriff Monitor sinnvoller, denn damit wird präzise seine Aufgabe, nämlich die der Überwachung, charakterisiert.

DREAMS setzt sich aus einer oder mehreren Masterstationen und mindestens einer Monitorstation zusammen. Die Aufgabe der Masterstation, die die Zentrale des Systems bildet, besteht darin, die von den Monitorstationen gesendeten Daten entgegenzunehmen, abzuspeichern und zu verarbeiten. Hier findet auch die Visualisierung und Auswertung der im Verarbeitungsprozess erhaltenen Resultate statt. An den Monitorstationen hingegen werden lediglich Daten gesammelt und nach einer Aufbereitung an die Masterstation übertragen. Die Monitorstationen können in einem Bereich von ca. 5 - 10 km um die Zentrale aufgestellt werden und stellen zugleich die Punkte dar, deren Position hochgenau ermittelt und beobachtet werden soll.

Die Übertragung der Daten von den Monitorstationen zur Masterstation kann auf verschiedenen Wegen erfolgen. Als Basisschnittstellen aller Komponenten dienen dabei in jedem Fall die RS232 Schnittstelle sowie seit einiger Zeit zusätzlich USB, die sowohl von Rechnersystemen als auch von Datentransferkomponenten unterstützt werden. Als Übertragungsmedien von Monitor- zu Masterstation können unterschiedliche Konzepte genutzt werden:

- Kabelgebundene Übertragungsstrecke
- Terrestrische Funkstrecke
- Mobilfunknetze (GSM, UMTS)
- ISDN/Modem
- Internet
- Satellitenfunkdienste

In der Mehrzahl der Anwendungsfälle wird man aus Kostengründen die direkte Verbindung der Systeme über Kabel bevorzugen. Wird das System jedoch mobil betrieben – soll es also kurzfristig in einem Gebiet besonderer Aktivität des Untergrunds eingesetzt werden –, so ist hier zum einen die Verwendung einer terrestrischen Funkstrecke möglich oder zum anderen auch der Einsatz eines Mobilfunksystems wie GSM. Für die globale Nutzung stehen satellitengestützte Mobilfunksysteme wie Iridium zur Verfügung.

Die Tests des Überwachungssystems wurden sowohl mit direkten Kabelverbindungen als auch mit einer terrestrischen Telemetriestrecke durchgeführt. Das Institut hat zu diesem Zweck eine Versuchsfunkfrequenz erteilt bekommen, mit der es möglich ist, ohne Beschränkung der Sendeleistung auf einer Frequenz von 405,05 MHz mit einer Bandbreite von 100 kHz zu arbeiten. Einen Überblick über mögliche Datenlinks bietet Bild 5.1, Details zur Implementierung finden sich in Kapitel 6.11.

Die während der Entwicklung und Tests des Systems in erster Linie verwendeten GPS-Empfänger sind Geräte der Firma NovAtel, z.B. das Modell 3151R der OEM-Performance Serie sowie die Produktlinien MiLLennium und BeeLine.

DREAMS ist in seinen internen Strukturen neben der Nutzung von GPS auch für andere Satellitennavigationssysteme vorbereitet, im Rahmen der Tests wurde jedoch ausschließlich GPS verwendet. Hauptgrund für diese Entscheidung lag in der Verfügbarkeit einer ausreichenden Zahl Empfänger, die neben GPS auch GLONASS hätten unterstützen müssen, und vor allem an der reduzierten Zahl operationeller GLONASS Satelliten zum Zeitpunkt der Untersuchungen.

Ein Vergleich von DREAMS mit anderen GNSS-Deformationsüberwachungssystemen wurde bereits in Kapitel 2.2 gegeben, seine wesentlichen Eigenschaften sind in Kapitel 2.2.2 zusammengefasst.

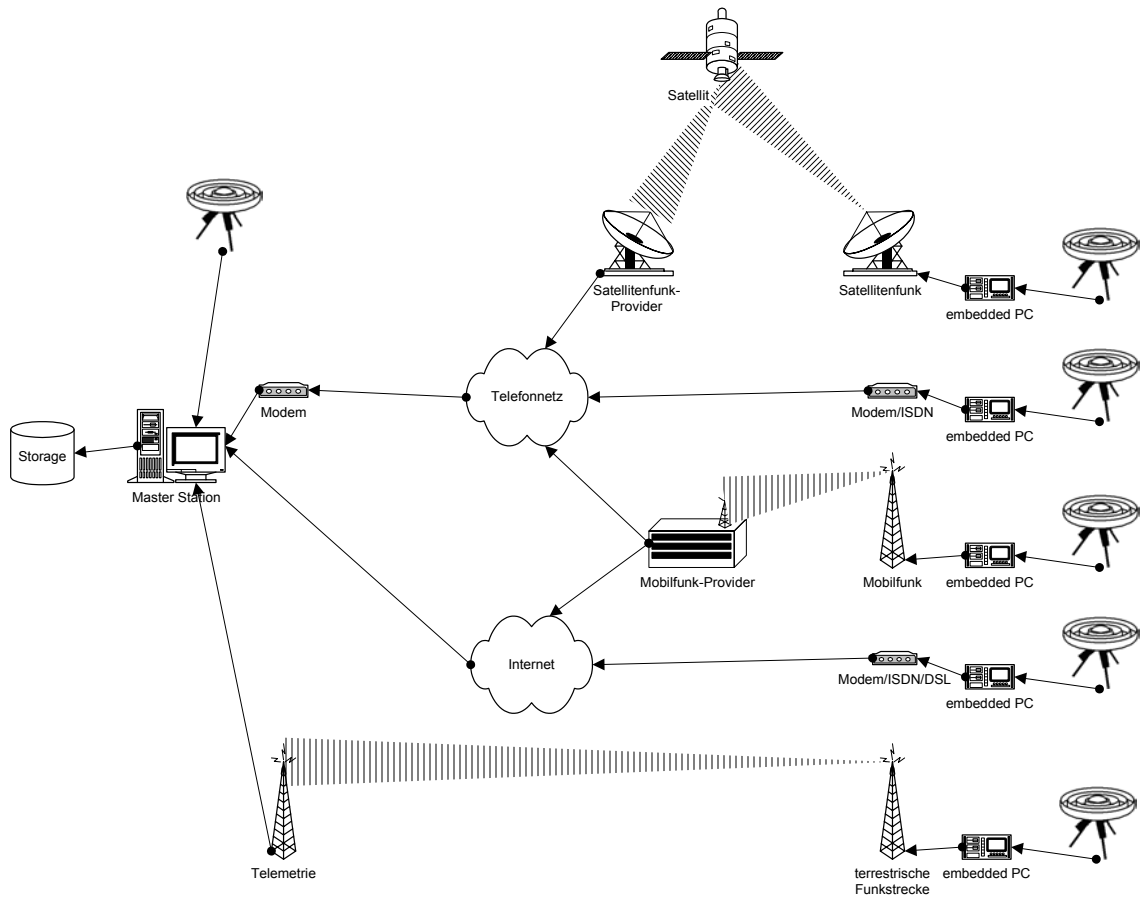


Bild 5.1: Anbindung Monitorstationen an Masterstation (Auswahl)

5.3 Systemdesign (Hardware/Software)

Die Bilder 5.2 und 5.3 zeigen den Aufbau der Monitor- bzw. Masterstation. Besonderer Wert wurde auf die Verwendung standardisierter Komponenten und größtmöglicher Miniaturisierung gelegt. Die Monitorstationen sind in ein spritzwasserfestes Gehäuse (IP65) integriert, um auch den Betrieb in rauen Umgebungen zu erlauben.

Die Software der Masterstation ist momentan als Windows-Version verfügbar, für die Monitorstation wird MS-DOS basierte Software eingesetzt. Beide Varianten verwenden zu großen Teilen die gleiche Quellcode-Basis, was Modifikationen und Erweiterungen erleichtert. Lediglich hardwarespezifische Funktionen sind an die jeweiligen Plattformen angepasst worden.

Für weitere Details zum Aufbau und der Funktionsweise des Systems sei auf die folgenden Kapitel 6 und 7 verwiesen.

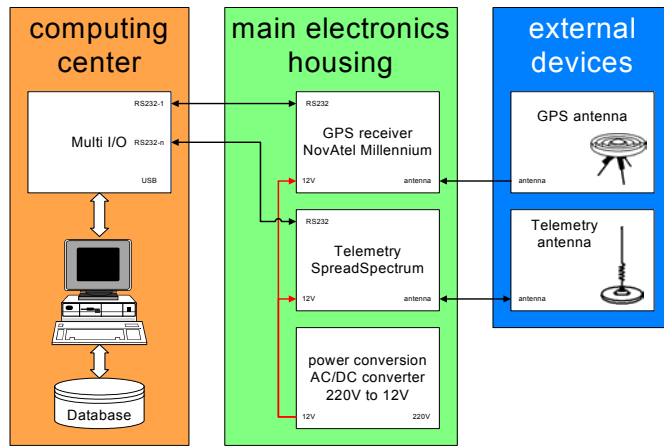


Bild 5.2: Hardware-Design der Masterstation

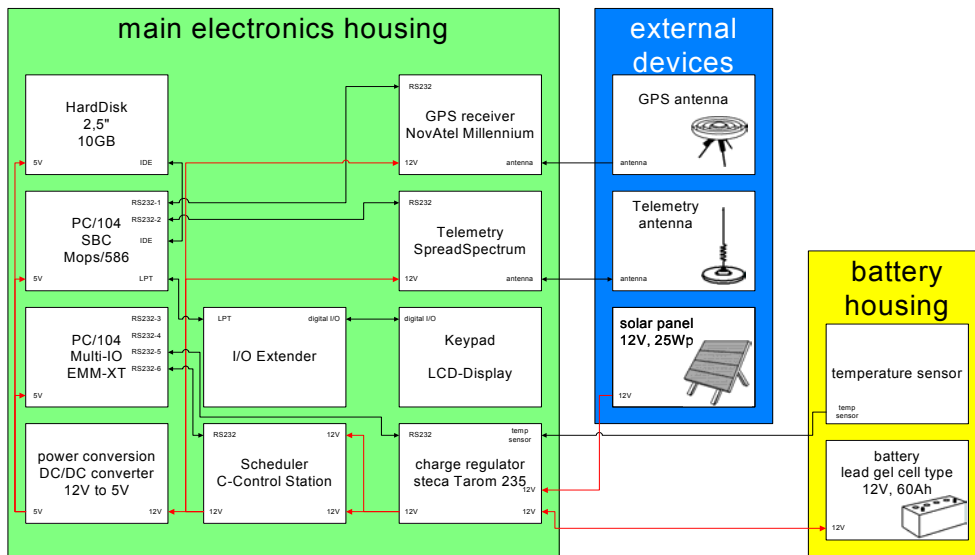


Bild 5.3: Hardware-Design der Monitorstation

6 Hardware-Komponenten, Aspekte zum Aufbau eines Messsystems

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich nicht nur mit der Verarbeitung von Daten und dem im Rahmen des Projektes entwickelten Software-Paket, sondern auch mit der geleisteten Entwicklungs- und Integrationsarbeit, der für ein Deformationsüberwachungssystem notwendigen Hardware-Ausstattung sowie den eingesetzten Komponenten, die wenn immer möglich aus Kostengründen COTS-Equipment sind.

Nach der Vorstellung des Gesamtkonzepts des Deformationsüberwachungssystems DREAMS im vorigen Kapitel sollen nun die wichtigsten Teilkomponenten und deren Funktion näher erläutert werden. In diesem Kapitel soll auch versucht werden, einen möglichst umfassenden Überblick über die für den Einsatz in GNSS-Empfänger-Netzen immer wieder benötigten Bausteine zu geben. Für den erfolgreichen Einsatz im Feld, aber zumindest für den Entwurfsprozess von Messnetzen oder auch einzelnen GNSS-Messstationen ist die Kenntnis dieser Details immer wieder erforderlich.

Eine Reihe der im vorliegenden Kapitel besprochenen Aspekte hat derart universelle Bedeutung beim Aufbau eines Mess- oder Überwachungssystems, dass deren Beleuchtung einiges an Raum eingeräumt wurde. Dies geschieht nicht zuletzt auch vor dem Hintergrund des offensichtlichen Fehlens in anderen Arbeiten.

6.1 GNSS-Receiver

Die Software von DREAMS wurde unter der Maßgabe möglichst umfassender Unabhängigkeit von Hardwarekomponenten entworfen und bietet daher Unterstützung für eine Reihe bereits verfügbarer GPS-Receiver. Daneben können durch Implementierung neuer Decoder, die im simpelsten Fall durch Ergänzung bestehenden Source-Codes erfolgt, zukünftige Receiver angebunden werden. Details sind Kapitel 7.4 zu entnehmen.

Um die erforderliche hohe Genauigkeit der Positionsmessungen zu erreichen, sind jedoch nicht alle GPS-Empfänger gleichermaßen geeignet. In erster Linie ist eine sehr präzise Phasenmessung ($< 1\text{-}2\text{ mm RMS}$) zu erreichen, ergänzt von einer ausreichend hohen Updaterate der Einzelmessungen. Nur so können auch hochfrequente Verformungen (z.B. Bewegungen eines Turms oder einer Brücke) vom System erfasst und beurteilt werden. Die Ausgabe der SNR-Werte der empfangenen Satelliten sollte mit wenigstens einer Nachkommastelle erfolgen, aus diesem Grund sind auch alte Versionen des RINEX-Datenaustauschformats zur Speicherung der Daten ungeeignet. Dort ist das SNR nur als Qualitätsmaß von 0 bis 9 kodiert. Gerade die Reduzierung des Mehrwegeeffekts ist damit nur bedingt möglich. Leider bieten nicht alle Empfänger eine Ausgabe des Signal-zu-Rauschverhältnisses mit hoher Auflösung. So erlaubt Ashtech nur eine Ausgabe ohne Nachkommastellen, Javad mittlerweile immerhin mit 0,25 dBHz Auflösung.

Folgende GNSS-Empfänger werden derzeit von DREAMS unterstützt:

- NovAtel OEM2, BeeLine, MiLLennium und neuer
- Ashtech GG24, Z-Sensor und neuer
- Javad
- Topcon
- Trimble 4000SSE und neuer
- RINEX

Zum Zeitpunkt des Entwurfs von DREAMS hatte sich bei geodätischen Empfängern als Formfaktor der eingesetzten OEM-Platinen das Europakarten-Format durchgesetzt. Die Hersteller halten sich dabei im Wesentlichen an die von NovAtel vorgegebene Schnittstellenbelegung der Steckkarten. Dies ermöglichte die Entwicklung einer eigenen Backplane, um die Integration von GPS-Receiver, Singleboard-Computer und Funksystem zu erleichtern. Details hierzu finden sich in Kapitel 6.4.

Neuere GNSS-Engines, die in kleineren Formfaktoren hergestellt werden, erleichtern weitere Miniaturisierungsbestrebungen, wobei als limitierender Faktor zukünftig eher die Stromversorgungseinheiten gelten dürften – die Energiedichte eines Akkus hat zwar in den letzten Jahren zugenommen, jedoch nicht mit dem Grad der Verkleinerung von Elektronik schrittgehalten.

6.2 Monitor-Station

Wichtigste Kriterien für den Aufbau der Monitorstation sind möglichst geringer Energiebedarf, Integration aller erforderlichen Komponenten auf geringem Raum, ausreichender Schutz gegen Witterungseinflüsse und Temperaturschwankungen sowie Sicherstellung eines unterbrechungsfreien bzw. überwachten Betriebs.

Für DREAMS wurde hierfür eine eigene Sensor-Box entworfen, die aus einem strahlwassergeschützten Elektronikgehäuse (IP65) der Fa. Item besteht, in die GNSS-Receiver, Computer und Funkmodem integriert werden können. Das Gehäuse mit einer Länge von 300 mm und Kantenmaßen von 120x80 mm kann Steckkarten im Eurocard-Format aufnehmen und ist damit direkt mit den am Institut vorhandenen GPS-Receivern bestückbar. Als Computersystem wird ein embedded PC verwendet, der auf einer einzigen Platine (Singleboard PC) mit dem PC/104-Formfaktor einen kompletten Rechner mit sämtlichen erforderlichen Schnittstellen enthält. Der eingesetzte Computer EE400 der Fa. MircoDesign verwendet eine spezielle stromsparende Variante eines 80486-Prozessors und bietet insgesamt 4 serielle Schnittstellen sowie ausreichend Leistung für Logging und Datentransfer. Durch den ebenfalls auf dem Rechner enthaltenen Watchdog-Baustein ist eine ständige Selbstüberwachung des Systems gewährleistet, ein abgestürztes Programm wird erkannt und der Rechner ggf. neu gestartet. Als Massenspeicher ist im Gehäuse eine 2,5“ Festplatte integriert.

GNSS-Empfänger, Computer und Funkmodem werden über ein Switchboard sowie eine Backplane miteinander verbunden (vgl. Kapitel 6.4), der Einbau eines Displays zur Anzeige von Statusmeldungen sowie einer kleinen Tastatur ist möglich.

Zur Optimierung des Designs der Monitorstation sind folgende Modifikationen denkbar:

- Statt Nutzung einer Festplatte könnte eine Solid State Disk (SSD) verwendet werden. Vorteile sind geringerer Stromverbrauch, keine beweglichen Bauteile, geringere Wärmeentwicklung. Allerdings sind die Beschaffungskosten deutlich höher.
- Als Alternative zum Einsatz eines Microcontrollers für das Scheduling (Kapitel 6.6) und eines separaten Singleboard-Computers für die Anbindung von GNSS-Receiver und Datentransfer könnte ein leistungsfähigerer Microcontroller für beide Aufgaben gemeinsam eingesetzt werden. Vorteil ist ein niedrigerer Gesamtstromverbrauch – insbesondere im Dauerbetrieb. Beachtet werden muss dabei jedoch, dass die Rechenleistung dieses Controllers für Datenverarbeitung bzw. Weitersendung der Daten ausreichend sein muss. Als Nachteil ist der höhere Aufwand für Softwareentwicklung und Wartung zu nennen, da nur Teile der Code-Basis wegen Unterschieden im Betriebssystem bzw. der Hardwareplattform eines Microcontrollers wiederverwendet werden können.

6.3 Network-Master-Station

Im Gegensatz zur Monitorstation werden an die Masterstation wesentlich geringere Anforderungen an einen kompakten Aufbau gestellt. GNSS-Empfänger und ggf. Funkmodem können im gleichen Gehäuse wie die Komponenten für die Monitorstation untergebracht werden, alternativ kann darauf auch verzichtet werden und der Anschluss an die Masterstation direkt erfolgen.

Als zentrale Recheneinheit wird an der Masterstation ein handelsüblicher PC zum Einsatz kommen, für die Speicherung der nicht unerheblichen Datenmengen sollte ausreichend Festplattenkapazität zur Verfügung stehen. Abhängig von der Anzahl der Monitorstationen, der Zahl sichtbarer Satelliten, der geforderten Datenrate sowie den empfängerabhängigen Datenformaten kann am Beispiel des NovAtel-Empfängers von einer Datenmenge in der Größenordnung von etwa 2-3 MB pro Stunde und Station bei 1 Hz Updaterate ausgegangen werden.

Die erforderliche Leistungsfähigkeit des Rechners orientiert sich wiederum stark an der Anzahl überwachter Monitorstationen sowie der pro Sekunde durchgeführten Messungen. Für große Netze kann unter Umständen eine Aufteilung auf mehrere Rechner erforderlich sein, was jedoch im Design bereits berücksichtigt wurde.

6.4 Backplane/Switch-Board

Im Rahmen der Entwicklung von DREAMS wurden mehrere Prototypen entwickelt, die am stärksten integrierte Variante basiert auf einem in ein gemeinsames Gehäuse eingebauten GPS-Receiver zusammen mit Spannungswandler und Computer bzw. Funkmodem. Technisch werden die einzelnen Module über ein sog. Switchboard (größere Platine) und eine Backplane miteinander verbunden (vgl. Bild 6.1).

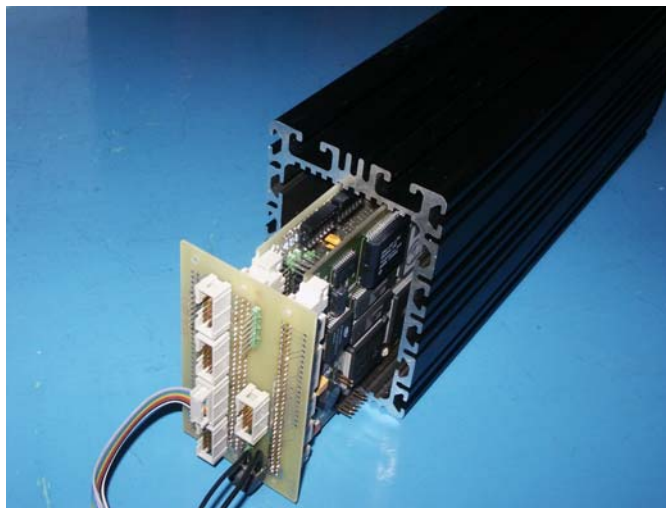


Bild 6.1: Backplane und Switchboard (teilbestückt)

Die Platine des Switchboards wurde als zweilagige⁵ Platine im Eurocard-Format (160 x 100 mm) entworfen. Sie enthält neben Steckerleisten für die Interconnection der diversen RS-232 Schnittstellen auch zwei DC/DC-Converter, die zentral 5V- bzw. 12V-Spannung für den GPS-Receiver sowie den Singleboard-Computer bzw. die Telemetrie bereitstellen. Weiterhin sind ICs für die Überwachung der Schnittstellenaktivität integriert und auf die Backplane bzw. die Gehäuserückseite herausgeführt.

⁵ zweilagig heißt, dass auf beiden Seiten Leiterbahnen verlaufen, die über sog. Vias von einer auf die andere Seite durchkontaktiert werden können

Die Backplane ist ebenfalls als zweilagige Platine ausgeführt. Das Format dieses PCBs ist 58 x 100 mm und passt damit genau an die Rückseite des Item-Gehäuses (vgl. Kapitel 6.8). Diese Platine realisiert die Verbindung der in das Gehäuse integrierten Komponenten, also GPS-Receiver, Rechereinheit und Telemetrie, sorgt aber zugleich für die Anbindung an die externen Komponenten wie GPS-Antenne, Telemetrie-Antenne und Stromversorgung.

Der am Ende des Switchboards integrierte große 96-polige Steckverbinder (DIN 41612 Typ C) ist aus der gleichen Baureihe, wie sie bei den über die Backplane ansteckbaren GPS-Receiver eingesetzt wird. Dort werden allerdings 2 statt 3 Kontaktleisten verwendet, der Stecker hat also nur 64 Pins (DIN 41612 Typ B).

Als DC/DC-Converter wurden Modelle der Fa. Datel verwendet, die über einen Weitbereichseingang von 9-36V DC verfügen. Damit ist sichergestellt, dass das Gesamtsystem auch bei Spannungsschwankungen betriebsbereit bleibt und nachgeschaltete Komponenten keinen Schaden nehmen.

Beide Platinen wurden mit einem PCB-Layout Programm (Protel) entworfen. Dort wurde die Platzierung der einzelnen Bauteile und Steckkontakte vorgenommen sowie die einzelnen Pins der Bauteile miteinander verdrahtet. Nach Abschluss dieser Arbeit konnte die Lage der Leiterbahnen mit Hilfe eines automatischen Prozesses (Autorouting) und einiger weniger manueller Eingriffe erstellt werden.

Das fertige Layout (vgl. Anhang A.3.2) wurde als Prototyp von einem externen Dienstleister als Platinen produziert und von Hand bestückt.

6.5 Hardware-Watchdog

Als Ergänzung zum Scheduler, der die Steuerung des Messsystems und eine Überwachung der Spannungsversorgung ermöglicht, wurde ein Hardware-Watchdog aufgebaut. Aufgabe eines Watchdogs ist die Überwachung des Systems auf Lauffähigkeit und die Sicherstellung eines Neustarts, falls ein Fehler festgestellt wurde.

Ein Watchdog ist stark vereinfacht betrachtet ein rückwärts laufender Zähler – häufig realisiert durch einen Kondensator, dessen Ladung abnimmt –, der über eine Signalleitung mit dem zu überwachenden System verbunden ist. Über diese Leitung erhält der Watchdog fortwährend einen Trigger-Impuls, der ihm signalisiert, dass das System stabil läuft. Der Zähler wird in diesem Fall zurückgesetzt und beginnt erneut zu laufen. Sollte der Impuls jedoch ausbleiben und der Zähler bis auf „0“ dekrementieren, wird die Versorgungsspannung getrennt und damit ein Neustart erzwungen oder ein Reset-Impuls über eine zweite Signalleitung an das zu überwachende System gesendet.

Neben dieser Funktion hat der hier realisierte Watchdog die Aufgabe, Unterspannungssituationen zu erkennen und einen Reset herbeizuführen. Dieser Zustand wird auch als Brown-Out oder Low-Voltage condition bezeichnet. Unterspannung kann dazu führen, dass eine elektronische Komponente keinen definierten Zustand mehr einnimmt und diesen auch bei wieder ausreichender Spannung nicht mehr erreicht. Im ungünstigsten Fall erhält der Watchdog weiterhin einen Impuls, so dass er von einem stabilen Systemzustand ausgeht und kein Reset erfolgt. In diesem Fall wäre das gesamte System inoperabel.

Diese Zusatzfunktion erweist sich als äußerst hilfreich, da Laderegler beim Abtrennen der Last in einer Unterspannungssituation die Spannung im Lastzweig nicht auf 0V setzen. Dies gilt auch für den hier eingesetzten Laderegler (vgl. Kapitel 6.7.3), der am Lastausgang nach eigenen Messungen noch 6,5V bereitstellt.

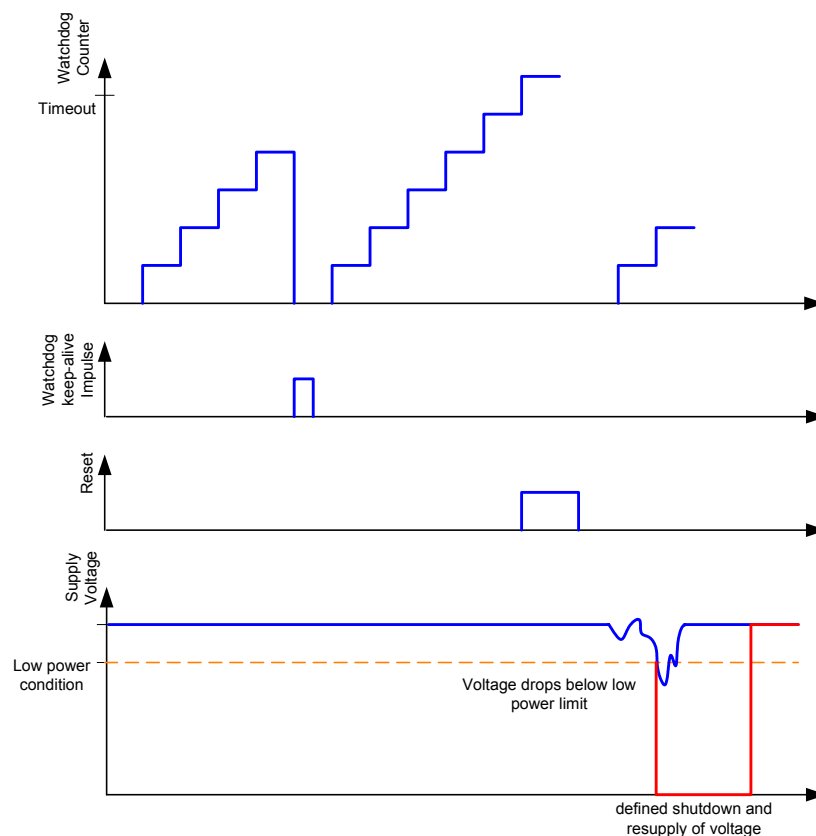


Bild 6.2: Funktionsweise Watchdog, Unterspannung

6.6 Scheduler

Nicht in allen Anwendungsfällen wird ein ununterbrochener Betrieb des Überwachungssystems notwendig sein, es bietet sich daher an, nicht benötigte Teile des Systems aus Energiesparüberlegungen zu deaktivieren. Um dies zu ermöglichen ist eine Vorrichtung zur Aktivierung/Deaktivierung der betroffenen Komponenten erforderlich.

Im einfachsten Fall kann eine manuelle Deaktivierung der einzelnen Stationen durch Trennung der Stromzufuhr erfolgen. Geht man aber davon aus, dass außer der Network-Master-Station die übrigen Stationen nicht immer leicht zugänglich sind und auch der autarke Betrieb gefordert ist, so wäre eine fernbedienbare Variante zu bevorzugen. Naheliegend ist die Nutzung einer Steuerleitung, die jedoch bei autarken Stationen nicht sinnvoll ist, oder der Einsatz einer einfachen Zeitschaltuhr, die in regelmäßigen Abständen für einen Start/Stop der jeweiligen Station sorgt. Beide Lösungen sind unflexibel und werfen zusätzliche Probleme auf. Nicht miteinander synchronisierte Zeitschaltuhren werden mit der Zeit zu einem Auseinanderdriften der Beobachtungszeiträume führen.

Wünschenswert ist daher eine flexibel einsetzbare Steuereinrichtung, die über eine sehr geringe Stromaufnahme verfügt. Als sinnvolle Lösung bietet sich der Einsatz eines Microcontrollers an, der programmier- und steuerbar sein soll. Die meisten kommerziell verfügbaren Controller benötigen zur Programmierung spezielle Entwicklungskits und Hardware zum Flashen der Software. Vorteilhaft ist hingegen die geringe Baugröße und Integrierbarkeit auf eigenen Platinen.

Zur Vereinfachung fiel die Wahl aber auf ein System namens C-Control der Fa. Conrad Electronic, eines großen Elektronik-Versenders. Es handelt sich dabei um eine Baureihe von Microcontrollern, die in unterschiedlichsten Implementierungen verfügbar ist. Zum Zeitpunkt

der Auswahl bot das Produkt „C-Control Station“ alle von uns benötigten Funktionen und Schnittstellen in einem auf DIN-Schienen (Hutschienen) montierbaren Gehäuse.

Ein Nachteil derartiger Microcontroller ist der in der Regel knapp bemessene Hauptspeicher und die geringe Rechenleistung. Komplexe Aufgaben sollten demnach dem Hauptrechner vorbehalten bleiben. Die C-Control Station verfügt über 8 KB EEPROM-Speicher für Programme und Daten und 24 Byte RAM für Variablen (Conrad Electronic, 1998: 39).

6.6.1 Firmware

Die C-Control Station ist in einem speziellen Basic-Dialekt (CCBASIC) programmierbar, der Erweiterungen für den Hardware-Zugriff auf analoge/digitale Ports, Relais sowie angeschlossene Sensoren beinhaltet. Den Nachteil der BASIC-Programmierung weisen neuere Derivate der C-Control Produkte nicht mehr auf, sie sind teilweise auch in C programmierbar.

Ein Hauptaugenmerk bei der Entwicklung der Firmware lag auf der Sicherstellung von Integrität, Verfügbarkeit und ununterbrochenem Betrieb des Systems – ähnliche Anforderungen, die man auch an GNSSs stellt. Trotz des knapp bemessenen Hauptspeichers und der eingeschränkten Leistung des Prozessors sind eine Reihe von Funktionen realisiert:

- 24/7-Betrieb
- integrierter Software-Watchdog (Selbstüberwachung des Schedulers)
- Anbindung des Hardware-Watchdogs (Kontrolle und Neustart)
- voll programmierbar zur Laufzeit (Firmware-Update)
- Überwachung des Akku-Ladezustands der Energieversorgung (Systemstart erfolgt nur bei einer Akkuspannung von wenigstens 10,5 V)
- Überwachung der Gehäusetemperaturen des Messsystems
- Schaltuhr-Funktionalität (120 Einträge, programmierbar zur Laufzeit)

Tabelle 6.1: Zustandsübergänge der FSM des Schedulers – Teil 1

State	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7
Start		Init Scheduler					
Mainloop		log Temp/Voltage	[RS232 data received]			[watchdog limit exceeded]	
Communication		[timeout]		[Update FW]	[Transfer Data]		
FWupdate			[FW update complete]				
DataTransfer			[Data transfer complete]				
SWwatchdog							Force restart
Stop							

Die Implementierung der Programmlogik basiert auf einer Finite-Statemachine (FSM; endlicher Automat). Zu diesem Entwurfsmuster wird noch ausführlich in Kapitel 7.3.4 eingegangen. Tabelle 6.1 beschreibt die Zustandsübergänge des Automaten, in dieser Matrix stehen in der linken Spalte die möglichen Ausgangszustände (States), die Kopfzeile enthält die Zustände nach einem Zustandswechsel. Innerhalb der Matrix sind die Zustandsübergänge nebst ihren Bedingungen (in eckigen Klammern) und den folgenden Aktionen abzulesen. Aus dieser Repräsentierung wurde mit Hilfe eines eigenen Converters

und Graphviz (Graphviz, 2008) automatisiert Bild 6.3 generiert, das den Statechart der FSM zeigt. Bild 6.4 enthält den untergeordneten Statechart der „Mainloop“, die bereits aus Tabelle 6.1 bekannt ist.

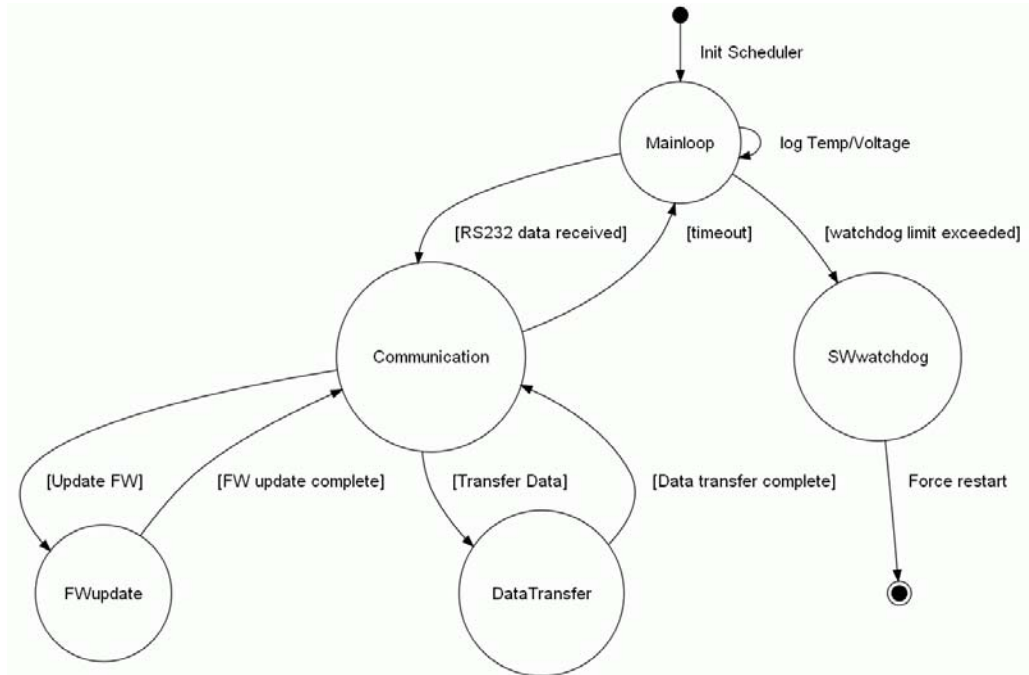


Bild 6.3: Statechart des Schedulers – Teil 1

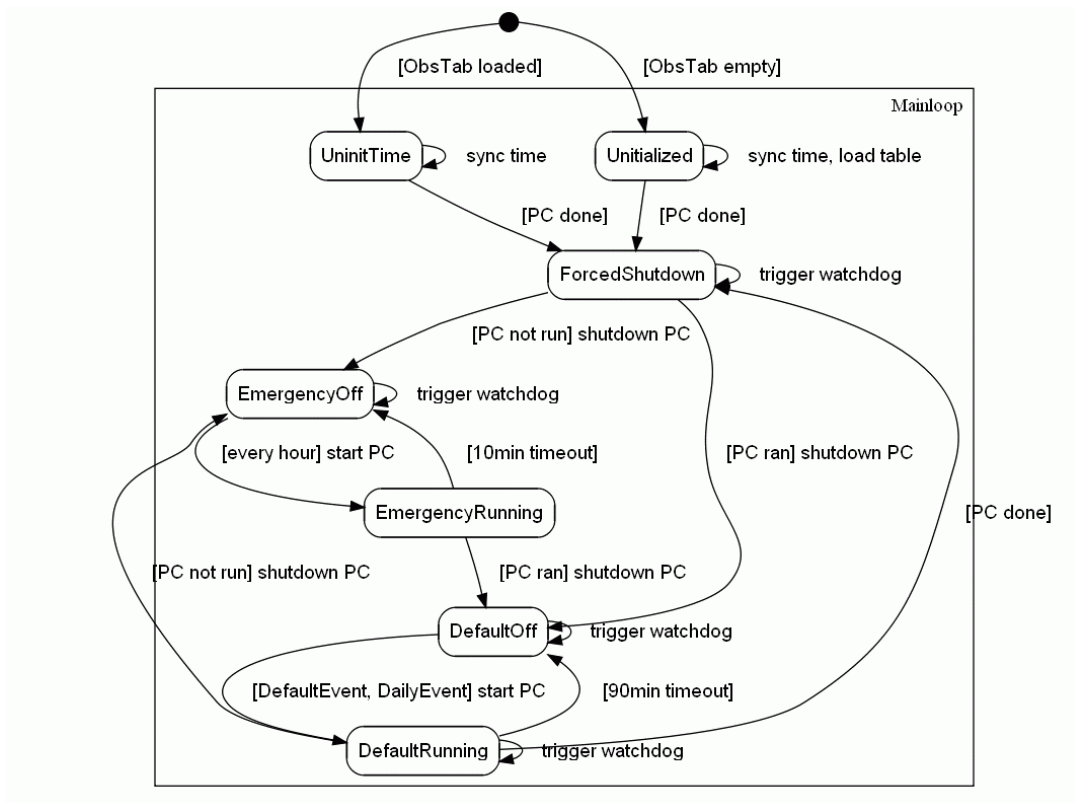


Bild 6.4: Statechart des Schedulers – Teil 2 (Mainloop)

6.6.2 Steuersoftware

Zur Ansteuerung und Programmierung der C-Control Station wurde eine Steuersoftware entwickelt, die folgende Funktionen zur Verfügung stellt:

- Update der C-Control Firmware im laufenden Betrieb
- Programmierung der Schaltzeiten für Start/Stop der übrigen Komponenten (Hauptrechner, GPS-Receiver, etc.)
- Zeitsynchronisation des Microcontrollers
- Auslesen von Monitoring-Daten (Temperaturen, Ladezustandsverläufe)
- Logging sämtlicher Aktivitäten zur leichteren Identifizierung von Fehlerquellen
- Kommunikationsprotokoll zur Steuerung des Microcontrollers und zur leichten Erweiterung der C-Control-Funktionalität

6.7 Energieversorgung

Parallel zur Auswahl der Komponenten eines Messsystems ist die Analyse des Gesamtenergiebedarfs erforderlich, die wiederum die Grundlage für die Bemessung der Stromversorgung darstellt. Nur damit kann ein störungsfreier Betrieb sichergestellt werden, der insbesondere für ein Überwachungssystem wie DREAMS lebenswichtig sein kann.

Sind entsprechend der Hinweise in Kapitel 6.7.2 die Verbrauchswerte der einzelnen Teilsysteme ermittelt und unter Berücksichtigung von Wandlungsverlusten der maximale Gesamtbedarf einer einzelnen Messstation, kann die Versorgungsseite dimensioniert werden. Dazu muss unterschieden werden, ob es sich um eine am normalen Versorgungsnetz angeschlossene Station handelt oder um einen autonomen Standort, der beispielsweise über ein Solarsystem versorgt wird. Kapitel 6.7.3 bietet eine Vorgehensweise für letzteren Fall.

6.7.1 Varianten der Stromversorgung

Grundsätzlich lässt sich eine Grobeinteilung in zwei Kategorien vornehmen – netzgestützt und autonom. Erstere nutzt das Stromversorgungsnetz (230V Wechselspannung in Europa) und benötigt zur Anbindung der Messsysteme einen Spannungswandler (AC/DC-Converter z.B. in Form eines Labornetzteils), der auf die von den meisten Komponenten verwendeten 12V DC Versorgungsspannung umsetzt. Zur Sicherstellung eines unterbrechungsfreien Betriebs sollte eine Pufferung durch eine UPS (Uninterruptable Power Supply) eingesetzt werden. Als Nebeneffekt sind die empfindlichen Messsysteme damit auch gegen Spannungsspitzen aus dem Stromnetz abgesichert, die aus Anomalien im Netz aber auch aus Blitzeinschlägen herrühren können. Die UPS sollte über eine RS-232- oder USB-Schnittstelle verfügen und mit dem Rechner verbunden sein, damit ein geregeltes Herunterfahren des Computers möglich ist und ein Datenverlust vermieden wird.

Die zweite Kategorie basiert auf einer stand-alone Versorgungseinrichtung. Hierzu zählen beispielsweise Akkumulatoren, Solarenergie, künftig auch Windenergie oder Brennstoffzellen.

Abhängig von den örtlichen Gegebenheiten steht aus technischen Gründen nur eine Teilmenge der genannten Versorgungsmöglichkeiten offen, die zudem aus Kostengründen limitiert sein können. Für die Network Master Station sollte jedoch eine netzgebundene Versorgung angestrebt werden.

6.7.2 Abschätzung Stromverbrauch

Für die Ermittlung des Stromverbrauchs der eingesetzten Geräte gibt es zwei Möglichkeiten, Nutzung der Angaben in den Datenblättern oder alternativ Messung des tatsächlich auftretenden Verbrauchs. Beide Varianten haben Vor- und Nachteile, die hier kurz dargestellt werden sollen (vgl. Tabelle 6.2).

Tabelle 6.2: Ermittlung des Stromverbrauchs von Einzelkomponenten

	Datenblatt	Messung
Vorteile	Einfache Kalkulation anhand von Daten der Hersteller Kein Messaufwand	Exakte Bestimmung des tatsächlichen Strombedarfs (nicht nur Einzelkomponenten, sondern das Gesamtsystem kann evaluiert werden)
Nachteile	Angaben können fehlen, falsch sein oder nur für bestimmte Lastannahmen bzw. Betriebssituationen gelten Umrechnung notwendig, falls Angaben in den Datenblättern nicht einheitlich sind	Zusätzlicher Aufwand für Durchführung von Messungen (Geräte müssen ggf. in diversen Modi betrieben werden, um ein ausreichendes Bild des jeweiligen Verbrauchs zu erhalten) Messung erfolgt möglicherweise unter zu günstigen Voraussetzungen (z.B. kann Datenübertragung wegen Störungen auf der Funkstrecke höheren Energieverbrauch haben), damit wird ein Sicherheitsaufschlag in der Kalkulation notwendig.

Konkrete Verbrauchswerte der eingesetzten Hardware-Komponenten finden sich in Tabelle 6.3.

Tabelle 6.3: Stromverbrauch der Teilsysteme und Abschätzung Gesamtverbrauch⁶

Device	Model	Input voltage [V]	Current [A]	Power consumption (typical) [W]	Power consumption (@12V) [W]
Telemetry	Freewave	12	650mA	7,8	5,88
	Microhard	12	490mA (both at 1W transmit power)	5,88	
Harddisk	Toshiba 2,5", 10GB	5		2,2 [2,82] ⁷ (read/write) 2,5 [3,21] (seek) 2,9 [3,72] (startup)	2,82 (read/write)
SBC	Jumptec MOPS/586	5	1,3A (typical) 3,5A (max)	6,5 [8,3] 17,5 [22,4]	8,3
	MicroDesign EE400	5	1,5A (typical)	7,5 [9,6]	
Multi-IO	Diamond Systems Emerald EMM-XT	5	80mA (no load)	0,4	0,51
Scheduler	Conrad C-Control Station	12	C-Control MainUnit: 30mA, 5V	0,15	0,15
Scheduler Relais	Schrack Relay RY II	12		0,22	0,22
GPS receiver	NovAtel Millennium OEM4 RT2/Std (ProPak)	12		4	4

⁶ Soweit verfügbar wurden die in der Tabelle aufgeführten Werte aus Datenblättern entnommen

⁷ Werte in eckigen Klammern resultieren aus der Umrechnung von 5V Versorgungsspannung auf die für die Kalkulation verwendeten 12V Spannung für das Gesamtsystem (unter Einbeziehung des Wirkungsgrades des DC/DC-Converters; hier angenommen zu 78%)

Charge regulator	Steca Tarom 235	12	7mA	0,084	0,084
Total	1h/d + 24h/d Scheduler				25,414Wh
	24h/d				527,136Wh

6.7.3 Autonome Stationen, solare Stromversorgung

Plant man den Einsatz eines Messsystems in einem Gebiet, das nicht über einen Energieversorger erreicht werden kann, stellt sich die Frage, welche Alternativen sich bieten und welche Kriterien zur Etablierung einer autonomen Energieversorgung berücksichtigt werden müssen. Ein Großteil der Erde wird ganzjährig durch Solarstrahlung erreicht – allerdings breitenabhängig, so dass sich die Energieausbeute in Richtung der Pole immer weiter reduziert und die Größe der Solarzellen entsprechend zunimmt. Dennoch handelt es sich um eine universelle Energiequelle, die sich für die meisten Einsatzorte eignet und daher für DREAMS aber auch für andere Messsysteme am besten geeignet ist. Bild 6.5 zeigt schematisch den Aufbau einer Photovoltaikanlage zur Speisung einer Messeinrichtung.

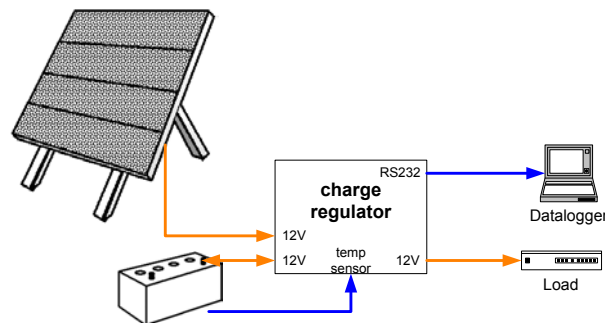


Bild 6.5: Blockschaltbild Solaranlage

Für die richtige Dimensionierung einer Photovoltaikanlage sind eine Reihe von Randbedingungen relevant, die im Folgenden näher dargestellt werden. Die Anlage arbeitet vollständig autonom – also ohne Netzankopplung –, so dass man auch von einer Inselanlage (off-grid-system) spricht. Kurz zusammengefasst sind folgende Einzelschritte erforderlich:

- Berechnung des täglichen Leistungsbedarfs
- Ermittlung der Sonneneinstrahlung pro Monat für den jeweiligen Standort
- Berechnung der erforderlichen Spitzenleistung der Solarzellen (P_k)⁸
- Festlegung der Anzahl Tage, für die ein Betrieb auch ohne nennenswerten Solarertrag möglich sein soll (Energievorrat des Akkus)
- Berechnung der erforderlichen Akku-Kapazität

Den ersten Punkt kann man anhand der bereits aus dem vorherigen Kapitel bekannten Daten als erfüllt betrachten, für eine täglich einstündige Nutzung ist ein Energiebedarf von ca. 25W gegeben. Über das Jahr variiert dieser Bedarf nicht.

Abhängig von den geographischen Bedingungen ist mit einer unterschiedlichen Sonneneinstrahlung über das Jahr zu rechnen, abhängig von Sonnenscheindauer und atmosphärischen Einflüssen wie Bewölkung. Zudem ist sie mittags stärker als morgens/abends, im Winterhalbjahr ist sie größer als im Sommer. Die Auslegung des Solarmoduls

⁸ Die Spitzenleistung einer Solarzelle wird in W_p oder W_{peak} angegeben und ist die elektrische Leistung, die bei einer Einstrahlung von $1000W/m^2$ und einer Zelltemperatur von $25^\circ C$ erreicht wird

muss sich genau aus diesem Grund im Wesentlichen an der Sonneneinstrahlung im Winter orientieren. Dies hat zur Folge, dass im Sommerhalbjahr ein Großteil des solaren Energiegewinns ungenutzt bleibt und in Wärme in den Solarzellen umgewandelt wird. Um diesen Nachteil auszugleichen, könnte man zwar die Kapazität der Akkus derart erhöhen, dass man mit der dort gespeicherten Energie das Winterhalbjahr überbrücken könnte, würde aber zu einem Masse- und Kostenzuwachs seitens der Energiespeicher kommen.

Ist der Einsatzort des Systems bekannt, kann die verfügbare Globalstrahlung ermittelt werden. Dazu kann man auf eine Reihe von Datenbanken zurückgreifen, deren Daten zum Teil frei verfügbar sind. Genannt seien an dieser Stelle Satel-Light (Europa), NASA-SSE (Surface Meteorological and Solar Energy Programme) (weltweit), Meteororm (weltweit, kostenpflichtig). Nachfolgende Betrachtungen greifen auf die Daten von Satel-Light zurück. Satel-Light basiert auf Meteosat-Bildern aus den Jahren 1996 bis 2000, aus denen die Strahlungswerte gewonnen wurden.

Erwähnenswert ist der Unterschied zwischen Bestrahlungsstärke (irradiance, W/m^2) und der Einstrahlung (irradiation; Wh/m^2). Erstere ist die auf einer Fläche von einem Quadratmeter auftreffende Strahlung, letztere bezeichnet die Summe über einen bestimmten Zeitraum, ist also ein Maß für die Energieausbeute.

Wegen der in den Wintermonaten deutlich reduzierten Strahlungsleistung wird für die Ermittlung der täglichen Sonneneinstrahlung nur der Monat Dezember herangezogen. Bild 6.6 zeigt die Sonneneinstrahlung auf eine ein Quadratmeter große horizontale Fläche für die Regionen Deutschland und den Mittelmeerraum um Spanien. Die Region um Würzburg (Standort der Haseltalbrücke, vgl. Kapitel 9) erreicht im Mittel ca. $600 Wh/m^2$, ein Standort auf Menorca, Spanien ca. $1800 Wh/m^2$. Ein wenig optimistischer sind die Angaben in Meteororm, hier wird für Würzburg ein Wert von ca. $750 Wh/m^2$ zugrunde gelegt, für Menorca liegt der Wert bei $2000 Wh/m^2$. Im Übrigen ist in den Sommermonaten die Differenz zwischen den Standorten weitaus geringer, für Würzburg liegt die Einstrahlung bei ca. 5400 , auf Menorca bei $7000 Wh/m^2$.

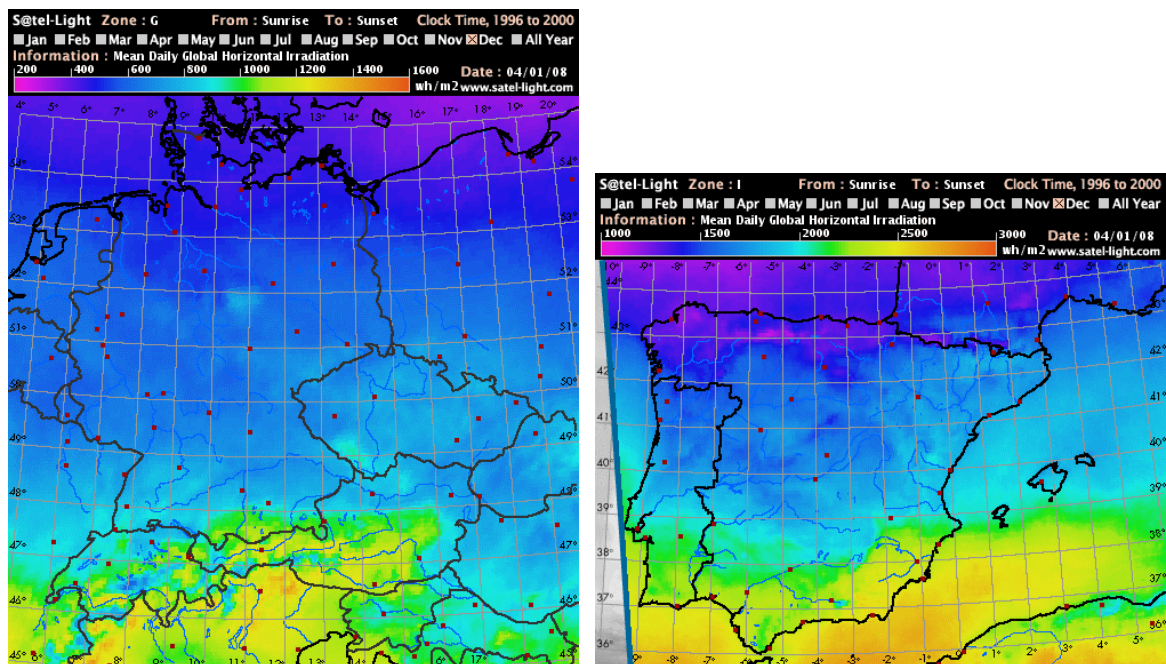


Bild 6.6: mittlere tägliche Sonneneinstrahlung [Wh/m^2]
(horizontale Fläche, Dezember) (links Deutschland, rechts Spanien)
[Quelle: Satel-Light]

Die Dimensionierung des Solargenerators ist, wie bereits erwähnt, vom Leistungsbedarf sowie der verfügbaren täglichen Sonneneinstrahlung abhängig. Leider führt eine einfache Division dieser beiden Werte nicht zum Erfolg, denn es sind eine Reihe von Korrekturfaktoren zu berücksichtigen. Zunächst ist die Frage zu klären, wie das Solarmodul aufgestellt werden kann. Den besten Wirkungsgrad erzielt eine Zelle, wenn das Sonnenlicht 90° zur Fläche der Zelle auftrifft. Ist dies nicht der Fall, so verringert sich die Leistung entsprechend

$$E = E_0 \cos(\theta) \quad (6.1)$$

mit: E Bestrahlungsstärke unter dem Einfallswinkel θ [W/m^2]
 E_0 Bestrahlungsstärke in Richtung der Flächennormalen [W/m^2]
 θ Einfallswinkel zur Flächennormalen

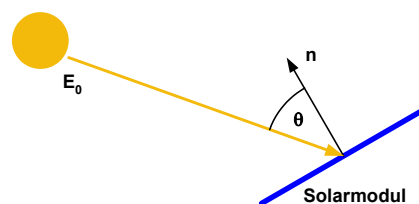


Bild 6.7: Bestrahlungsstärke abhängig vom Einfallswinkel

Im Regelfall würde man versuchen, den Jahresgesamtertrag des Systems zu maximieren. Dies hätte aber zur Folge, dass gerade in den schwachen Wintermonaten die Sonneneinstrahlung nicht maximal genutzt werden kann. Es ist daher eine andere Strategie von Vorteil, man optimiert die PV-Anlage auf den Zeitraum mit dem geringsten Ertrag, im Regelfall ist dies der Dezember. Die Bilder 6.8 und 6.9 zeigen den Sonnenstand im Jahresverlauf und die globale Sonneneinstrahlung für eine horizontale Fläche sowie die für die Wintermonate optimierte Neigung der Solarzellen für beide Standorte. Man nimmt dabei in Kauf, dass die Energieausbeute im Sommer geringer als möglich ist (Dellen im Verlauf der grünen Balken), dies ist jedoch für ein ganzjährig mit gleicher Verbraucherleistung laufendes System unerheblich.

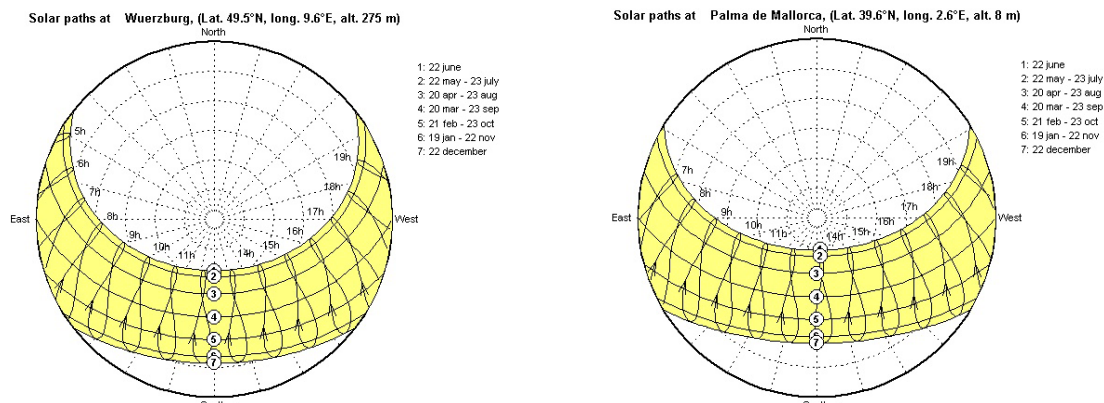


Bild 6.8: Sonnenstand in Abhängigkeit von Monat und Tageszeit (Polarkoordinaten) (links Würzburg, rechts Mallorca), berechnet mit dem Programm PVSYST 4.3

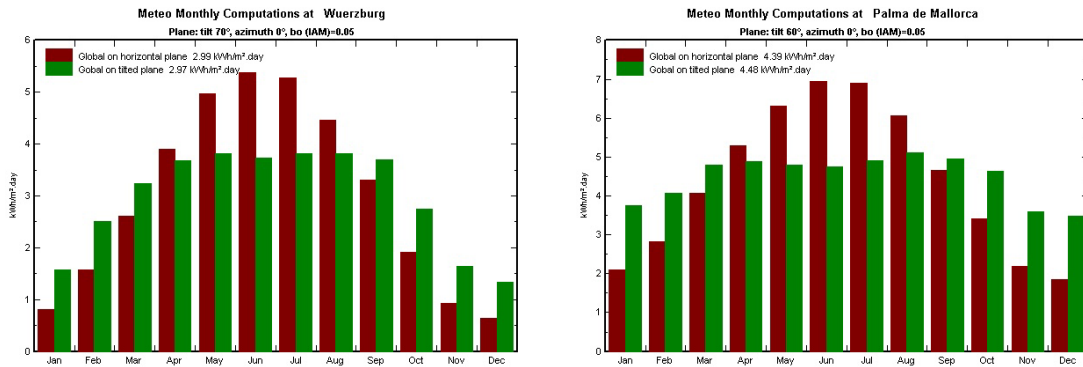


Bild 6.9: tägliche Sonneneinstrahlung [kWh/m^2], Globalstrahlung im Vergleich zu einer um den jeweiligen Wert aus der horizontalen geneigten Fläche (links Würzburg, rechts Mallorca), berechnet mit dem Programm PVSYST 4.3

Die Globalstrahlung setzt sich zusammen aus direkter und diffuser Strahlung.

$$G = I + D \quad (6.2)$$

mit: G Globalstrahlung [W/m^2]
 I direkte Strahlung [W/m^2]
 D indirekte (diffuse) Strahlung [W/m^2]

Will man jetzt die Sonneneinstrahlung auf einer geneigten Fläche berechnen, so kommen zur direkten und diffusen Sonnenstrahlung abhängig von der Neigung des Solarmoduls noch Anteile der Bodenreflexion (Albedo) hinzu. Für die auf einer beliebig ausgerichteten Fläche auftreffende Globalstrahlung gilt nach dem Modell der isotropen Verteilung diffuser Strahlung (Liu, Jordan, 1960) der Zusammenhang

$$G(\beta, \alpha) = \frac{I(0,0)}{\cos\left(\frac{\pi}{2} - \gamma_s\right)} \cos\theta + D(0,0)f_{sky} + G(0,0)f_{ground}\rho \quad (6.3)$$

mit: $G(\beta, \alpha)$ Globalstrahlung abhängig von Neigungswinkel β und Azimuth α des Solarmoduls [W/m^2]
 $I(0,0)$ direkte Strahlung auf eine horizontale Fläche [W/m^2]
 $D(0,0)$ diffuse Strahlung auf eine horizontale Fläche [W/m^2]
 γ_s Elevation der Sonne
 θ Winkel zwischen Flächennormaler des Solarmoduls und dem Einheitsvektor in Richtung Sonne
 ρ Reflexionskoeffizient (Bodenreflexion, häufig 0,2)

und den Korrekturfaktoren

$$f_{sky} = \frac{1 + \cos\beta}{2} \quad (6.4)$$

$$f_{ground} = \frac{1 - \cos \beta}{2} \quad (6.5)$$

Für den Winkel θ kann man schreiben

$$\theta = \arccos(\cos \gamma_s \sin \beta \cos(\alpha_s - \alpha) + \sin \gamma_s \cos \beta) \quad (6.6)$$

mit: α_s Azimuth der Sonne

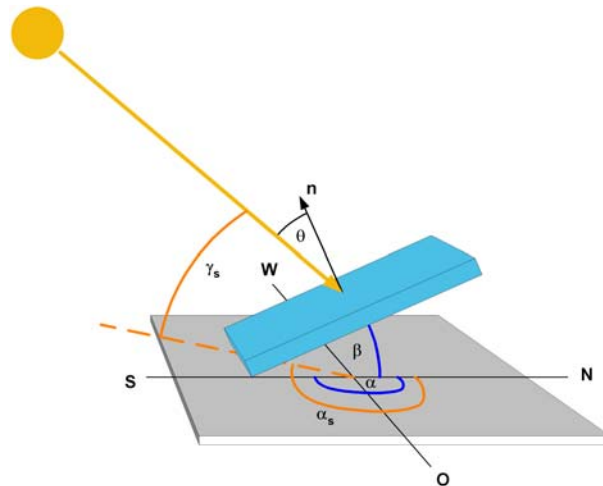


Bild 6.10: Zusammenhang Sonnenstand/Solargenerator

Mit Hilfe dieser Formeln kann man für einen bestimmten Zeitpunkt und den damit assoziierten Standort der Sonne die auf einem geneigten Solarmodul auftreffende Strahlung berechnen. Um die Energieausbeute eines Tages zu ermitteln muss über diese Einzelwerte integriert werden. Mit Hilfe der in Satel-Light verfügbaren Daten kann diese Aufgabe jedoch abgekürzt werden – zumindest wenn es nur um eine grobe Kalkulation geht. Für einen gegebenen Neigungswinkel und Azimuth des Solargenerators kann der über einen Monat gemittelte Tagesertrag bestimmt werden.

Analog zu Bild 6.6 erhält man aus Satel-Light für Würzburg 1200, für Menorca 3600 Wh/m² für den Monat Dezember. Diese Werte stimmen sehr gut mit den Daten aus PVSYST (Bild 6.9) überein und liegen um den Faktor 2 über denen einer horizontal ausgerichteten Solaranlage.

Grundsätzlich wird die Solaranlage nach Süden (auf der Nordhalbkugel) ausgerichtet, unabhängig davon, welchen Neigungswinkel man wählt. Manchmal ist die bestmögliche Ausrichtung der Solarmodule nicht möglich, so zum Beispiel bei bewegten Objekten, die man am besten mit einem horizontal ausgerichteten Solarmodul versorgt. Abschattungen (Vegetation, Gebäude, Berge) können den täglichen Nutzungszeitraum einschränken und sind bei der Aufstellung und den Berechnungen der Größe des Solargenerators zu berücksichtigen. Sollte in unmittelbarer Nähe des Messsystems kein geeigneter Aufstellort verfügbar sein, könnte man versuchen, das Solarmodul etwas entfernt aufzustellen. Dies ist zwar möglich, aufgrund der anfallenden Leitungsverluste (vgl. Kapitel 6.7.4) nicht unbedingt sinnvoll.

Auf der Basis der jetzt bekannten Daten kann das Solarmodul dimensioniert und seine erforderliche Spitzenleistung berechnet werden.

$$\frac{P_k}{1kW/m^2} = \frac{P_{Vd}}{G_m r_p} \quad (6.7)$$

- mit: P_k Spitzenleistung (peak power) des Solarmoduls [W_p]
 P_{Vd} Summe der pro Tag benötigten Energie [Wh/d]
 G_m monatliches Mittel der täglichen Sonneneinstrahlung [$Wh/m^2/d$]
 r_p Wirkungsgrad der gesamten PV-Anlage

Der Wirkungsgrad der PV-Anlage setzt sich aus mehreren Komponenten zusammen. Er ist einerseits abhängig von der Temperatur der Solarzellen, die umgekehrt proportional zum Energieertrag ist – niedrige Temperaturen bringen besseren Wirkungsgrad. Gerade in den Wintermonaten ist dieser Zusammenhang von Vorteil, da zumindest in gemäßigten Breiten von einer niedrigeren Umgebungstemperatur auszugehen ist. Andererseits schmälern den Wirkungsgrad Kabelverluste (Transport des Stroms vom Solarmodul zum Akku und von dort zum Verbraucher), Umwandlungsverluste (elektrische in chemische Energie bei der Speicherung im Akku) sowie Anpassungsverluste (mismatching) aufgrund schwankender Spannungsniveaus zwischen Solargenerator, Laderegler und Akku. Kabelverluste können durch entsprechende Dimensionierung minimiert werden (vgl. Kapitel 6.7.4), Umwandlungsverluste werden durch die Qualität, das Alter und die Betriebsbelastung des Akkus bestimmt. Verunreinigungen auf der Oberfläche der Solarzellen können schließlich zu einer Reduktion der Spitzenleistung führen. Schließlich kann auch die Degradation der Teilkomponenten über die Betriebszeit zu einem Leistungsverlust führen und ist abhängig von der geplanten Einsatzzeit zu berücksichtigen.

Den Wirkungsgrad des Gesamtsystem kann man angeben als

$$r_p = r_T \cdot r_C \cdot r_{Tr} \cdot r_m \cdot r_{PV} \quad (6.8)$$

- mit: r_T temperaturabhängiger Wirkungsgrad
 r_C Verlustfaktor für Kabelverluste
 r_{Tr} Verlustfaktor für Umwandlungsverluste
 r_m Verlustfaktor für Anpassungsverluste
 r_{PV} Verlustfaktor für das Solarmodul

Kabelverluste sollten unter 6% liegen, Umwandlungs- und Anpassungsverluste jeweils bis zu 10%, für das Solarmodul fallen noch einmal 3% an. Bei Modultemperaturen unter 25° C fallen keine temperaturabhängigen Verluste an. Der Gesamtwirkungsgrad beträgt damit ca. 76%. Mit (6.7) lässt sich jetzt die benötigte Leistung des Solarmoduls berechnen und in Tabelle 6.4 darstellen.

Tabelle 6.4: erforderliche Spitzenleistung des Solarmoduls (für den Monat Dezember)

	P_k , horizontal [W_p]		P_k , 60° Inclination [W_p]	
	berechnet	PVSYST	berechnet	PVSYST
Würzburg	55	42	28	22
Menorca	19	16	10	9

Zur Verifikation wurde die erforderliche Spitzenleistung noch mit der Software PVSYST berechnet, die Ergebnisse finden sich ebenfalls in obiger Tabelle. Für Würzburg sind die

Werte von PVSYST um ca. 20% geringer als die mit (6.7) berechneten, für Menorca um ca. 10%. Der Unterschied erklärt sich aus der für beide Standorte höheren mittleren täglichen Sonneneinstrahlung, die PVSYST der Meteororm-Datenbank entnimmt. Die berechneten Werte werden auf das nächst größere erhältliche Solarmodul aufgerundet, will man absolut sicher gehen, kann man noch einen Sicherheitsaufschlag hinzufügen.

Für die Wahl eines geeigneten Energiespeichers ist zunächst festzulegen, über welchen Zeitraum ein Betrieb des Messsystems ohne Solarertrag möglich sein soll. 10 Tage scheint ein praktikabler Wert, so können auch längere Schlechtwetterperioden überbrückt werden. Zur Dimensionierung des Akkus reicht es jetzt jedoch nicht, den täglichen Energiebedarf von 25Wh (entsprechend 2,083Ah bei 12V Systemspannung) mit 10 Tagen zu multiplizieren, weitere Überlegungen sind notwendig.

Im Hinblick auf die geeignete Akkutechnologie sind die Wahlmöglichkeiten beschränkt. Der Akku soll eine lange Lebensdauer haben, wird grundsätzlich nur teilentladen, die Baugröße ist kein wichtiges Kriterium, die Kosten sollen jedoch niedrig bleiben. In Tabelle 6.5 sind die wichtigsten kommerziell verfügbaren Typen mit ihren Daten zusammengefasst. Blei und NiMH scheiden schon wegen der geringen Anzahl maximaler Ladezyklen aus, Li-ion ist teuer und kommt mit der unregelmäßigen Ladung schlecht zurecht. Pro Tag können aufgrund von unregelmäßiger Bescheinigung der Solarzellen mehrere Ladezyklen entstehen, die bereits nach wenigen Monaten zu einem Ausfall führen können.

Tabelle 6.5: Daten verschiedener Akku-Typen
(Legende: ⊕⊕: sehr gut, ⊖⊖: gering)
[Quelle: Buchmann (2001), Sonnenschein (2002)]

	NiCd	NiMH	Blei	Li-ion	Blei-Gel dryfit SB12/60Ah
Energiedichte [Wh/kg]	45 - 80	60 - 120	30 - 50	110 - 160	36
Ladezyklen⁹	1500 ^{10, 11}	300 - 500	200 - 300	500 - 1000	1200
Schnellladezeit [h]	1	2 - 4	8 - 16	2 - 4	8 - 10
Überlade-Toleranz	○	⊖	⊕	⊖⊖	⊕
Selbstentladung/Monat	20%	30%	5%	10%	5%
Zellenspannung, nominell [V]	1,2	1,2	2	3,6	2
Entladestrom, maximal	20C	5C	5C	> 2C	5C
Entladestrom, typisch	1C	< 0,5C	0,2C	< 1C	0,05C
Temperaturbereich bei Entladung [° C]¹²	-40 - 60	-20 - 60	-20 - 60	-20 - 60	-20 - 55
Wartungsintervall	30 - 60 Tage	60 - 90 Tage	3 - 6 Monate	–	12 Monate

NiCd ist zwar prinzipiell geeignet, benötigt aber stetige Wartung des Akkus, d.h. er muss im Abstand von wenigen Wochen komplett entladen und wieder neu geladen werden, um keinen Kapazitätsverlust zu erleiden. Zudem zeigt er den sogenannten Memory-Effekt,

⁹ bis auf mindestens 80% der Nennkapazität

¹⁰ nur bei regelmäßiger Wartung (vollständiges Entladen/Laden)

¹¹ spezielle NiCd-Akkus für die Raumfahrt erreichen bis zu 30000 Ladezyklen (Doll, 1998)

¹² der optimale Temperaturbereich liegt in der Regel bei 20° C ± 5 K, außerhalb dieses Bereichs ist unter Umständen nur ein Bruchteil der Nennkapazität verfügbar

büßt also infolge unregelmäßiger Lade- bzw. Entladezyklen Kapazität ein. Bei Raumfahrtanwendungen hat er sich allerdings bewährt, hier ist ein gleichmäßigeres Lade-/Entladeverhalten aufgrund fehlender atmosphärischer Störungen vorhanden.

Für die Anwendung im terrestrischen Betrieb bleibt lediglich der Blei-Gel Akku, der eine hohe Anzahl Ladezyklen bietet – die zudem durch geschickte Nutzung gesteigert werden kann –, in der Regel keine Wartung benötigt und mit ungleichmäßiger Ladung gut zurechtkommt. Zudem ist er um den Faktor 3 - 6 kostengünstiger als kommerziell verfügbare NiCd-Akkus, lediglich der Energiegehalt ist zum Teil deutlich geringer als bei anderen Technologien.

Maßgebliche Parameter, die die Lebensdauer und Kapazität des Blei-Gel Akkus bestimmen, sind vor allem die bei jedem Zyklus entnommene Kapazität (Entladetiefe) sowie die Umgebungstemperatur bei Ladung und Energieentnahme. Wird der hier eingesetzte Akku regelmäßig nur zu 30% entladen, steigt die Anzahl der möglichen Ladezyklen auf ca. 4000 im Gegensatz zu 1200 Zyklen bei kompletter Entleerung (vgl. Bild 6.11). Steht also die Gesamtlaufzeit eines Messsystems im Vordergrund, sollte ein Akku im normalen Betrieb nicht zu mehr als einem Drittel entladen werden. Dies kommt auch der Reserve in außergewöhnlichen Betriebssituation zugute, in denen auf die restlichen 70% der Kapazität zurückgegriffen werden könnte.

Anhand dieser Kriterien kann ein Akku mit einer Nennkapazität von 60Ah sowohl einen 10-tägigen Betrieb ohne Solarertrag gewährleisten (bei 2Ah/d), als auch eine maximale Entladung von maximal einem Drittel seiner Kapazität.

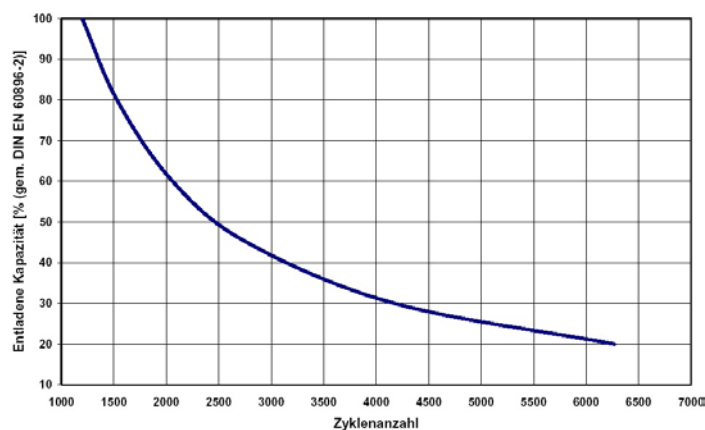


Bild 6.11: Zusammenhang entnommene Kapazität/Zyklenzahl
[Quelle: Sonnenschein (2002)]

Die aus einem Akku maximal entnehmbare Kapazität ist abhängig von der Entladezeit und damit vom Entladestrom. Je schneller ein Akku entladen wird und je höher dabei der Strom, desto geringer ist die Gesamtkapazität. Der eingesetzte Akku erreicht seine Nennkapazität von 60Ah bei einer kontinuierlichen Entladung über ca. 30h, mithin fließt ein Entladestrom von 2A (entspricht $0,05 C^{13}$). Blickt man wieder in Tabelle 6.3, so findet man dort für das Gesamtsystem einen Energieverbrauch von ca. 520Wh/d, unter Berücksichtigung der Versorgungsspannung von 12V erhält man damit eine Stromstärke von ca. 1,8A. Der Akku wird damit optimal entladen und kann seine Gesamtkapazität zur Verfügung stellen.

Schließlich hat die Umgebungstemperatur maßgeblichen Einfluss auf die Kapazität eines Akkus und auf seine Lebensdauer. Je niedriger die Temperatur, desto weniger Energie

¹³ C ist die Nennkapazität des Akkus

kann entnommen werden, je höher sie während des Ladevorgangs liegt, desto früher wird der Akku seine maximale Kapazität verlieren (Bild 6.12).

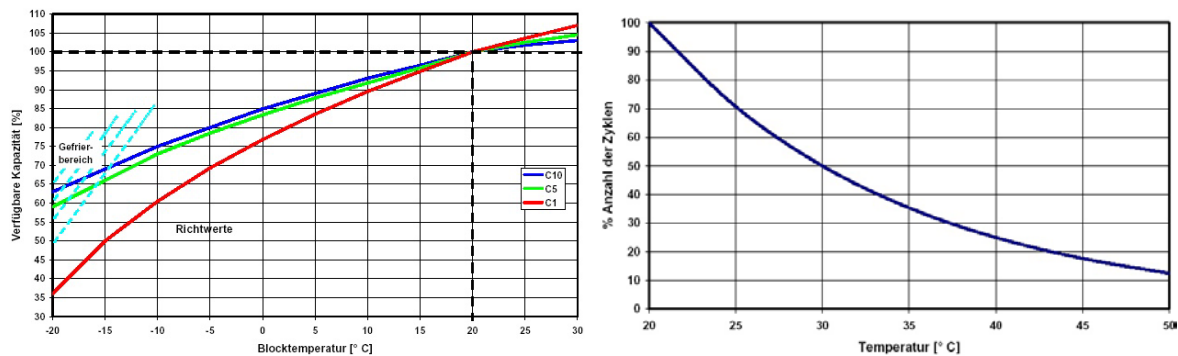


Bild 6.12: Temperaturabhängigkeit von Kapazität und Lebensdauer
[Quelle: Sonnenschein (2002)]

Grundsätzlich gilt für alle Akkutechnologien, die Anzahl möglicher Ladezyklen hängt von Alter, Nutzung und Pflege des Akkus ab, die Kapazität nimmt im Laufe der Zeit ab. Diese Größen sind spezifisch für jedes Akkumodell und daher individuell zu berücksichtigen.

Als letzte zu definierende Komponente bleibt das Steuerungssystem der PV-Anlage, der Laderegler. Seine Aufgabe ist die optimale Ladung des Akkus, ein Tiefentladeschutz, sowie die Einbeziehung eines Temperaturfühlers zur dynamischen Ermittlung der Ladeschlussspannung abhängig von der Umgebungstemperatur zur Vermeidung von Überladung des Akkus. Wünschenswert ist darüber hinaus eine Schnittstelle zum Auslesen von Monitoring-Daten, um den aktuellen Zustand der Energieversorgung überwachen zu können, auch wenn man sich bei vorliegendem System mit den vom Scheduler gemessenen Spannungswerten behelfen kann.

Leider bieten übliche kostengünstige Laderegler keine Schnittstelle. Zudem unterscheiden sich die Laderegler auch in den Ladeverfahren, einfache Regler nehmen beispielsweise keine Rücksicht auf Umgebungstemperaturen, Alter oder Zustand des Akkus. Folge ist, dass der Akku nicht vollständig geladen werden kann oder oberhalb der Gasungsschwelle betrieben wird, also zu hohe Ladespannung anliegt. Im letzteren Fall tritt entflammbares Gas aus dem Akku über seine Überdruckventile aus, was im schlimmsten Fall – gerade in einem abgeschlossenen Gehäuse – fatale Folgen haben könnte.

Um den Akku vor Tiefentladung zu schützen, aber auch das Messsystem vor Brown-out Zuständen (vgl. Kapitel 6.5), ist die Entladeschlussspannung des Akkus zu berücksichtigen. Wird der Akku unter diese Spannung entladen, verliert er dauerhaft Kapazität. Dieser Vorgang ist in der Regel irreversibel. Die Entladeschlussspannung des eingesetzten Akkus liegt bei ca. 1,8V je Zelle, für den gesamten Block bei 10,8V. Die Spannungsüberwachung trennt die Elektronik unterhalb dieses Werts komplett ab und ermöglicht so eine Nachladung des Akkus ohne Stromentnahme.

Für das Messsystem wird der Laderegler Tarom der Fa. Steca eingesetzt. Neben den obligatorischen Steuerungsfunktionen ist er auch mit einer Schnittstelle ausgestattet, über die unter anderem der aktuelle Ladezustand (SOC, State-of-Charge) ausgelesen werden kann.

Auf der Basis der gewonnenen Erkenntnisse wurden folgende Komponenten für den Standort Menorca ausgewählt:

- 2x Solarmodul 25Wp (Sunline MA25)
- Laderegler Steca Tarom 235 (mit externem Temperatursensor)

- Sonnenschein dryfit solar block 12V/60Ah

Wie oben erwähnt, gibt es zwei Möglichkeiten, den Ladezustand eines Akkus zu bestimmen, zum einen über das vom Laderegler kontrollierte Ladeprogramm, zum anderen – zumindest in guter Näherung – über die Ruhespannung des Akkus. Generell ist die Überwachung durch den Laderegler vorzuziehen, denn damit kann die in den Akku eingebrachte aber auch die entnommene Strommenge exakt aufgezeichnet werden, der Ladezustand unabhängig von thermischen Effekten oder chemischen Reaktionen im Akku ermittelt werden. Zu beachten ist, dass Akkuspannung und Ladezustand nur nachts näherungsweise äquivalent sind, tagsüber wird durch die über die Solarzellen anliegende Spannung (Ladespannung) ein höherer Wert erreicht, als es dem tatsächlichen Ladezustand des Akkus entspricht.

Ein Akkumulator setzt sich häufig aus mehreren Zellen zusammen. Ein 12V Blei-Gel Akku hat derer 6, was sich aus der Nennspannung einer Zelle (2V) und der Gesamtspannung des Akkus ergibt. Für jede einzelne Zelle ist der Zusammenhang aus Ruhespannung und Ladezustand in Bild 6.13 zu finden. Dabei ist wichtig zu wissen, dass die Ruhespannung auch als solche zu verstehen ist und sich damit grundsätzlich erst nach einigen Stunden Nichtbelastung (durch Laden/Entladen) des Akkus einstellt. Eine Ermittlung sollte also in jedem Fall nachts erfolgen – zumindest wenn zu dieser Zeit keine Verbraucher aktiv sind.

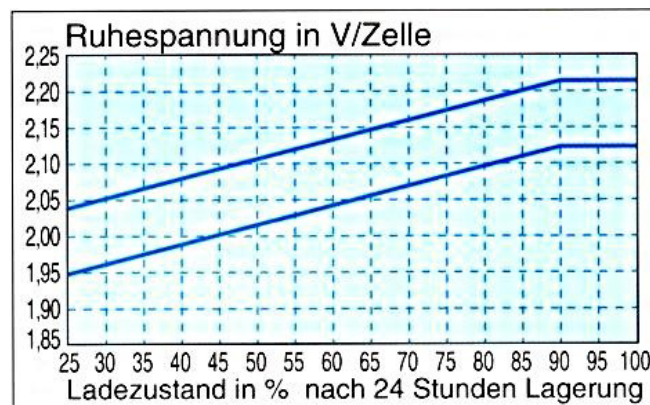


Bild 6.13: Zusammenhang Ladezustand/Ruhespannung
[Quelle: Sonnenschein]

Aus Kapitel 6.6 ist bekannt, dass für das Messsystem ein Scheduler zur Steuerung eingesetzt wurde. Mit seiner Hilfe kann der Ladezustand des Akkus unabhängig vom Laderegler ermittelt werden. Dazu ist eine Kalibrierung notwendig, um die vom Scheduler gemessene Spannung mit dem exakten Wert abzugleichen. Mit einem Voltmeter wurde die am CControl anliegende Versorgungsspannung gemessen, gleichzeitig wurde der im Scheduler intern über einen A/D-Wandler (8 Bit Auflösung) ermittelte Spannungswert ausgelesen. Bild 6.14 zeigt die Verläufe, die mit dem Scheduler gemessenen Werte liegen um ca. 1V unter den tatsächlichen Werten. Diese Differenz wird zu allen Spannungsmesswerten des Schedulers addiert.

Um die Qualität der vom Scheduler im Regelbetrieb ermittelten Spannungswerte zu verifizieren, wurde ein Vergleich der aus dem Tarom ausgelesenen Werte mit den Scheduler-Werten durchgeführt (Bild 6.15). Angemerkt sei, dass die Auflösung des Schedulers aus Speicherplatzgründen auf 0,2V reduziert wurde, in der Kurve daher keine kleineren Spannungsdifferenzen abgebildet werden. Bild 6.16 zeigt die vom Laderegler ermittelten zugehörigen Ladezustände. Vergleicht man die Werte vom 14.3.02 (65% SOC bei 12,6V) bzw. 15.3.02 (75% SOC bei 12,7V/12,8V) mit dem Zusammenhang in Bild 6.13, so findet man eine sehr gute Übereinstimmung. Eine Ruhespannung von 2,1V gibt bei 6

Zellen 12,6V (65% SOC), 2,125V Ruhespannung sind bei 6 Zellen 12,75V (75% SOC). Der Messwert des Schedulers kann also näherungsweise verwendet werden zur Beurteilung des Ladezustands des Akkus.

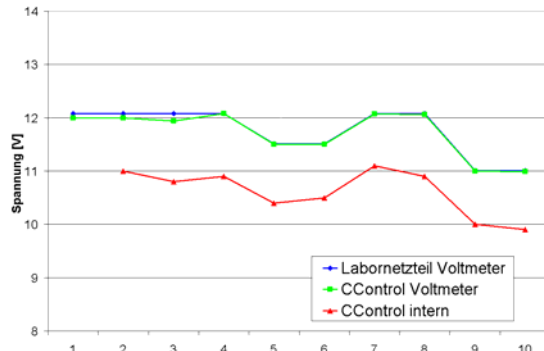


Bild 6.14: Kalibrierung A/D-Wandler CControl

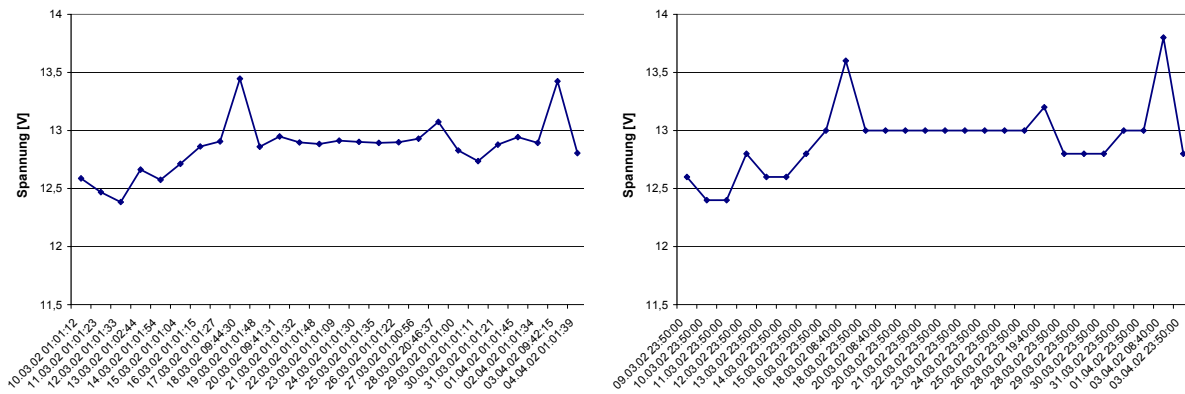


Bild 6.15: Spannungswerte (links Tarom, rechts CControl)

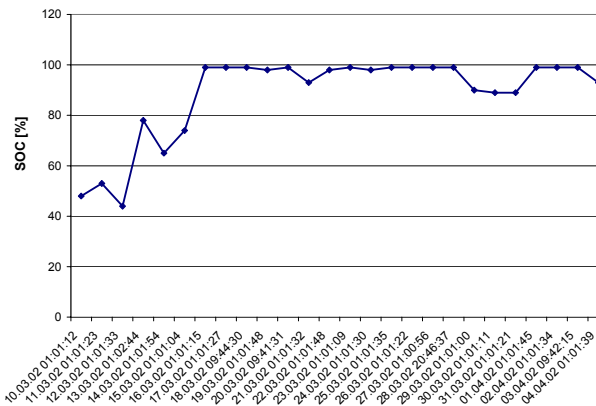


Bild 6.16: Ladezustand (ermittelt vom Laderegler)

Beim Blei-Gel Akku ist die Ladespannung abhängig von der Umgebungstemperatur. Bild 6.17 zeigt die Messwerte des Schedulers über einen Zeitraum von 7 Monaten. Deutlich ist eine Absenkung der Maximalspannung, die ja der Ladespannung entspricht, in den Sommermonaten zu erkennen.

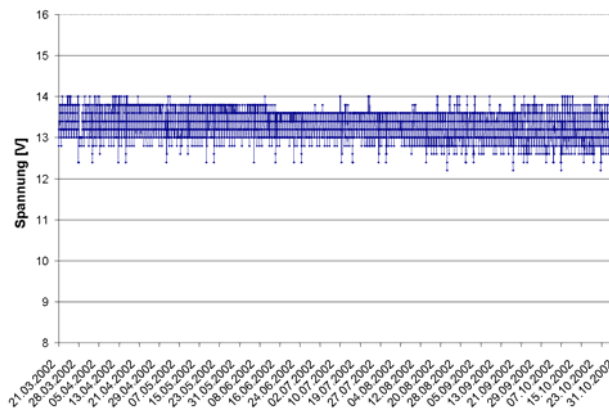


Bild 6.17: Spannungsverlauf 21.3.02 - 31.10.02

In den folgenden Bildern sind für jeweils 4 Tage Spannungsverläufe und Niederschlag bzw. Sonnenscheindauer zusammengestellt. Hier sieht man sehr gut das Absinken der Systemspannung während der Nacht, witterungsabhängige Reduzierung bzw. Schwankung der Ladespannung, sowie die jeweiligen Einschaltzeitpunkte des Messsystems (11V Spikes).

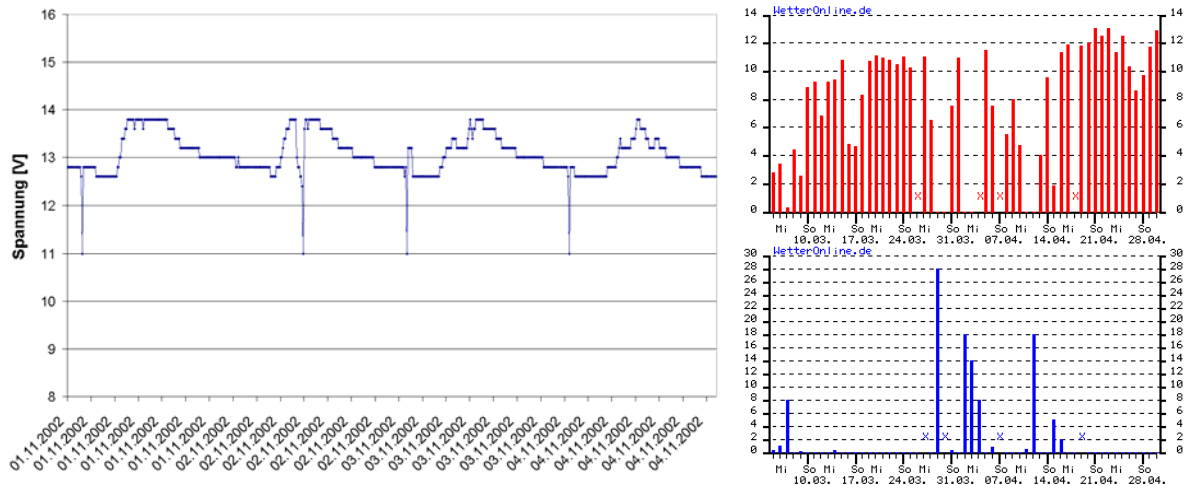


Bild 6.18: Spannungsverlauf 1.4.02 - 4.4.02 und zugehörige Meteo-Daten [Quelle Meteo-Daten: wetteronline.de]

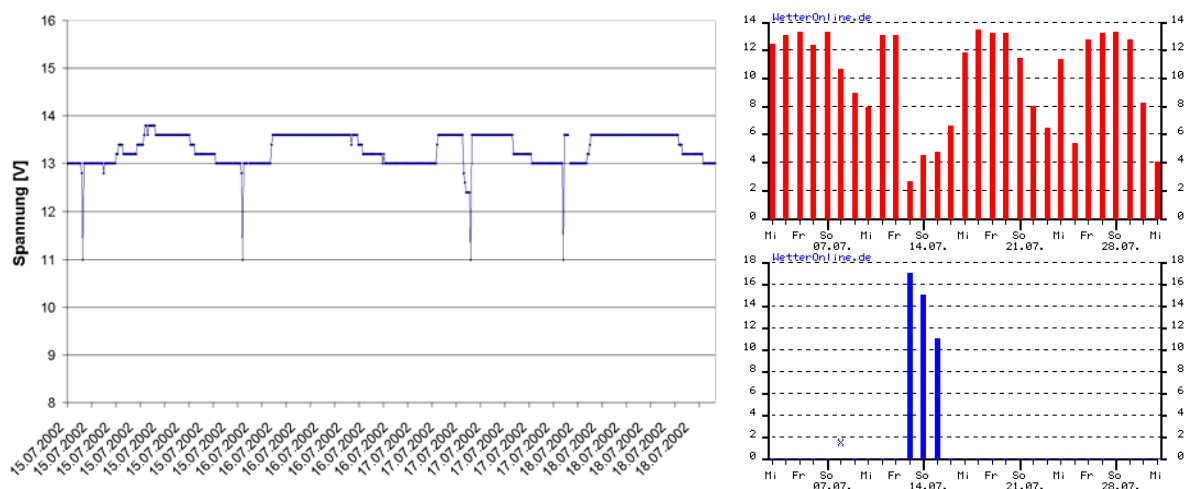


Bild 6.19: Spannungsverlauf 15.7.02 - 18.7.02 und zugehörige Meteo-Daten

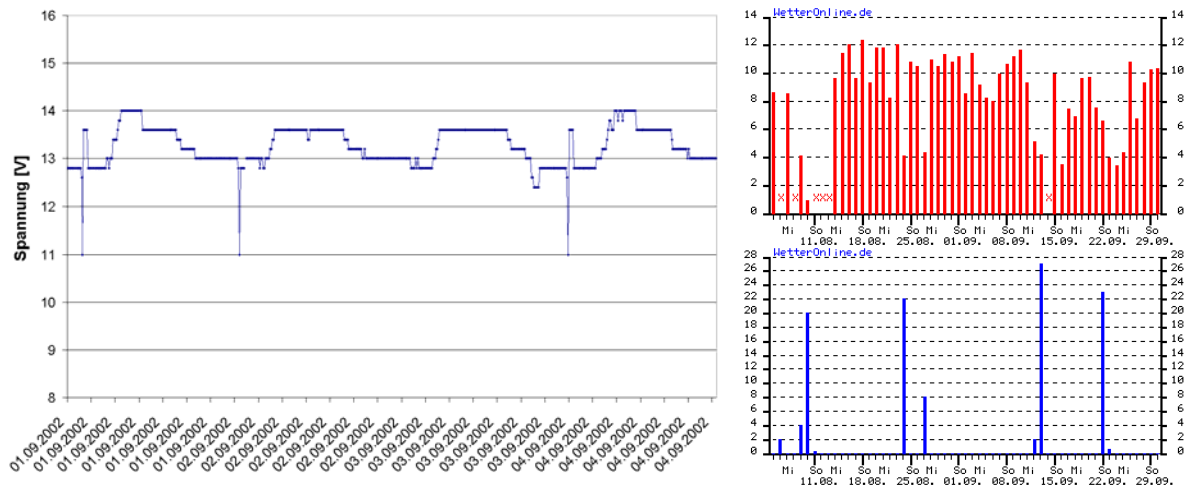


Bild 6.20: Spannungsverlauf 1.9.02 - 4.9.02 und zugehörige Meteo-Daten

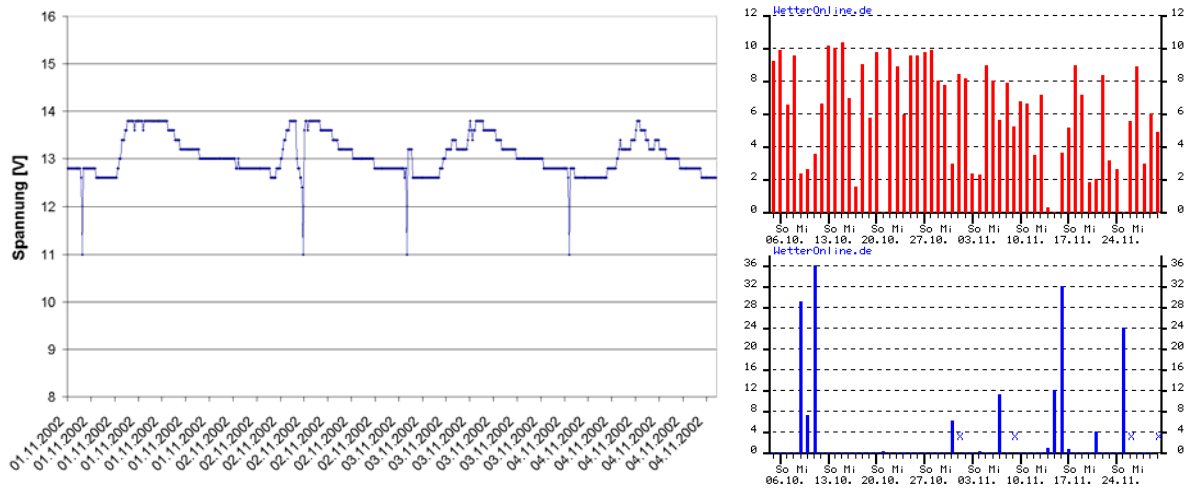


Bild 6.21: Spannungsverlauf 1.11.02 - 4.11.02 und zugehörige Meteo-Daten

6.7.4 Dimensionierung von Stromversorgungskabeln

Beim Anschluss von elektrischen Geräten über die 230V Wechselspannung legt man in der Regel kein besonderes Augenmerk auf die Auswahl der Zuleitungskabel. Verwendet man jedoch Gleichspannung – die im Regelfall wesentlich niedriger ausgelegt ist – muss umgedacht werden. Hier ist über eine Leitung bei gleicher Leistung ein wesentlich höherer Strom zu transportieren. Im Vergleich zu 230V ist die Stromstärke bei 12V ca. 20x höher. Die geeignete Auslegung eines Kabel wird im Folgenden beschrieben.

Der Spannungsabfall in einer Leitung berechnet sich mit

$$U = RI = \frac{\rho l}{A} I \quad (6.9)$$

mit:

- U Spannung [V]
- R elektrischer Widerstand [Ω]
- ρ spezifischer elektrischer Widerstand [$10^6 \Omega \cdot \text{mm}^2 / \text{m} = \Omega \cdot \text{m}$]
- l Leitungslänge [m]
- A Leiterquerschnitt [mm^2]

Der Spannungsabfall beschreibt die Differenzspannung, die zwischen zwei Punkten auf einem Leiter anliegt. Auf diese Weise bestimmt der Widerstand, welche (geringere) Spannung – ausgehend von einer Spannungsquelle oder einem Generator – bei einem Verbraucher zur Verfügung steht. Durch geeignete Wahl des Leiterquerschnitts kann der elektrische Widerstand bei gleichbleibender Stromstärke beeinflusst werden, damit die Spannung bis zum Verbraucher nicht zu weit absinkt.

Üblicherweise wird der Spannungsabfall zu maximal 3% der Nennspannung angenommen, womit nun bei gegebener auf einer Leitung zu transportierender Leistung der Querschnitt des Leiters ermittelt werden kann:

$$A = \frac{\rho l}{R} = \frac{\rho l}{0,03 \cdot U} = \frac{\rho P}{0,03 \cdot U^2} \quad (6.10)$$

Diese Formel gilt für Gleichspannung, für Wechselspannung ist die Wirkleistung einzusetzen.

Benötigt man statt das Querschnitts den Kabeldurchmesser, so verwendet man

$$d = 2\sqrt{\frac{A}{\pi}} \quad (6.11)$$

mit: d Durchmesser [mm]

Bei der Dimensionierung eines Kabelstrangs sollten Hin- und Rückleiter den gleichen Durchmesser aufweisen, sofern nicht sowieso ein mehradriges Kabel verwendet wurde. In (6.9) bzw. (6.10) ist die Leitungslänge die Summe aus der Länge von Hin- und Rückleiter.

Der spezifische elektrische Widerstand ändert sich in Abhängigkeit von der Temperatur, bei steigenden Temperaturen kann daher ein größerer Leitungsquerschnitt zu wählen sein. Der temperaturabhängige spezifische Widerstand berechnet sich mit

$$\rho(T) = \rho(T_0) \cdot (1 + TK_1(T - T_0)) \quad (6.12)$$

mit: $\rho(T_0)$ spezifischer elektrischer Widerstand bei T_0 (z.B. 20° C)
 T Temperatur, für die der spezifische Widerstand zu ermitteln ist
 TK_1 Temperaturkoeffizient

Tabelle 6.6: Widerstandswert von Kupfer bei 20° C
 [Quelle: Lindner, 1989]

Material	Spezifischer elektrischer Widerstand ρ [$\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$]	Elektrische Leitfähigkeit κ [$10^6 \text{S}/\text{m}$]	Temperaturkoeffizient TK_1 [K^{-1}]	Temperaturkoeffizient TK_2 [10^{-6}K^{-2}]
Kupfer	0,0178	56,2	0,0039	0,6

Im hier angenommenen Lastfall (vgl. Tabelle 6.3) ist bei einer Spannung von 12V eine Leistung von ca. 25W zu transportieren. Geht man von einer Leitungslänge zwischen Spannungsquelle und Verbraucher von ca. 20 m (Gesamtsumme hin und zurück) aus, so erhält man einen Leiterquerschnitt von 2,06 mm². Davon ausgehend wird auf den nächst größeren verfügbaren Querschnitt (hier 2,5 mm²) aufgerundet. Berücksichtigt man jetzt noch einen möglichen unteren Spannungswert von 10,8V (Entladeschlussspannung des Akkus), so reicht dieser Querschnitt knapp nicht mehr aus, er liegt dann bei 2,54 mm² und müsste

auf 4 mm² aufgerundet werden. Für den Strang von Solargenerator zum Akku ist diese Berechnung äquivalent durchzuführen.

Neben der Vorgabe des Kabelquerschnitts durch den Spannungsabfall können auch Normen noch strikere Forderungen stellen (z.B. DIN VDE 0100, DIN VDE 0298), die jedoch im hier gezeigten Fall zu keiner Erhöhung des Querschnitts geführt hätten.

Im nordamerikanischen Raum wird nicht die Angabe eines Querschnitts in mm² verwendet, sondern das Kodierungssystem AWG (American Wire Gauge). Eine Zuordnung zwischen Querschnitt und AWG ist über eine Umrechnungstabelle möglich.

6.8 Wetterschutz, thermische Überlegungen

Messsysteme zum Umweltmonitoring werden häufig in einer rauen Umgebung eingesetzt, sie sind dabei nicht nur Witterungseinflüssen wie Regen oder Schnee ausgesetzt, sondern vor allem auch wechselnden Temperaturbedingungen. Dies bedeutet, dass bereits bei der Planung darauf zu achten ist, welche Schutzmaßnahmen für einen störungsfreien Betrieb erforderlich sind.

Hochempfindliche Elektronik wie GNSS-Empfänger, Funkmodems, Computersysteme und dergleichen werden zum Schutz vor Verunreinigungen aber besonders vor Feuchtigkeitseinwirkung in geeigneten Gehäusen untergebracht. Für die Auswahl des passenden Gehäuses ist zu prüfen, ob es auch den jeweiligen Anforderungen des Einsatzortes genügt. Werden die Geräte im offenen Gelände installiert, so ist deutlich höherwertiger Schutz erforderlich als beim Einsatz in einem Gebäude oder einer Schutzhütte, da mit Starkregen aber auch einer möglichen Überflutung des Gehäuses zu rechnen ist. Ist Salzwasser mit im Spiel – wie bei Installationen in Ufernähe oder auf Bojen – sind Korrosionsprozesse wesentlich beschleunigt und Dichtungen besonders hoher Beanspruchung ausgesetzt.

In der Praxis haben die Hersteller für das jeweilige Gehäuse üblicherweise Schutzarten zugeordnet. Sie bedienen sich dabei des Standards der IP-Codes (vgl. Anhang A.1).

Für eine Vielzahl von Anwendungsfällen hat es sich bewährt, auf ein Gehäuse der Schutzart IP65 zurückzugreifen. Ein derartiges Gehäuse ist staubdicht und gegen Strahlwasser geschützt. Wird mit stärkerem Druck des Strahlwassers gerechnet, so sollte ein Gehäuse mit IP66 eingesetzt werden. Beide Schutzarten werden von einer Reihe von Herstellern im Standardprogramm angeboten und sind daher in der Regel zu einem angemessenen Preis und kurzfristig lieferbar.

Für DREAMS wurden Gehäuse von zwei verschiedenen Herstellern eingesetzt. Dies ist zum einen ein Gehäuse der Fa. item, welches bereits in Kapitel 6.4 gezeigt wurde, zum anderen ein Gehäuse der Fa. Rose.

Zum Anschluss von externen Bauteilen wie Antennen, Sensoren oder Solarzellen der Stromversorgung sind Kabelverbindungen notwendig. Diese Kabel müssen so in das Gehäuse eingeführt oder daran angeschlossen werden, dass die Abdichtung nicht gestört wird. Dafür eignen sich Anschlüsse oder Kabeldurchführungen, die einen dem Gehäuse äquivalenten Dichtgrad bieten. Erstere sind Steckersysteme, die einen flexiblen Einsatz externer Komponenten ermöglichen, deren Stecker bzw. Buchsen im Falle der Nichtnutzung mit Schutzkappen abzudecken sind um Feuchtigkeits- und Fremdkörpereintritt zu verhindern. Nachteilig sind die bei jeder Steckverbindung zusätzlich auftretenden Übergangswiderstände, die sich insbesondere bei HF-Strecken als Dämpfung bemerkbar machen. Kabeldurchführungen haben dagegen den Vorteil, dass derartige Störungen auf der Leitung wegfallen, Defekte an Steckern oder Lötverbindungen nicht auftreten können. Nachteilig ist dagegen die unflexiblere Nutzung, da Kabellängen fix sind und bei Nichtnutzung eines

externen Geräts entweder ein Kabel ungenutzt bleibt oder eine Öffnung im Gehäuse verschlossen werden muss.

Im Rahmen von DREAMS wurden für den Übergang zwischen Gehäusen und Umgebung folgende Systeme eingesetzt

Tabelle 6.7: verwendete Kabelübergänge/Steckverbinder Gehäuse/Umwelt

Produkt	Typ	Schutzart	Einsatzort/Bemerkung
PG-Verschraubungen	Kabeldurchführungen	IP68	Blue-Box
MIL-Steckverbinder	Steckverbinder	IP67	Black-Box Prototyp
Lemo-Steckverbinder	Steckverbinder	IP66	Black-Box

Nicht minder bedeutsam ist der Schutz der außerhalb eines Gehäuses befindlichen Kabelübergänge zu den daran angeschlossenen Geräten wie z.B. Antennen. Üblicherweise bieten die Steckverbindungen alleine keinen ausreichenden Schutz, da sie nicht mit Dichtungen versehen sind und Feuchtigkeit leicht Zutritt findet. Durch derartige Einflüsse verursachte Fehler oder Verschlechterungen der Empfangsqualität aufzuspüren, sind häufig mühsam und zeitintensiv. Um den Schutz von Kabelübergängen zu erreichen, bieten sich mehrere Möglichkeiten an (Tabelle 6.8).

Tabelle 6.8: Maßnahmen zum Schutz von Kabelübergängen

Produkt	Schutzwirkung
Schrumpfschlauch (ohne Innenkleber)	Hoch, allerdings kann durch den Kapillareffekt Wasser zwischen Kabel und Schrumpfschlauch eindringen („kriechen“)
Schrumpfschlauch (mit Innenkleber)	Sehr hoch, Kapillarwirkung wird unterbunden
Schrumpfformteil	Sehr hoch, an den jeweiligen Stecker angepasst umschließt es diesen optimal (nur für Spezialstecker)
Selbstverschweißendes Isolierband	Weniger geeignet, passt sich nur unzureichend an Kabel und Stecker an (insbes. beim Wicklungsbeginn überlappende Lagen, Wasser kann unterlaufen)
Kaltschrumpfschlauch	Hoch, auch hier kann Kapillarwirkung eintreten. Vorteil: kann ohne Schrumpfbrenner montiert werden
Wärmeschrumpfolisolierband	Mittel, muss vor Ort sorgfältig verarbeitet werden Kann zusammen mit separat aufgebrachtem Kleber (z.B. Helashrink) bei komplizierten Konturen für passgenauen Ersatz eines Schrumpfschlauchs mit Innenkleber sorgen
Abgedichtete Steckverbinder	Hoch, Steckverbinder erfüllen teilw. die Schutzklasse IP67 Crimp-Steckverbinder bieten hingegen keinen Schutz gegen Feuchtigkeit

Zum Schutz extern installierter Steckverbinder (z.B. an Antennen oder Blitzschutzeinrichtungen) kamen insbesondere Schrumpfschläuche mit Innenkleber zum Einsatz. Beim Anbringen der Schläuche ist darauf zu achten, dass der Kunststoff ausreichend erhitzt wird (z.B. mit einer Heißluftpistole), damit ein gleichmäßiges Anliegen um Kabel und Steckverbinder gewährleistet ist und der im Schlauchinneren vorhandene Kleber gut mit Kabel und Steckern verklebt. Schrumpfschläuche schrumpfen in erster Linie radial, d.h. in Längsachse eines Kabel muss vor allem auf präzisen Sitz am Stecker geachtet werden. Beim Erhitzen ist darauf zu achten, dass der Kabelmantel nicht beschädigt wird, eine Neukonfektionierung im

Feld bedeutet Zeitaufwand und zusätzliches Risiko für erhöhte Dämpfungswerte auf der HF-Signalstrecke.

Abhängig vom verwendeten Kabel bzw. den daran angebrachten Steckern kann es nötig sein, hohe Querschnittsunterschiede mit einem Schrumpfschlauch zu überbrücken. Hierzu sind Schrumpfschläuche mit hohen Schrumpfraten erforderlich, die bis zu 6:1 reichen können – d.h. der Schrumpfschlauch hat nach dem Schrumpfen nur noch 1/6 seines ursprünglichen Durchmessers. Die Verfügbarkeit derartiger Schläuche ist jedoch relativ schlecht und nur bei Spezialanbietern zu decken. Sollten bei einer Installation vor Ort derartige Schläuche nicht erhältlich sein, kann man sich ggf. damit behelfen, dass man schichtweise arbeitet und damit zunächst den geringeren Radius des Kabels erhöht und erst abschließend Steckverbinder und Kabel gemeinsam schützt. Leider bedingt diese Vorgehensweise unter Umständen ebenfalls eine Neukonfektionierung, da zunächst ein kleiner Schrumpfschlauch auf dem Kabel anzubringen ist, der möglicherweise nicht über den Steckerquerschnitt geschoben werden kann. Ausreichende Planung ist für eine erfolgreiche Installation an dieser Stelle besonders wichtig.

Neben dem mechanischen Schutz ist zu prüfen, ob thermische Schutzmaßnahmen zu ergreifen sind. Basis für diese Überlegungen sind die für die jeweiligen Geräte in den Datenblättern niedergelegten Betriebsbedingungen. Dort findet man den zulässigen Temperaturbereich, in welchem ein störungsfreier Betrieb zugesichert wird. Das schwächste Glied des Gesamtsystems – also das mit dem geringsten zulässigen Temperaturbereich – ist für die weiteren Schritte relevant. Abhängig von den am Einsatzort zu erwartenden Temperaturmaxima und -minima wird das Gehäuse zusätzlich zu dämmen sein. In extremen Umgebungen könnte auch eine Heizung bzw. Kühlung notwendig werden.

Tabelle 6.9: ausgewählte physikalische Eigenschaften verschiedener Materialien (bei 20° C)
[Quelle: Kuchling, 1988; Sedlbauer, 2002]

Stoff	Wärmeleitfähigkeit λ [W/(m·K)]	Spezifische Wärme-Kapazität c [J/(kg·K)]	Dichte ρ [kg/m ³]
Aluminium	220	896	2702
Stahl	45	420	7700
V2A-Stahl	15	500	7800
Kupfer	384	383	8933
Leichtbeton	≈ 1,0	840	300 ... 1600
Schwerbeton	≈ 1,0	840	1900 ... 2800
Polyurethan (Dämmstoff)	0,33	2100	1200

Zur Ermittlung der tatsächlich in das Gehäuse eingetragenen Wärmemenge und damit der resultierenden Innentemperatur müsste an dieser Stelle mit Hilfe der Thermodynamik der Wärmeübergang berechnet werden. Hinzuzurechnen ist noch die Wärmemenge, die über Wärmestrahlung von den Gehäuseflächen ins Innere gelangt. Im Vakuum – was bei den üblicherweise verwendeten Gehäusen aber nicht erreicht werden kann – tritt nur letzterer Effekt zutage. Diese Berechnungen sollen aber nicht Gegenstand dieser Arbeit sein, so dass man sich mit einer einfachen Abschätzung behilft. Ein Gehäuse aus Aluminium, das direkter Sonneneinstrahlung ausgesetzt ist, in kalter Umgebung aber Wärme auch leicht nach außen abführt, hat aufgrund seiner guten Wärmeleitfähigkeit (Tabelle 6.9) einen größeren Temperaturgradienten im Laufe des Betriebs zu durchlaufen und damit auch die darin

untergebrachten Geräte. Dies bedeutet, dass ggf. zusätzliche Dämmmaßnahmen erforderlich sind oder ein Sonnenschutz zu große Überhitzung vermeiden hilft (vgl. Bild 6.22).

Interessant ist in diesem Zusammenhang, dass bei Metallen Wärmeleitfähigkeit λ und elektrische Leitfähigkeit σ über das Wiedemann-Franz'sche Gesetz miteinander verknüpft sind (von Münch, 1989):

$$\frac{\lambda}{\sigma} = LT \quad (6.13)$$

mit:	λ	Wärmeleitfähigkeit [W/(m·K)]
	σ	elektrische Leitfähigkeit [1/($\Omega \cdot m$)]
	L	Lorenz-Zahl [$2,44 \cdot 10^{-8} W\Omega K^{-2}$]



Bild 6.22: Sonnenschutz in Form von Lamellen

Wie bereits erwähnt, bleibt das Gehäuseinnere unter normalem Luftdruck. Damit kann sich im Inneren bei hoher Luftfeuchtigkeit, niedriger Temperatur und einem positiven Temperaturgradienten zur Gehäuseaußenseite in ungünstigen Fällen Kondenswasser bilden, was eine Gefahr für die Elektronik darstellt. Als Vorsorgemaßnahme werden Feuchteadsorber¹⁴ (hier: „Desi Pak“ der Fa. Südchemie) im Gehäuse untergebracht, die etwaig vorhandene überschüssige Feuchtigkeit aus der Luft aufnehmen. Beachtet werden muss, dass die Beutel mit dem Adsorbentmaterial in trockenem Zustand im Gehäuse platziert werden und sich eine Lagerung in luftdichten Beuteln empfiehlt. Der Prozess der Feuchtespeicherung ist reversibel, d.h. die Feuchtigkeit kann aus den Adsorbentern durch Trocknung in einem Ofen wieder entfernt werden, ein erneuter Einsatz ist damit möglich.

Zur Berechnung der erforderlichen Menge Trockenmittel wird folgende Formel herangezogen (Süd Chemie, 2008), die an den Anwendungsfall Elektronikgehäuse angepasst wurde:

¹⁴ bekannt sind derartige Adsorbent unter dem Namen „Silica-Gel“, verwendete Trockenmittel sind. z.B. Siliciumdioxid oder Bentonit. Der Prozess nutzt die Kräfte der Adhäsion, daher auch die Bezeichnung „Adsorbent“

$$n = \frac{1}{a}(Vb + AeDt) \quad (6.14)$$

mit:	n	Anzahl Trockenmitteleinheiten
	a	aufzunehmende Wassermenge pro Trockenmitteleinheit [g]
	V	Innenvolumen [m ³]
	b	Feuchteanteil beim Packen pro m ³ Luft
	A	Oberfläche des Gehäuses [m ²]
	e	Korrekturfaktor
	D	Wasserdampfdurchlässigkeit [g/m ²]
	t	Einsatzdauer

$$5,775 = \frac{1}{8}(0,04 \cdot 15 + 0,76 \cdot 0,6 \cdot 0,1 \cdot 1000) \quad (6.15)$$

Bei der Planung und Auslegung des Wärmeschutzes helfen die bisherigen Ausführungen, der Nachweis der Wirksamkeit soll im Folgenden kurz gezeigt werden. Im Laufe des Betriebs (März 2002 - Oktober 2002) wurden Temperaturdaten im Inneren des Gehäuses aufgezeichnet, ein Temperatursensor war dabei an der Festplatte montiert, der zweite auf der Trägerplatte, auf der GPS-Receiver, Singleboard-PC etc. befestigt waren. Die zeitlichen Verläufe lassen sich aus den Bildern 6.23 und 6.24 entnehmen. Dabei verlaufen beide Kurven synchron, lediglich eine um ca. 2,5° C höhere Grundtemperatur ist im ersten Plot zu erkennen. Auffällig sind die in Bild 6.23 deutlich sichtbaren Spikes, Temperaturmaxima, die im zweiten Plot fehlen. Sie resultieren aus dem Betrieb der Messeinrichtung, der jeweils nur für einige Stunden stattfand. Die Spitzentemperaturen liegen ca. 10 - 11° C über den Temperaturen vor bzw. nach der Nutzung des Messsystems. Zum Vergleich ist in Bild 6.25 die jeweilige Tageshöchsttemperatur der Umgebung dargestellt. Die Übereinstimmung der Plots ist augenfällig, bei einer Maximaltemperatur von 32° C im Juni erreicht das Gehäuseinnere Temperaturen von ca. 38 - 40° C. Der Peak der Festplattentemperatur liegt bei 52° C, damit noch innerhalb der Spezifikation (5 - 55° C). Der Schutz gegen direkte Sonneneinstrahlung hat also seinen Zweck erfüllt.

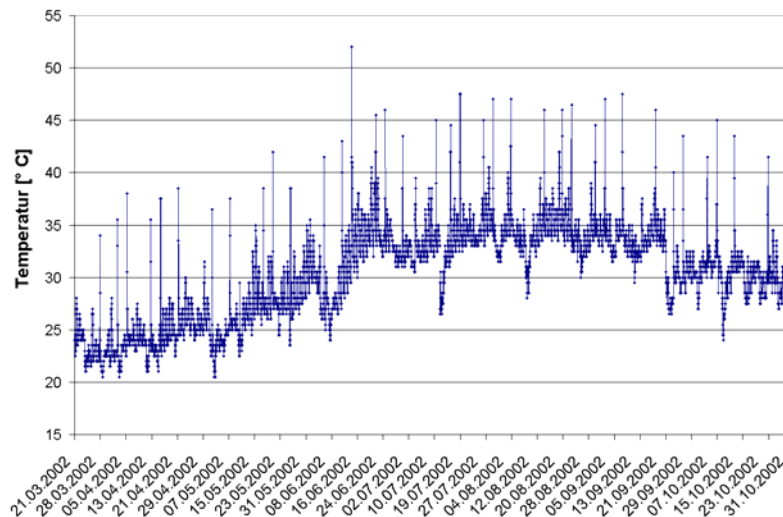


Bild 6.23: Temperaturverlauf 21.3.02 – 31.10.02 (Sensor an der Festplatte)

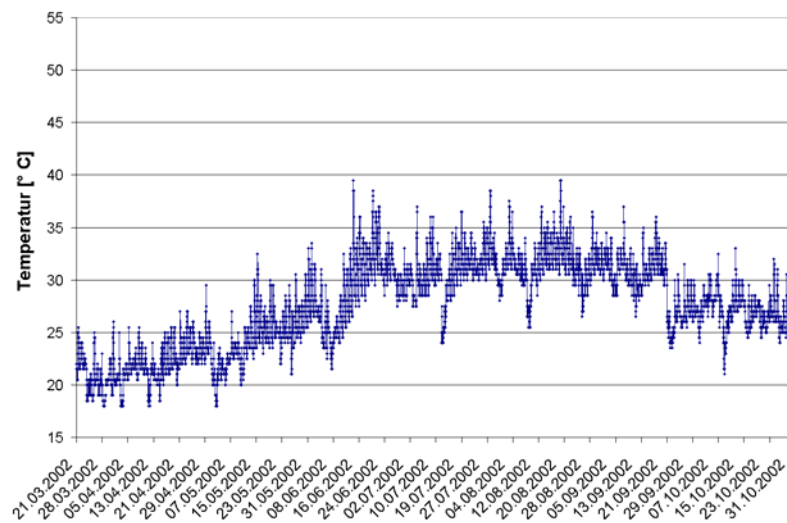
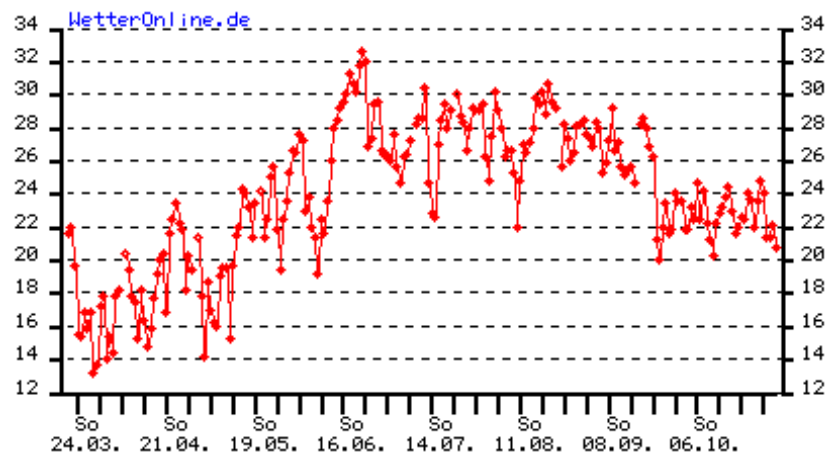


Bild 6.24: Temperaturverlauf 21.3.02 – 31.10.02 (Sensor im Gehäuse)

Bild 6.25: Verlauf der Höchsttemperaturen 21.3.02 – 31.10.02 (Umgebungstemperatur)
[Quelle: wetteronline.de]

6.9 Blitzschutz

Neben der in Kapitel 6.7.1 erwähnten Absicherung der Messeinrichtung gegen Überspannungsschäden aus dem Stromnetz (z.B. mit Hilfe einer UPS) ist noch eine zweite Gefahrenquelle auszuschalten – Blitzeinschläge in ein Datenübertragungssystem (Funksystem oder Modem für eine Telefonleitung) oder eine GNSS-Antenne. Eine derartige Sicherungseinrichtung schützt die empfindliche Elektronik am Ende der Datenübertragungsleitung (GNSS-Empfänger, Funksysteme, Modems). Nicht geschützt werden können all jene Einrichtungen, die sich vor diesem Schutz befinden, also z.B. Telekommunikations-einrichtungen in einer Vermittlungsstelle oder eine Antenne. Dies bedeutet, dass Antennen im Regelfall zu ersetzen sein werden. GNSS-Empfänger werden teilweise in das Antennen-gehäuse integriert, ein nachträglicher Schutz ist also nicht oder nur schwer möglich, ein solch integrierter Empfänger demnach nicht zu bevorzugen.

Jeder Blitzschutz wird in die Signalleitung eingesetzt und ist zu erden. Diese Erdung sorgt für die Ableitung der Energie des Blitzes und ist ausreichend zu dimensionieren. Häufig werden Runddrähte mit 8 - 10 mm Durchmesser oder Flachstahl mit 30 x 3,5 mm eingesetzt. Die Erdungseinrichtung ist geeignet mit dem Erdboden zu verbinden, beispielsweise zu vergraben (Oberflächenerder in ca. 0,5 m Tiefe) oder an einem Tiefererder (vertikal in den

Boden verbrachter Stahlanker, mindestens ca. 3 m Länge) anzuschließen. Sollte eine derartige Erdung nicht möglich sein, bieten sich folgende Möglichkeiten an: auf felsigem Boden sollte ebenfalls ein Oberflächenerder verwendet werden, der beispielsweise mit Schotter bedeckt wird. Soll der Einsatz auf Wasser durchgeführt werden, so kann die Erdungsanlage nur daran angeschlossen werden, z.B. über eine in das Wasser ragende Ableitung. In allen Fällen ist auf Schutz der Metalloberflächen vor Korrosion zu achten.

Blitzschutz ist grundsätzlich in zwei Varianten erhältlich, die sich in ihrer Funktionalität und im Preis unterscheiden. Einmaligen Schutz bieten Systeme mit Gaspatrone. Diese Patrone wird durch die Überspannung ausgelöst und verbraucht. Die Signalleitung ist danach unterbrochen und die Gaspatrone zu erneuern. Teilweise werden auch Systeme angeboten, die nach einmaliger Auslösung komplett zu ersetzen sind, deren Gaspatrone also nicht ersetzt werden kann.

Die zweite Variante ist wesentlich einfacher in der Anwendung, denn sie ist wartungsfrei. Dieser Komfort hat allerdings auch seinen Preis, es ist mit ca. 3 - 5x höheren Kosten zu rechnen. Statt einer Gaspatrone wird bei diesen Systemen ein Filter eingesetzt, der für die Ableitung der Blitzenergie sorgt. Nach einem Blitzeinschlag ist die Schutzrichtung sofort wieder funktionsfähig.

Für Telefonleitungen (Analog oder ISDN) sind spezielle Filter verfügbar, die in die Leitung eingeschleift werden und ebenfalls zu erden sind.

Wird eine Antennenanlage vor Blitzentladungen geschützt, so sollte die Schutzrichtung möglichst in unmittelbarer Nähe der Antenne befestigt werden. Bei der Auswahl des geeigneten Blitzschutzes sind die Charakteristika des HF-Signals zu berücksichtigen, ferner beeinflusst die Auswahl, ob in der Antenne ein LNA versorgt werden muss, wie dies bei GNSS-Antennen regelmäßig der Fall ist. Tabelle 6.10 zeigt die eingesetzten Geräte und deren wichtigste Eigenschaften.

Tabelle 6.10: Technische Daten Blitzschutz
[Quelle: Polyphaser, Diamond Antenna]

Hersteller	Modell	Anschluß	Frequenzbereich [GHz]	DC Block	VSWR	Schutzart Gehäuse	Einfügedämpfung [dB]	Schutz
Polyphaser	IS-B50LN-C2-MA	N	0,125 - 1	ja	1,1:1	– ¹⁵	0,1	mehrfach
Polyphaser	MM50MNZ+6-MA	N	1,2 - 2,2	– ¹⁶	1,1:1	IP65	0,1	mehrfach
DIAMOND	CA-23RS	N	0 - 2,5	–	1,1:1	–	0,1	einmal

6.10 Fernwartung

Autonom arbeitende Stationen sind häufig abgelegen oder nur mit größerem Aufwand zu erreichen, im ungünstigsten Fall findet der Einsatz in einem Umfeld statt, in dem für Wartungsarbeiten Lebensgefahr bestehen könnte. Hier denke man beispielsweise an Vulkane oder Hangrutschungen. Nach der Installation des Systems muss jedoch auch in solch extremen Szenarien der Zugriff auf die Systeme für Monitoring und SW-Updates gewährleistet werden. Für die Fernwartung des Messsystems bietet sich etablierte Steuerungssoftware an, die in das Gesamtkonzept zu integrieren ist.

¹⁵ abzudichten mit Dichtungsmaterial gemäß Tabelle 6.8 oder „Polyphaser WK-1“ (Dichtungskit)

¹⁶ Spannungsversorgung (6V) für LNA möglich

Für die auf dem Betriebssystem DOS basierenden Monitor-Stationen wird ein Tool bestehend aus zwei Programmen eingesetzt. „Customer“ läuft auf dem Client (also der Monitor Station), „Support“ auf einem entfernten Rechner (z.B. der Network Master Station). Diese Software unterstützt auch Modem-Verbindungen, so dass die Fernwartung statt über eine Funkverbindung auch via Telefonleitung oder das Mobilfunknetz einsetzbar ist.

Für die Network Master Station, die unter MS Windows läuft, kann als Fernwartungssoftware z.B. Symantec PCAnywhere eingesetzt werden, welches vielfältige Übertragungskanäle unterstützt. Zu nennen sind hier neben Verbindungen über das Internet auch Modem- oder ISDN-Verbindungen. Mobilfunksysteme werden ebenso unterstützt. Wird nur eine Verbindung über TCP/IP benötigt, können auch freie Tools wie VNC Anwendung finden.

Im vorliegenden Projekt wurde sowohl die DOS-Variante Customer/Support eingesetzt als auch PC-Anywhere über Internet bzw. das Mobilfunknetz zusammen mit „Nokia Cardphone 2.0“. Beide Varianten können auch als Kaskade hintereinander geschaltet werden, so dass beispielsweise zunächst der Zugriff auf die Network Master Station erfolgt, von dort dann über terrestrische Funkstrecken zu den Monitorstationen. Die jeweiligen Rechner können dann so angesprochen werden, als wäre man vor Ort und würde Tastatur und Maus bedienen.

6.11 Datenübertragung

Zum Transfer der an den Monitorstationen empfangenen GNSS-Daten gibt es vielfältige Möglichkeiten. Letztlich hängt es vom geplanten Einsatzgebiet des Systems, den verfügbaren Telekommunikationsdiensten, den Anforderungen an die Antwortzeit im Echtzeitbetrieb, aber auch von den lokalen Gegebenheiten und nicht zuletzt von der Komplexität des überwachten Objekts bzw. der Ausdehnung des überwachten Gebietes ab. Bei der Planung dürften auch limitierende Elemente wie Reichweite der eingesetzten Übertragungstechnik sowie der verfügbare Kostenrahmen einen gewissen Anteil haben.

Zunächst soll anhand einer kurzen Übersicht in die Thematik eingeführt und die jeweiligen Eigenschaften der Teilkomponente Übertragungstechnik gezeigt werden. Es ist zu beachten, dass im Regelfall an den Monitorstationen Intelligenz in Form von Computersystemen vorhanden ist. Eine direkte Datenverbindung zwischen dem am Beobachtungspunkt installierten GNSS-Receiver und der Software an der Zentrale (Masterstation) ist nicht üblich, kann aber im Einzelfall realisiert werden. Insbesondere in kleinen Netzen (z.B. auf einem Staudamm) käme ein derartiger Anschluss in Frage.

Tabelle 6.11: Übersicht über Datenübertragungsverfahren
(Legende: ⊕⊕: gering, ⊖⊖: hoch)

Typ	RS-232	USB	Wireless USB	Bluetooth	LAN
Kapitel	6.11.3	6.11.3	6.11.8	6.11.8	6.11.5
Technik (Kabel, drahtlos)	Kabel	Kabel	drahtlos	drahtlos	Kabel
Max. Übertragungsgeschwindigkeit	115,2 kbps	480 Mbit/s	480 Mbit/s	3 Mbit/s	10 Gbps
Latenzzeit¹⁷		1 ms (bzw. abhängig von Kabellänge)		15 ms	< 1 ms

¹⁷ Verzögerungszeit auf der Übertragungsstrecke

Typ	RS-232	USB	Wireless USB	Bluetooth	LAN
Frequenz	–	–	5 Bandgruppen von 3,1 bis 10,6 GHz ¹⁸	2,4 GHz	–
BEP (Bit Error Probability)		10 ⁻⁹	10 ⁻⁸		10 ⁻¹²
Echtzeitfähigkeit	ja	ja	ja ¹⁹	ja ¹⁹	ja
Kosten Anschaffung	⊕⊕	⊕⊕	⊕	⊕	⊕⊕
Kosten Betrieb	⊕⊕	⊕⊕	⊕⊕	⊕⊕	⊕⊕
Sendeleistung	–	–	1 mW	100mW (Class 1)	–
Reichweite	15 m ²⁰	5 m 30 m (mit Repeater)	10 m	100 m (Class 1)	100 m ²¹
Reichweiten-erhöhung durch Booster/Repeater möglich ²²	Repeater	Repeater	nein	Booster, Repeater, Richtantenne	–
Lizenz notwendig	nein	nein	nein	nein	nein
Installations-aufwand ²³	⊖⊖	⊖⊖	○	○	⊖⊖
bevorzugtes Einsatzgebiet	lokal, kleinräumig, Festinstallation	lokal, extremer Nahbereich, Festinstallation	lokal, extremer Nahbereich	lokal, kleinräumig	lokal, kleinräumig, Festinstallation

Typ	WLAN	Modem	ISDN	WAN, Internet	Funk (VHF, UHF – 1 Kanal)
Kapitel	6.11.8	6.11.4	6.11.4	6.11.5	6.11.9
Technik (Kabel, drahtlos)	drahtlos	Kabel	Kabel	Kabel	drahtlos
Max. Übertragungsgeschwindigkeit	54 Mbps ²⁴	56,6 kbps	64 kbps	²⁵	
Latenzzeit	20–30 ms	100 ms	20 ms		
Frequenz	2400 – 2483,5 MHz 5150 – 5350 MHz 5470 – 5725 MHz	–	–	–	
BEP (Bit Error Probability)				10 ⁻⁶	
Echtzeitfähigkeit	ja ¹⁹			eingeschränkt ²⁶	

¹⁸ in Deutschland derzeit zwischen 6,0 und 8,5 GHz

¹⁹ bei guter Qualität der Funkverbindung

²⁰ Empfehlung laut EIA-Norm, in der Praxis bei kapazitätsarmen Kabeln bis 50 m; Repeater erhöhen Reichweite bis ca. 1200 m

²¹ für ein Kabelsegment; hochgradig vernetzbar, damit praktisch unbegrenzte Reichweite bei entsprechendem Aufwand

²² Booster erhöht Sendeleistung, Repeater empfängt und sendet Daten weiter. Beides führt zur Reichweitenerhöhung

²³ Verlegung von Kabeln, Installation von Geräten, Aufbau von Antennen und Funkmasten

²⁴ WLAN nach dem neuen IEEE-Standard 802.11n bietet bis zu 600 Mbps

²⁵ abhängig von Provider und eingesetzter Technik

²⁶ abhängig von Netzauslastung und Antwortzeiten

Typ	WLAN	Modem	ISDN	WAN, Internet	Funk (VHF, UHF – 1 Kanal)
Kosten Anschaffung	⊕	⊕⊕	⊕⊕	⊕	⊖⊖
Kosten Betrieb	⊕⊕	○	○	⊕ (Flatrate)	⊕⊕
Sendeleistung	100 mW (2,4 GHz) 200 mW (5 GHz)	–	–	–	
Reichweite	50 m 500 m ²⁷	unbegrenzt	unbegrenzt	unbegrenzt	
Reichweiten- erhöhung durch Booster/Repeater möglich	Booster, Repeater, Richtantenne	–	–	–	Booster, Repeater, Richtantenne
Lizenz notwendig	nein	Vertrag	Vertrag	Vertrag	abhängig u.a. von Sendeleistung und Frequenz
Installations- aufwand	⊖	⊕	⊕	⊕	⊖
bevorzugtes Einsatzgebiet	lokal, kleinräumig	global, Festinstallation	global, Festinstallation	global, Festinstallation ²⁸	lokal, großräumig

Typ	Funk (spread- spectrum)	GSM	GPRS	EDGE	UMTS
Kapitel	6.11.9	6.11.10	6.11.10	6.11.10	6.11.10
Technik (Kabel, drahtlos)	drahtlos	drahtlos	drahtlos	drahtlos	drahtlos
Max. Übertragungs- geschwindigkeit		9,6 kbps	171,2 kbps (theoretisch) 55,6 kbps (praktisch)	236,8 kbps Downlink, 118,4 kbps Uplink	384 kbps
Latenzzeit		< 1000 ms	< 500 ms	300 – 400 ms	170–300 ms
Frequenz		900 Mhz 1800 MHz	vgl. GSM	vgl. GSM	1,9 – 2,2 GHz
BEP (Bit Error Probability)					
Echtzeitfähigkeit		eingeschränkt ²⁶	eingeschränkt ²⁶	eingeschränkt ²⁶	eingeschränkt ²⁶
Kosten Anschaffung	⊖⊖	⊖	⊖	⊖	⊖
Kosten Betrieb	⊕⊕	⊖	⊖	⊖	⊖
Sendeleistung		2 W (Mobil) ²⁹ 50 W (Basis)	vgl. GSM	vgl. GSM	0,25 W (Mobil) 40 W (Basis)
Reichweite		35 km ^{30 31}	35 km ³⁰	35 km ³⁰	8 km ³⁰

²⁷ bei reduzierter Übertragungsrate

²⁸ mobile Nutzung bei Einbindung eines Funksystem beim Übergang Messstation zu WAN

²⁹ Geräte mit externen Antennen bis 20W

³⁰ theoretische Reichweite, abhängig von Netzabdeckung und Größe bzw. Sendeleistung einer Funkzelle sowie der örtlichen Topographie

³¹ Angabe gültig für GSM900, bei GSM1800 nur ca. 20 km Reichweite, Sendeleistung 1 W (Mobil), 10 W (Basis)

Typ	Funk (spread-spectrum)	GSM	GPRS	EDGE	UMTS
Reichweiten-erhöhung durch Booster/Repeater möglich	Booster, Repeater, Richtantenne	Booster, Repeater, Richtantenne	vgl. GSM	vgl. GSM	Booster, Repeater, Richtantenne
Lizenz notwendig	Abhängig u.a. von Einsatzort	Vertrag	Vertrag	Vertrag	Vertrag
Installations-aufwand	⊖	⊕	⊕	⊕	⊕
bevorzugtes Einsatzgebiet	lokal, großräumig	global	global	global	global

Typ	HSDPA/HSUPA	Satellit	DECT
Kapitel	6.11.10	6.11.11	6.11.8
Technik (Kabel, drahtlos)	drahtlos	drahtlos	drahtlos
Max. Übertragungs-geschwindigkeit	1,8 Mbps Downlink, 384 kbps Uplink	siehe Text	32 kbps ³²
Latenzzeit	60–70 ms		
Frequenz	vgl. UMTS	siehe Text	1,88 GHz ³³
BEP (Bit Error Probability)			
Echtzeitfähigkeit	eingeschränkt ²⁶		ja ¹⁹
Kosten Anschaffung	⊖	⊖⊖	⊕
Kosten Betrieb	⊖	⊖⊖	⊕⊕
Sendeleistung	vgl. UMTS	siehe Text	250 mW 125 mW (USA,, Kanada)
Reichweite	8 km ³⁰	unbegrenzt	50 m 300 m
Reichweiten-erhöhung durch Booster/Repeater möglich	vgl. UMTS	–	Booster, Repeater, Richtantenne
Lizenz notwendig	Vertrag	Vertrag	nein
Installations-aufwand	⊕	○	⊕
bevorzugtes Einsatzgebiet	global	global, wenn andere Lösungen nicht möglich	lokal, kleinräumig

Welches Übertragungsverfahren für den jeweiligen Anwendungsfall am besten geeignet ist bzw. das beste Preis-/Leistungsverhältnis aufweist, kann mit Hilfe einzelner Bewertungskriterien in einer 4-Quadranten-Entscheidungsmatrix abgebildet werden (Schlebusch, 2006).

³² pro Zeitschlitz; 12 Zeitschlitz auf 10 Frequenzen (vollduplex)

³³ 2,4 GHz (DECT-ISM) in Gebieten ohne DECT-Zulassung, 1,92 GHz (USA, Kanada)

6.11.1 Datenvolumen

Für die Dimensionierung der Datenübertragungsstrecken – insbesondere von Funkstrecken – ist die Kenntnis der pro Station und Sekunde anfallenden Datenmenge nützlich. Mit Kenntnis dieses Parameters wird die Auswahl eines geeigneten Übertragungsweges ermöglicht, ungeeignete Kandidaten können ausgeschlossen werden.

Die triviale Variante, Daten von einem GNSS-Empfänger an einer Monitorstation zum Master zu transferieren, wäre den auflaufenden Datenstrom einfach weiterzuleiten. Dies mag für einen Datenkanal ausreichender Bandbreite möglich und praktikabel sein, für bandbreitenlimitierte Signalwege führt dieser Weg unter Umständen zum Scheitern. Steht an einer Monitorstation Intelligenz in Form eines Rechners zur Verfügung, können die vom Empfänger gelieferten Daten vorverarbeitet und komprimiert werden. Ziel dabei ist es, redundante Daten wegzulassen, die übrigen Daten verlustlos auf ein Mindestmaß zu reduzieren.

Im Allgemeinen bietet sich folgende Vorgehensweise an:

- Auswahl der für die jeweilige Anwendung mindestens erforderlichen Daten
- Prüfung, ob diese Daten redundant sind, also an der Zielstation bereits vorliegen
- Elimination redundanter Daten aus dem Datenstrom
- Kompression der verbliebenen Datenmenge

Tabelle 6.12: minimiertes Datenmodell

	Data	Bits	Type	Scale	Units	
per Epoch	GPS Week	16	short			
	Seconds of Week	32	long	$SOW \cdot 10^3$	[s]	
	Rcv Status	32	long			
per Satellite	Sat System	2				GPS, GLONASS, Galileo
	PRN	6	char			combined with Sat System
	C/A Pseudorange	32	long	$(\text{true range} - 22484434,35) \cdot 10^{11}$	[m]	
	C/A Carrier Phase	32	float	$\text{true phase} - \text{pseudorange} / \lambda_{L1}$	[cycles]	
	C/A Doppler	32	float		[Hz]	
	C/A C/N_0	16	short	$C/N_0 \cdot 10^3$	[dBHz]	3 fractional Digits
	Lock Time	32	float		[s]	
Tracking Status	32	long				

Im Falle von DREAMS konkretisiert sich das Verfahren wie folgt:

- Für eine differentielle Positionslösung werden Rohdaten in Form von Streckenmessungen (Pseudorange, Carrier Phase) zu den einzelnen Satelliten, C/N_0 der

jeweiligen Messung, Zeitinformationen sowie Tracking Status zur Beurteilung der Messung benötigt

- Ephemeriden müssen nicht von einer Monitorstation übertragen werden, da sie in jedem Fall an der Masterstation vorhanden sind (differentielle Positionslösung)
- Die pro Epoche anfallenden Daten werden anhand ihrer möglichen Messbereiche komprimiert

Wenn möglich sollte ein vereinheitlichter Datensatz empfängerübergreifend verwendet werden. Im Regelfall lässt sich dies auch realisieren, da zumindest für die Messwerte wie Pseudorange gleiche Größen zugrunde liegen. Anders verhält es sich bei Statusinfos, wo im Zweifelsfall proprietäre Erweiterungen notwendig sind.

Als minimal erforderliche Datenmenge lassen sich aus Tabelle 6.12 145 Byte (entsprechend 1160 Bit) ermitteln, wobei Doppler und Lock Time in dieser Rechnung nicht berücksichtigt wurden.

Im Folgenden werden die einzelnen Übertragungsverfahren im Detail beschrieben sowie – wo erforderlich – theoretische Grundlagen für das jeweilige Verfahren erläutert.

6.11.2 Lokaler Datenspeicher

Die einfachste, aber auch die unflexibelste Möglichkeit des Datentransfer stellt die Speicherung der Daten an den jeweiligen Monitorstationen dar. Daten werden in diesem Fall in erster Linie für das Post-processing aufgezeichnet und zu einem späteren Zeitpunkt der Inhalt des Datenträger zur Datenauswertung an die Masterstation oder eine andere Stelle transportiert. Hier ist der manuelle Eingriff des Nutzers notwendig, die einzelnen Monitorstationen müssen durch Personal aufgesucht und die Daten z.B. auf DVD oder einen anderen Datenträger kopiert werden.

Neben dem erhöhten Aufwand für die Gewinnung der Daten während der Betriebszeit steht auch der Nutzen eines in Echtzeit betriebenen Überwachungssystems in Frage. Sinnvoll ist dagegen so eine Betriebsform für den Test bzw. temporären Einsatz der Monitorstationen im Regelbetrieb bei nicht fortwährend notwendiger Überwachung der Kontrollpunkte.

Allerdings bietet eine lokale Speicherung auch den Vorteil der Datenredundanz, insbesondere wenn über einen Datenlink nur komprimierte oder reduzierte Daten übertragen werden. Heute bieten eine Reihe von GNSS-Empfängern auch die Möglichkeit, Daten auf integrierten Flash-Speichermedien aufzuzeichnen. Diese Speicher sind mittlerweile auch mit größeren Kapazitäten kostengünstig verfügbar und bieten zudem für den Betrieb in rauer Umgebung den Vorteil der Robustheit gegen Erschütterungen. Nicht unerwähnt bleiben soll, dass eine derartige Konfiguration den Einsatz eines separaten Rechners zur Aufzeichnung der Daten spart – allerdings unter Inkaufnahme einer wesentlich unflexibleren Nutzbarkeit. Zusatzfeatures wie das Monitoring von Energieversorgung oder der Anschluss weiterer Sensoren (z.B. Meteo-Sensorik) sind damit im Regelfall ausgeschlossen.

6.11.3 Serielle Schnittstellen

In der Computer- aber auch der GNSS-Receiver-Technik ist der bis heute am häufigsten anzutreffende Standard und für den Betrieb von externen Geräten verwendete Anschluss die serielle Schnittstelle nach RS-232C. Neben diesem Interface werden von einigen Empfängern auch andere serielle Protokolle (RS-485, RS-422), aber auch parallele Schnittstellen oder Ethernet-Ports angeboten. Als Beispiele seien hier NovAtel (RS-422) oder Javad (parallel, Ethernet) genannt.

Neuere Empfänger unterstützen mittlerweile die von Intel Mitte der 90er Jahre entwickelte USB-Schnittstelle, die zum einen weit höhere Datenraten ermöglicht, zum anderen aber auch den Anschluss mehrerer Geräte an ein einziges Kabel gestattet. Mittelfristig wird diese Schnittstelle wohl die bisher in der Regel verwendete RS-232 Schnittstelle ablösen.

In der vorliegenden Arbeit erfolgt der Anschluss des GNSS-Receiver an den Computer der Monitorstation in der Regel über eine serielle Schnittstelle.

Anders verhält es sich für die Kommunikation zwischen dem an der Monitorstation installierten Computer und dem Computersystem der Masterstation. Eine Kabelverbindung über eine serielle Schnittstelle ist zwar denkbar, dürfte aber schon ob der großen Distanz zwischen Monitor und Master die Ausnahme bleiben und sich nur für Festinstallationen wie z.B. auf Brücken oder Staudämmen als sinnvoll erachten.

Erwähnt werden soll an dieser Stelle noch, dass gerade die Nutzung von Schnittstellenkabeln relativ fehleranfällig ist. Wird statt eines beim Empfänger mitgelieferten – häufig für den jeweiligen Anwendungsfall zu kurzen – Kabels ein selbstkonfektioniertes verwendet, muss auf die jeweiligen Implementierungsdetails der Schnittstellen geachtet werden. Einige Empfänger erwarten gekreuzte RS-232 Kabel (sog. Nullmodem Kabel) und verhalten sich damit wie Computer (DTE, data terminal equipment), andere agieren wie ein normales Modem (DCE, data communication equipment) und werden über 1:1-Kabel angeschlossen. Teilweise sind auch unterschiedliche Belegungen der Leitungen für das Handshaking (Synchronisation der beiden beteiligten Endgeräte) verbreitet. Folge ist, dass ein mit Empfänger A getestetes Kabel nicht zwangsläufig auch mit Empfänger B funktioniert. Zu große Kabellängen und mechanisch beschädigte Kabel können ebenfalls zu fehlerhafter, langsamer Kommunikation führen oder einen Verbindungsaufbau verhindern. Ein Test des Kabels und ggf. Tausch sollte als erste Maßnahme bei der Fehlersuche in Erwägung gezogen werden, denn oftmals ist ein Drahtende im Stecker abgerissen oder das falsche Kabel verwendet worden.

6.11.4 PTP-Verbindungen über Telefonnetze (Modem, ISDN)

Zur Überbrückung größerer Distanzen bieten sich Weitverkehrsnetze bestehend aus herkömmlichen Telefonleitungen an. Damit können sowohl kontinuierliche Datenübertragungen, aber auch der Transfer von gesammelten Daten oder Fernwartung realisiert werden. Einzige Voraussetzung ist die Verfügbarkeit einer Telefonverbindung.

Technisch werden derartige Übertragungswege entweder als dedizierte PTP-Verbindungen realisiert, d.h. beide Endpunkte verfügen über ein analoges oder ISDN-Modem (z.B. AVM FritzCard) und stellen durch direkte Anwahl der jeweiligen Gegenstelle eine Verbindung her. Alternativ kann ein Endpunkt auch in ein bestehendes Netzwerk (z.B. Internet) integriert werden. Dann baut beispielsweise eine Monitorstation eine Verbindung zu einem lokalen Internet-Provider auf und nutzt herkömmliche Protokolle zur Kontaktaufnahme mit der Masterstation. Im Falle von Fernverbindungen stellt letztere Variante im Regelfall die kostengünstigere Lösung dar. Beachtet werden muss, dass eine kontinuierliche Datenübertragung bei den im Regelfall zeitbasierten Tarifen sehr hohe Betriebskosten nach sich zieht. Vor dem Hintergrund der für eine Station pro Sekunde anfallenden geringen Datenmenge von nur wenigen hundert Byte stellt eine Flatrate oder volumenbasierte Abrechnung die weitaus vernünftige Lösung dar. Insgesamt scheinen Telefonverbindungen für den Dauerbetrieb nur eine Notlösung darzustellen und sollten nur in Erwägung gezogen werden, wenn Alternativen für den jeweiligen Standort nicht verfügbar oder realisierbar sind.

Sinnvoll sind derartige Lösungen vor allem bei der Übertragung kleiner Datenmengen, die beispielsweise nur jede Stunde übertragen werden müssen oder für Fernwartungszwecke. Für den Echtzeitbetrieb scheiden sie weitgehend aus.

6.11.5 Netzwerke (LAN, WAN/Internet)

Eine Alternative zur kabelgebundenen PTP-Kommunikation stellt der Einsatz von Netzwerken auf der Basis von Ethernet dar. Moderne Computer – auch die in der Monitorstation vorzugsweise eingesetzten embedded Computer – sind in der Regel mit Netzwerk-Schnittstellen ausgerüstet. Über ein Netzwerk können weitaus höhere Datenraten erzielt werden und große Distanzen zwischen einzelnen Geräten, aber insbesondere zwischen einer Vielzahl von vernetzten Systemen überbrückt werden.

Damit wird es beispielsweise möglich, Monitor- und Masterstationen an einem beliebigen Punkt der Erde zu installieren, die eigentlichen Berechnungen der Deformationen aber z.B. in einer Zentrale andernorts durchzuführen.

Grundsätzlich unterscheidet man zwischen lokalen Netzwerken (LAN) und Netzen, die größere Distanzen überbrücken (WAN, Wide Area Network) oder sogar globale Vernetzung ermöglichen (Internet).

6.11.6 Grundlagen der Hochfrequenztechnik (Funktechnik)

Die flexibelste Art, Daten zwischen zwei oder mehr Standorten auszutauschen, ist der Einsatz von drahtlosen Übertragungssystemen. Hierfür existieren eine Reihe von Möglichkeiten, angefangen von Nahbereichsfunk (z.B. WLAN, DECT) zum Ersatz drahtgebundener Anschlüsse, Funkstrecken unter eigener Kontrolle in unterschiedlichen Frequenzbereichen und Topologien, der Nutzung von weitestgehend flächendeckend verfügbaren Funknetzen (GSM, UMTS) bis zur Datenübertragung via Satellitenlinks. Kommerzielle Funknetze sind jedoch nicht in allen geodätisch zu überwachenden Gebieten verfügbar bzw. erfordern – wie noch gezeigt wird – für den erfolgreichen Einsatz einen erhöhten Aufwand. Zudem fallen neben den Anschaffungskosten für die Funk-Hardware laufende Betriebskosten in Form von Gebühren für die Nutzung des Funknetzes an.

Bevor auf die für den Praxiseinsatz relevanten Funktechniken näher eingegangen wird, soll zunächst im Rahmen einer Übersicht in die Teilkomponenten von Funksystemen eingeführt werden.

Die Grundlage aller Funkübertragungssysteme bildet die Nutzung von hochfrequenten elektromagnetischen Wellen. Auch die im Rahmen dieser Arbeit zum Einsatz kommenden Satellitennavigationssysteme nutzen diese Technik, so dass ein Großteil der im Folgenden dargestellten Details auch für diese Systeme relevant ist.

6.11.6.1 Frequenzspektren

Theoretisch kann das gesamte Frequenzspektrum von niedrigen bis zu höchsten Frequenzen zur Übertragung von Daten genutzt werden. Grenzen ergeben sich allerdings einerseits aus technischen Zwängen, andererseits kann nicht jeder Nutzer beliebig senden wann und auf welcher Frequenz er will. Dies würde zu einem Chaos im Äther bis zur praktischen Nichtnutzbarkeit führen, was insbesondere bei sicherheitskritischen Anwendungen wie Radar, Flugfunk, Navigation, Rettungsdiensten – um nur einige zu nennen – inakzeptabel wäre. Um diesen Wildwuchs zu unterbinden, wurden Regelmechanismen etabliert, die ein möglichst störungsfreies Mit- und Nebeneinander verschiedenster Nutzer und Anwendungen ermöglichen. Nebeneffekt ist der Zwang zur Standardisierung, die eine Frequenzuteilung wesentlich erleichtert und gleichzeitig proprietäre Systeme verhindern hilft.

In Deutschland wird die Frequenzvergabe durch die Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahnen (kurz Bundesnetzagentur oder BNetzA)

koordiniert³⁴. Niedergelegt sind die zugewiesenen Frequenzen im sog. Frequenznutzungsplan (Bundesnetzagentur, 2008). Andere Länder bedienen sich ähnlicher Mechanismen zur Frequenzvergabe, international ist die ITU (früher CCIR) für die Frequenzregulierung zuständig. Leider ist nicht in jedem Fall eine absolut deckungsgleiche Zuweisung von Frequenzen gewährleistet. Als Beispiel seien hier nur WLAN oder GSM erwähnt, die in unterschiedlichen Regionen der Erde in partiell abweichenden Frequenzbereichen senden.

Vor dem Einsatz eines Funksystems ist daher die Prüfung der jeweiligen erlaubten Frequenzbereiche notwendig, im Zweifelsfalle sollte bei der dafür zuständigen Behörde nachgefragt und ggf. Genehmigungen eingeholt werden. Für einige wenige Anwendungsfälle besteht die Möglichkeit, eine Frequenz oder einen Frequenzbereich im Rahmen der Entwicklung neuer Anwendungen oder Dienste eine Nutzungserlaubnis zu erhalten. Hierbei handelt es sich um sog. Versuchsfunkfrequenzen, die jedoch ausschließlich für diese Zwecke, nicht jedoch für den Regelbetrieb zur Verfügung stehen. Sie werden üblicherweise nur für einen begrenzten Zeitraum von einigen Monaten bzw. Jahren vergeben und müssen zum Ende der Laufzeit verlängert werden. Wird eine Frequenz nicht mehr benötigt, wird durch diese Beschränkung eine automatische Freigabe und Wiederverwendung in einem anderen Kontext ermöglicht.

Unser Institut hatte zum Zweck der Übertragung von Navigationsdaten eine derartige Versuchsfunkfrequenz beantragt und zugewiesen bekommen, die bei 405,05 MHz +/- 50 kHz Kanalbandbreite lag und ohne Sendeleistungsbeschränkung betrieben werden durfte. Hinsichtlich der Frequenzbelegungsdauer (duty cycle) gab es keine Grenze, die Frequenz war also tatsächlich exklusiv nutzbar. Auf dieser Frequenz arbeitet das in Kapitel 6.11.9 erwähnte Funksystem der Fa. MicroCom, das speziell auf unsere Frequenz adaptiert wurde.

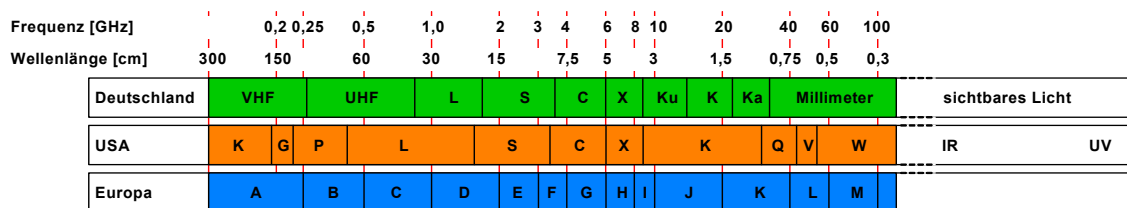


Bild 6.26: Übersicht Frequenzbänder [nach wikipedia.de]

Tabelle 6.13: Frequenzspektren nach ITU
[Quelle: Russer, 1987]

ITU-R Bereich	Frequenz	Wellenlänge	Abkürzung	Bezeichnung
4	3-30 kHz	100-10 km	VLF	Very Low Frequency
5	30-300 kHz	10-1 km	LF	Low Frequency
6	0,3-3 MHz	1000-100 m	MF	Medium Frequency
7	3-30 MHz	100-10 m	HF	High Frequency
8	30-300 MHz	10-1 m	VHF	Very High Frequency
9	0,3-3 GHz	100-10 cm	UHF	Ultra High Frequency
10	3-30 GHz	10-1 cm	SHF	Super High Frequency
11	30-300 GHz	10-1 mm	EHF	Extremely High Frequency

³⁴ bis 2005 firmierte die Bundesnetzagentur als RegTP (Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post)

Tabelle 6.13 gibt die Bereichseinteilung des elektromagnetischen Spektrums entsprechend der Vorgabe durch die ITU wieder. Die Bereichs-Nr. n bezeichnet den Frequenzbereich von $(0,3...3) \cdot 10^n \text{ Hz}$. Unterhalb einer Wellenlänge von 1 mm beginnt der Bereich des sichtbaren Lichts (vgl. Bild 6.26). Internationale Bandbezeichnungen sind ebenfalls diesem Bild zu entnehmen. Frequenz und Wellenlänge stehen über $c = \lambda f$ in Beziehung.

6.11.6.2 Ausbreitungseigenschaften, Funkfeldplanung

Elektromagnetische Wellen breiten sich nicht in allen Frequenzbereichen nach den gleichen Regeln in der Atmosphäre aus, hier gibt es Unterschiede, die für die Auslegung einer Funkstrecke und Eignung für bestimmte Anwendungen zu berücksichtigen sind. Geht man von einem Punktstrahler, einem sogenannten Isotrop-Strahler, aus, so breiten sich elektromagnetische Wellen kugelförmig in der Atmosphäre aus. Eine Strahlenquelle auf Höhe der Erdoberfläche würde das Signal im Wesentlichen innerhalb einer Halbschale abgeben. Ein Empfänger kann das Signal auffangen, wenn die Strahlenquelle für ihn sichtbar ist. Sichtbar bedeutet dabei, dass sich eine direkte Verbindung zwischen Sender und Empfänger ziehen lässt. Zwei wesentliche Ausnahmen bestehen bei niedrigen Frequenzen, nämlich die Ausbreitung als Raum- oder Bodenwelle. Bei der Raumwelle wird die abgestrahlte Energie an bestimmten Schichten der Ionosphäre einer Brechung unterworfen und kann zur Erde zurückreflektiert werden, bei der Bodenwelle breitet sich das Signal entlang der Erdoberfläche aus. Bodenwellen spielen besonders bei Lang- und Mittelwellensendern bis ca. 3 MHz eine wichtige Rolle. Neben Rundfunk wird über Langwelle z.B. das Zeitsignal DCF77 abgestrahlt (77,5 kHz), das als Bodenwelle bis zu 600 km Reichweite erzielt, über die Raumwelle bis zu 2000 km und weiter empfangbar ist. Raumwellen kommen bis zu Frequenzen von 300 MHz zum Tragen und haben besondere Bedeutung für Funkausbreitung auf der Kurzwelle (3 – 30 MHz). Abhängig vom Zustand der Ionosphäre kann ein Sender damit im günstigsten Fall weltweit empfangen werden. Allerdings sind die Ausbreitungseigenschaften der Raumwelle tageszeitabhängig. Besonders in den Nachtstunden – bei geringeren ionosphärischen Störungen – sind Raumwellen stabiler. Bei Mittel- und Langwelle existiert die Raumwelle nur nachts. Bild 6.27 zeigt die verschiedenen Ausbreitungswege.

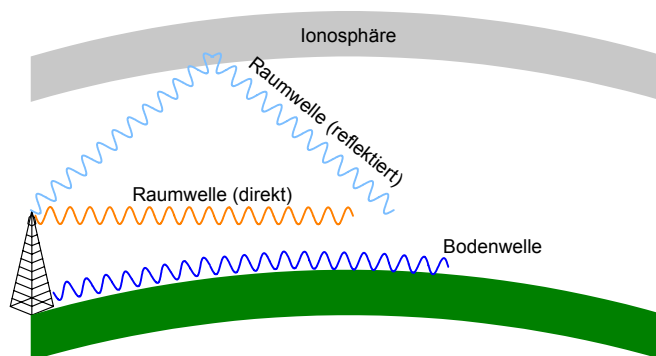


Bild 6.27: Bodenwelle, direkte Welle, Raumwelle

Für die praktische Nutzung in Datenfunksystemen spielen Frequenzen unterhalb 300 MHz nur eine untergeordnete Rolle. Gründe hierfür sind zum einen die in diesem Frequenzbereich zur Verfügung stehenden geringen Bandbreiten und als direkte Folge die damit verbundene niedrige Datenübertragungsrate. Auf einer Frequenz von z.B. 300 kHz kann nicht einfach eine Bandbreite von 50 kHz für einen Nutzer belegt werden, bei höheren Frequenzen ist das Verhältnis Bandbreite zu Trägerfrequenz hingegen deutlich günstiger. Zweiter Grund sind die bei niedrigen Frequenzen erforderlichen vergleichsweise großen Antennenkonstruktionen, die neben hohen Kosten für Beschaffung und Installation für

temporären oder mobilen Einsatz ungeeignet sind. Dazu kommen noch Störeinflüsse von Maschinen und Geräten oder durch Gewitter, die bei höheren Frequenzen ebenfalls geringer ausfallen (Pooch, 1970). Mehrwegeausbreitung über die Ionosphäre kann zu Fadingeffekten oder Interferenzen führen, die im schlimmsten Fall zu einem Ausfall der Funkstrecke führen können. Wie weiter unten noch gezeigt wird, muss der Abstand zwischen Sichtlinie und etwaigen Hindernissen bei niedrigen Frequenzen deutlich größer ausfallen, so dass Sende- und Empfangsantennen an höheren Punkten aufgestellt werden müssen.

Auf der anderen Seite sind der Nutzung des Frequenzspektrums nach oben ebenfalls Grenzen gesetzt. Mit steigender Frequenz nehmen die atmosphärischen Dämpfungsverluste zu, sie hängen vom Feuchtigkeitsgehalt der Luft, Regen oder der Streuung an verschiedenen in der Atmosphäre enthaltenen Molekülen ab (vgl. Bild 6.28). Bereits ab etwa 1 GHz machen sich Einflüsse durch Niederschlag bemerkbar, bei etwa 20 GHz haben die molekularen Einflüsse ein Niveau erreicht, dass darüber liegende Frequenzen zur Überbrückung größerer Reichweiten nur noch eingeschränkt brauchbar sind. In kommerziellen Richtfunkstrecken werden häufig Streckenlängen – auch als Funkfelder bezeichnet – von ca. 50 km genutzt (Brodhage, 1977), so dass dies auch für private Funkstrecken als Limit gelten darf. Darüber hinaus ist meist eine Aufteilung der Strecke sinnvoll.

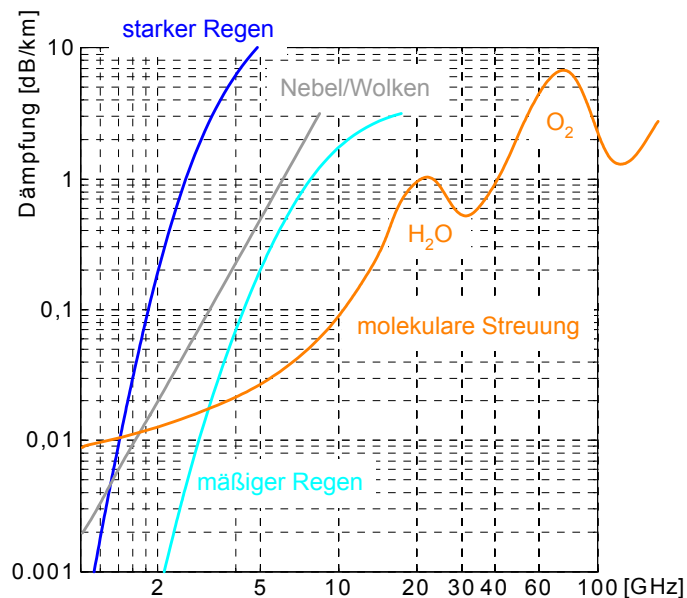


Bild 6.28: Dämpfungsverluste durch verschiedene atmosphärische Einflüsse
[nach CCIR Rep. 719, 1978]

In dem für die Nutzung zur Langstreckendatenübertragung nutzbaren Frequenzbereich breiten sich elektromagnetische Wellen mit ähnlichen Eigenschaften wie in der Optik, also quasioptisch, aus. Dies bedeutet, dass zwischen Sende- und Empfangsstation einer Funkstrecke Sichtkontakt bestehen muss. Auf längeren Strecken sind dabei Erdkrümmung und Topographie des Geländes zu berücksichtigen. Sind die Standorte der beiden Funkstationen festgelegt, kann mit Hilfe eines Geländeschnittes – also eines Schnittes entlang der Sichtlinie zwischen den Stationen – Gelände nebst Standorten der Antennen dargestellt werden. Am einfachsten gewinnt man den Geländeschnitt aus digitalen Geländemodellen (DGM), welche heute für viele Regionen in unterschiedlichen Auflösungen zur Verfügung stehen. Das DGM bezieht sich in der Regel auf ein Gelände ohne Vegetation, so dass Bewuchs separat beaufschlagt werden muss. Als Ausnahme sind Daten der Shuttle Radar Topography Mission (SRTM) zu nennen, die auch Vegetation und Bebauung enthalten, sofern deren Ausdehnung eine Größenordnung von 300x300 m oder mehr

erreicht – also die Auflösung des bei der Gewinnung des Datenmaterials verwendeten Radars übersteigt. Für die Umgebung der Brücke aus dem Feldtest (Kapitel 9) finden sich ein 3D-Modell und der zugehörige Geländeschnitt zwischen Masterstation und der Brücke in Bild 6.29. Grüne Bereiche im Geländeschnitt bieten Empfang, rote Bereiche sind hingegen nicht erreichbar.

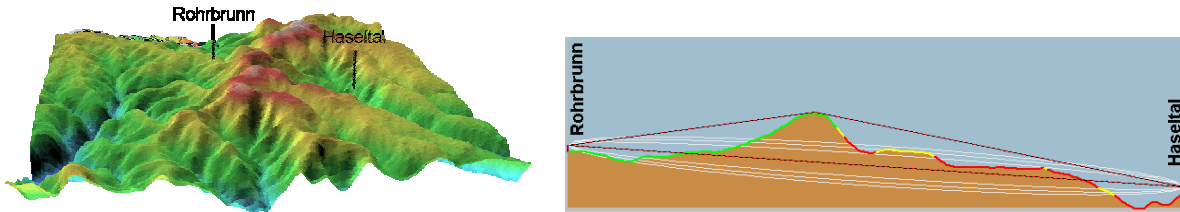


Bild 6.29: DGM des Standortes der Haseltalbrücke (links), Geländeschnitt (rechts) (gerechnet mit *RadioMobile* für eine Sendefrequenz von 910 MHz bei 5 W Sendeleistung)

Durch Brechung der elektromagnetischen Wellen in der unteren Atmosphäre folgt der Funkstrahl im Allgemeinen keiner geraden Linie, sondern ist einer mehr oder weniger stark ausgeprägten Krümmung unterworfen, die von den lokalen atmosphärischen Gegebenheiten abhängig ist. Diese Einflüsse schwanken aufgrund von Tageszeit, Jahreszeit, der jeweiligen Wetterlage und von geographischen Abhängigkeiten. Für Kontinentaleuropa sowie Nordamerika kann man – mit Ausnahme der Küstengebiete – von einer Krümmung der Funkstrecke in Richtung Erdoberfläche ausgehen. Aufgrund dieser Krümmung erreichen Funkwellen dann auch Punkte, die hinter dem geometrischen Horizont liegen, der maximal erreichbare Punkt ist dann der sog. Radiohorizont. Für die Kalkulation einer Funkstrecke ist für größere Entfernungen – wie bereits erwähnt – die Erdkrümmung mit einzubeziehen. Um nun die jeweilige Krümmung des abgestrahlten Signals zu berücksichtigen, wird der Erdradius mit dem sog. Krümmungsfaktor (*k*-Faktor) korrigiert. Werte mit $k > 1$ entsprechen einer Krümmung der elektromagnetischen Welle Richtung Erdoberfläche, für $k < 1$ wird der Strahl nach oben von der Erde weg gekrümmt. Für die bereits erwähnten Gebiete kann mit einem Wert von $k=4/3$ gerechnet werden. Den Geländeschnitt ergänzt man jetzt mit dem um den *k*-Faktor multiplizierten Erdradius und erhält so den tatsächlichen Verlauf der Funkstrecke über dem Geoid.

Die Erdüberhöhung kann nach Brodhage (1977) für beliebige Punkte *P* einer Funkstrecke näherungsweise bestimmt werden zu

$$h_t = \frac{d_1 d_2}{2kR} \cdot 1000 \quad (6.16)$$

mit:

h_t	Erdüberhöhung an einem Punkt <i>P</i> der Funkstrecke zwischen Sende- und Empfangsantenne [m]
d_1	Distanz Sendeantenne – Punkt <i>P</i> [km]
d_2	Distanz Punkt <i>P</i> – Empfangsantenne [km]
R	Erdradius [km] (mittlerer Erdradius: 6370 km)
k	Krümmungsfaktor

Den Radiohorizont für den vereinfachenden Fall einer kugelförmigen Erde und damit für ebenes Gelände oder Wasserflächen errechnet man mit

$$s = 3,57\sqrt{k} \left(\sqrt{h_t} + \sqrt{h_r} \right) \quad (6.17)$$

mit:	s	Radiohorizont [km]
	h_t	Höhe Sendeantenne [m]
	h_r	Höhe Empfangsantenne [m]

Im Gegensatz zu einem Wellenleiter (vgl. Kapitel 6.11.7) breitet sich die von einer Sendeantenne abgestrahlte Energie nicht entlang einer Vorzugsrichtung, sondern gleichförmig in den Raum aus. Bei einem Kugelstrahler (Isotrop-Strahler) wird die Energie in alle Raumrichtungen abgegeben. Der Betrag der Leistungsdichte des abgegebenen elektromagnetischen Feldes aus (4.24) beträgt für einen Punkt mit dem Abstand d von der Sendeantenne

$$S = \frac{P_t}{A} = \frac{P_t}{4\pi d^2} \quad (6.18)$$

mit:	S	Leistungsdichte [W/m^2]
	P_t	Sendeleistung [W]
	A	Kugeloberfläche [m^2]
	d	Abstand Kugelstrahler – Kugeloberfläche [m]

Die von einer Empfangsantenne aufgenommene Leistung beträgt für ein Signal mit der Wellenlänge λ

$$P_r = S \cdot A_r = S \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (6.19)$$

mit:	P_r	Empfangsleistung [W]
	A_r	Wirkfläche der Empfangsantenne [m^2]
	λ	Wellenlänge [m]

Mit (6.18) errechnet sich das Verhältnis von Sende- zu Empfangsleistung bzw. die Freiraumdämpfung zu

$$A_0 = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = 20 \log_{10} \frac{4\pi d}{\lambda} \text{ [dB]} \quad (6.20)$$

Die Freiraumdämpfung gilt dann, wenn die Ausbreitung der elektromagnetischen Welle keinen Störungen unterliegt. Sie gilt für das Vakuum und kann in erster Näherung auch für ein durch die Erdatmosphäre geführtes Signal angenommen werden. Man spricht daher auch von Freiraumausbreitung (Freeman, 1999).

Für die praktische Anwendung kann A_0 bezogen auf den isotropen Strahler angegeben werden mit

$$A_0 = 92,4 \text{ dB} + 20 \log_{10} d + 20 \log_{10} f \text{ [dB]} \quad (6.21)$$

mit:	f	Frequenz [GHz]
------	-----	----------------

Neben der Freiraumdämpfung können auf einer Funkstrecke noch weitere Dämpfungsanteile durch wechselnde atmosphärische Einflüsse, Reflexionen oder behinderte Sicht auftreten. Bodenreflexionen oder Reflexionen an Gebäuden stellen bei einer terrestrischen Funkstrecke häufig das Hauptproblem dar.

Wie bei der Mehrwegeausbreitung von GNSS-Signalen erreichen dabei ein direktes Signal und ein oder mehrere reflektierte Signale den Empfänger. Es kommt zu einer Überlagerung mehrerer phasenverschobener indirekter Wellen und dem direkten Signal. Beträgt die Phasenverschiebung 180° – entsprechend einem Wegunterschied einer halben Wellenlänge – so addieren sich direkte und indirekte Signalkomponenten. Liegt der Wegunterschied jedoch bei einer ganzen Wellenlänge und hat die Reflexion verlustfrei stattgefunden, so kommt es zur Auslöschung des Signals. Alle möglichen Reflexionspunkte mit einem Wegunterschied von $\lambda/2$ liegen auf einem Ellipsoid, das als Fresnel-Ellipsoid 1. Ordnung bezeichnet wird. Die große Halbachse entspricht der Entfernung der beiden Antennen, die kleine Halbachse ergibt sich für Fresnel-Ellipsoide n-ter Ordnung zu

$$b = \sqrt{\frac{n\lambda d}{4}} \text{ [m]} \quad (6.22)$$

mit: d Distanz Sendeantenne – Empfangsantenne [m]

Die Schnittfläche senkrecht zur Ausbreitungsrichtung des Signals durch dieses Ellipsoid ist dabei die n. Fresnel-Zone. Deren Radius ist für beliebige Punkte P

$$r_F = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \text{ [m]} \quad (6.23)$$

mit: d_1 Distanz Sendeantenne – Fresnel-Zone [m]
 d_2 Distanz Fresnel-Zone – Empfangsantenne [m]

Bild 6.30 zeigt das Fresnel-Ellipsoid zwischen zwei Funkstellen, Bild 6.31 den Dämpfungsverlauf für Reflexionspunkte entlang Fresnel-Zonen 1. und höherer Ordnung. Deutlich erkennbar sind dabei starke Anstiege der Dämpfung an den Grenzflächen geradzahlgiger Ellipsoide. Hier kommt es zu den schon erwähnten Auslöschungen des Signals. Wie sich aus Bild 6.31 auch ergibt, sollte für störungsfreien Empfang wenigstens 60% der ersten Fresnel-Zone keine Hindernisse aufweisen, um über die Freiraumdämpfung hinausgehende Verluste zu vermeiden.

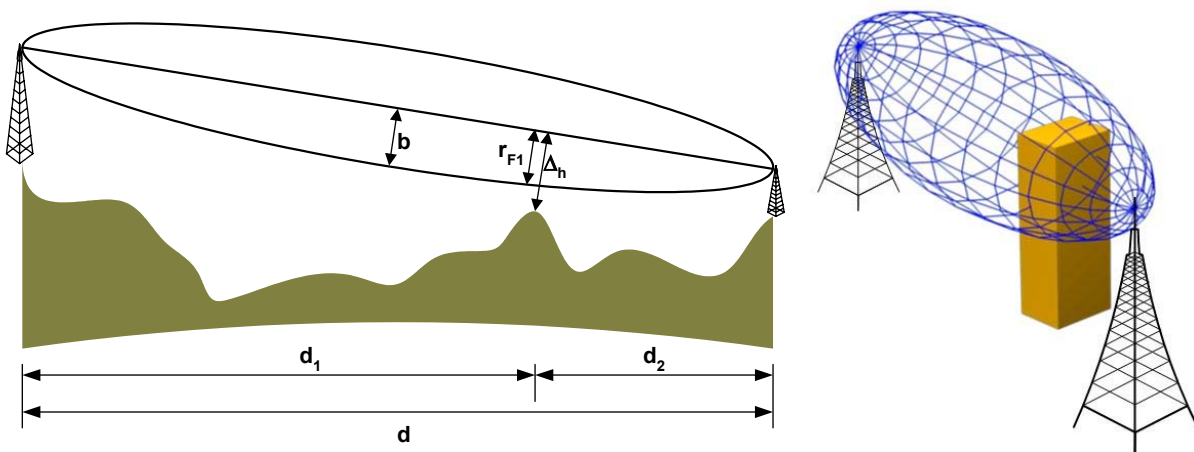


Bild 6.30: Fresnel-Ellipsoid (links: Definition, rechts: mit Hindernis)

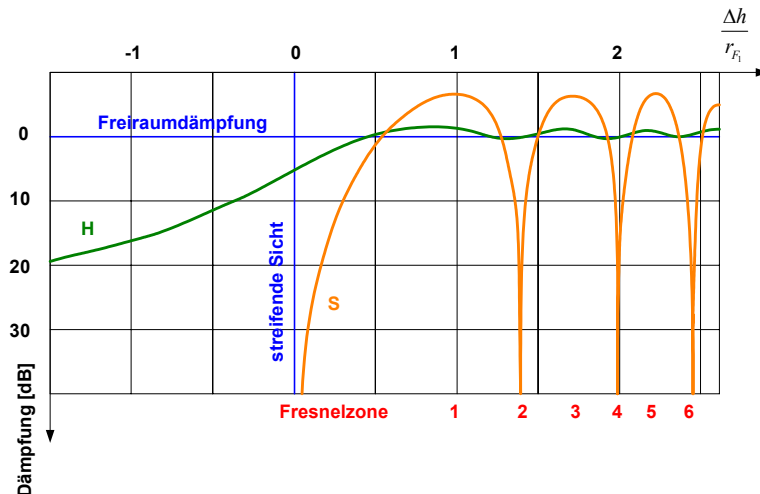


Bild 6.31: Dämpfung durch Reflexion (Kurve S) bzw. Beugung an einem Hindernis (Kurve H) (nach Brodhage, 1977)

Angemerkt werden soll in diesem Zusammenhang noch, dass der Durchmesser der Fresnel-Zone mit steigenden Frequenzen abnimmt. Dies reduziert die erforderlichen Antennenhöhen, gleichzeitig werden die Baugrößen der Antennen mit höheren Frequenzen kleiner. Als Nachteil ist der Vollständigkeit halber zu nennen, dass dabei auch die Freiraumdämpfung zunimmt, ebenso kommt es zu einer Erhöhung der Kabeldämpfung in den Antennenzuleitungen (vgl. Kapitel 6.11.7).

Befindet sich ein Hindernis innerhalb der ersten Fresnel-Zone, ist unter bestimmten Umständen trotzdem eine Signalübertragung möglich, damit einher geht jedoch eine zusätzliche Dämpfung. Man unterscheidet zwei verschiedene Arten von Hindernissen, scharfkantige und streifende. Erstere können z.B. durch Gebäude oder Berge hervorgerufen werden, Letztere ergeben sich meist dadurch, dass die Antennenpositionen nicht hoch genug über der Funkstrecke liegen, wobei vor allem in der Mitte die Fresnel-Zone durch eine ausgedehnte Störung durch Erdboden oder Wasserflächen beeinflusst wird. Die Zusatzdämpfung ist in beiden Fällen davon abhängig, wie weit das Hindernis in das Fresnel-Ellipsoid ragt.

An einem scharfkantigen Hindernis findet eine Beugung der auftreffenden Welle statt (Bild 6.32). Damit kann ein Signal auch dann empfangen werden, wenn die gegenüberliegende Antenne außerhalb der Sichtlinie liegt. Allerdings muss sich dazu die Antenne weit genug vom Hindernis entfernt befinden, um nicht in der Schattenzone zu liegen, denn dort ist keinerlei Empfang möglich.

Die Zusatzdämpfung lässt sich nach Townsend (1988) näherungsweise berechnen zu

$$L(v) = 6,4 + 20 \log_{10}(\sqrt{v+1} + v) \quad [\text{dB}] \quad (6.24)$$

wobei der Beugungsparameter v ermittelt wird aus

$$v = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} \quad [\text{m}] \quad (6.25)$$

mit: d_1 Distanz Sendeantenne – Hindernis [m]
 d_2 Distanz Hindernis – Empfangsantenne [m]
 h Höhe des Hindernisses über (+) bzw. unter (–) der direkten Sichtlinie [m]

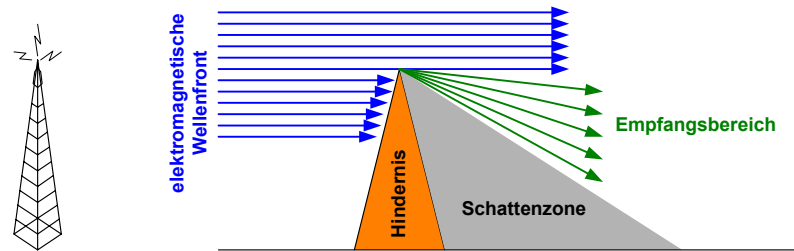


Bild 6.32: Beugung an Hindernissen in der Fresnel-Zone

Für streifende Hindernisse kann die Zusatzdämpfung unter der Annahme eines durchschnittlich rauen Geländes angenähert werden mit

$$L_{diff} = -20h / r_F + 10\text{dB} \quad [\text{dB}] \quad (6.26)$$

mit: h Höhe des Geländes über (-) bzw. unter (+) der Sichtlinie [m]

Auch in diesem Fall muss der Großteil der ersten Fresnel-Zone außerhalb des Hindernisbereichs frei bleiben. Über Wasserflächen oder sehr ebenem Erdboden fällt die Dämpfung durch streifende Hindernisse deutlich höher aus, so dass hier besonders auf ausreichende Antennenhöhen zu achten ist.

Zur Reduzierung der Dämpfung und damit zur Anhebung des Signal-Rausch-Abstandes bei einem in die Fresnel-Zone ragenden Hindernis kann bis zu einem bestimmten Grad neben einer Erhöhung der Antennenpositionen auch die Nutzung eines Korrekturverfahrens wie FEC (vgl. Kapitel 6.11.9) verwendet werden (Anderson, 1999).

Zusammenfassend sind bei der Planung eines Funkfeldes auf der Basis eines DGM zusätzlich zu berücksichtigen

- Erdkrümmung
- Krümmungsfaktor k
- Hindernisse
- Vegetation
- 1. Fresnel-Zone.

Diese Komponenten bestimmen den notwendigen Abstand der Sichtlinie über dem Gelände. Bedingt durch die Geometrie des Fresnel-Ellipsoids und den Einfluss der Erdkrümmung ist dieser Abstand in der Mitte des Funkfeldes am größten. Für den Abstand gilt an jedem Punkt der Strecke

$$B_i = h_{ri} + O_i + T_i + C \cdot r_{Fi} \quad [\text{m}] \quad (6.27)$$

mit: h_{ri} Erdüberhöhung am Punkt i [m]
 O_i Höhe eines Hindernisses am Punkt i [m]
 T_i Vegetationshöhe am Punkt i [m]
 C Faktor (freier Teil der 1. Fresnel-Zone)
 r_{Fi} Radius 1. Fresnel-Zone am Punkt i [m]

Die erforderlichen Antennenhöhen können schließlich ermittelt werden mit

$$h_r = h_t + (B_i - h_t) \frac{d_1 + d_2}{d_1} \quad [m] \quad (6.28)$$

Unter der Annahme einer Streckenlänge von 10 km, der Forderung von 60% Freiheit der ersten Fresnel-Zone und Verlauf über einer ebenen Fläche ergibt sich für eine Sendefrequenz von 926 MHz eine erforderliche Antennenhöhe von 18,55 m auf beiden Seiten.

Zur Erhöhung der Reichweite eines Funksenders kann neben der Nutzung eines Verstärkers auch eine Antenne mit höherem Gewinn und damit verbunden einer Richtwirkung eingesetzt werden. Der Gewinn einer Antenne wird üblicherweise bezogen auf einen Isotropstrahler angegeben, also auf eine real nicht existierende Antenne, die gleichmäßig in alle Richtungen abstrahlt. Sie wird daher auch als Kugelstrahler bezeichnet. Als Maß für den Antennengewinn wird dabei der dBi-Wert herangezogen, also der Gewinn im Vergleich zum Isotropstrahler. Reale Antennen strahlen die Sendenergie nicht gleichmäßig, sondern in bestimmte Bereiche ab. Ihr Gewinn ist also in jedem Fall größer 1 dBi. So ergibt sich für einen $\lambda/2$ Dipol ein Gewinn von 2,15 dBi senkrecht zur Achse des Dipols. Bild 6.33 zeigt das Antennendiagramm eines fiktiven Kugelstrahlers, eines $\lambda/2$ -Dipols und einer Richtantenne. Letztere bietet zwar als Vorteil die starke Bündelung des gesendeten Signals, jedoch ist eine derartige Richtwirkung nicht für jeden Standort oder jede Anwendung sinnvoll. So kann eine Masterstation, die im Zentrum eines Messnetzes steht und mit einer Richtantenne ausgestattet ist, nur noch mit Stationen kommunizieren, die sich im Funkfeld der Antenne befinden. Weiterer Nachteil ist die Notwendigkeit zu relativ exakter Ausrichtung derartiger Antennen, insbesondere wenn die Öffnungswinkel der Hauptkeulen sehr schmal sind. Diese Nachteile sind aber zu verschmerzen, wenn dafür unter schwierigen Bedingungen überhaupt eine Funkverbindung realisierbar wird.

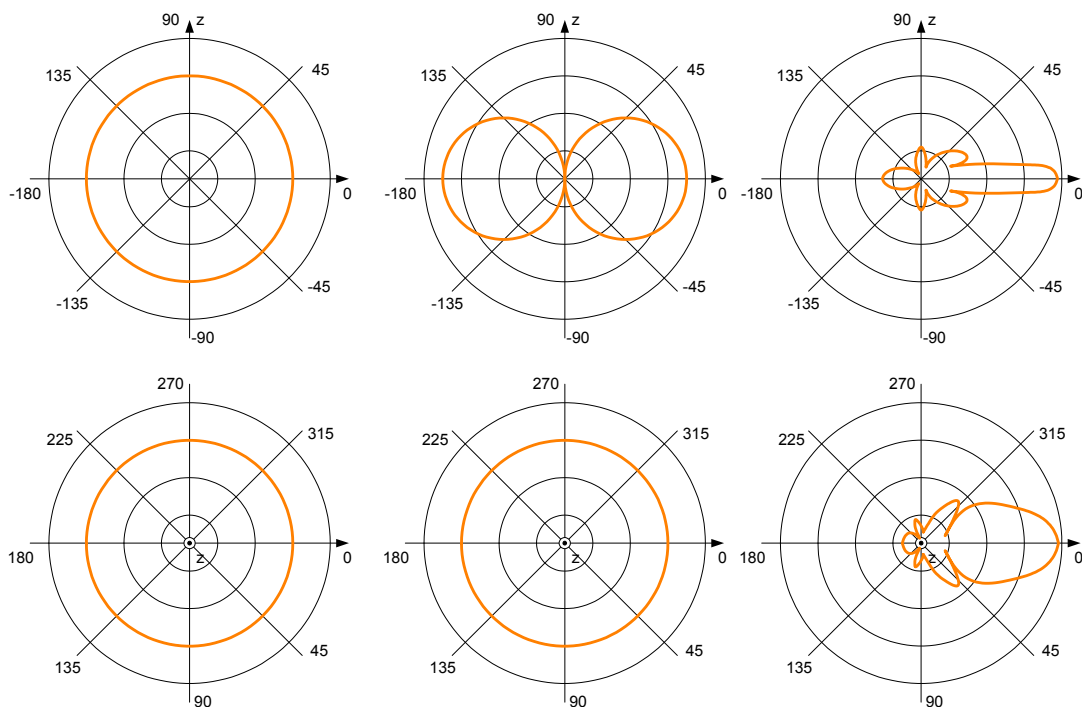


Bild 6.33: Antennendiagramme (Isotropstrahler, Dipol, Richtantenne), oben vertikal, unten horizontal

Statt der Angabe des Antennengewinns in dBi wird teilweise auch die Bezeichnung dBd verwendet, also relativ zum Dipol. Wird bei einer Antenne als Gewinn nur dB angegeben, so ist die Angabe unvollständig. Im Zweifelsfall sollte man davon ausgehen, dass der Gewinn wohl auf den Isotropstrahler bezogen ist, da hier der Betrag des Gewinns höher ausfällt als beim Dipol.

Der gesamte HF-Übertragungsweg eines Funkfeldes beginnt am Ausgang der Sendestufe und endet am Eingang des Empfängers. Er setzt sich zusammen aus:

- Dämpfung Antennenzuleitungen (inkl. Steckern, Blitzschutz, etc.)
- Antennengewinn
- Freiraumdämpfung
- Dämpfung durch Hindernisse in 1. Fresnel-Zone

Der schematische Aufbau des Funkfeldes nebst Dämpfungen bzw. Gewinnen ist in 6.34 dargestellt. Die Berechnung kann nach Tabelle 6.14 erfolgen, wo auch für den konkret eingesetzten Empfänger MicroHard Spectra 910 eine beispielhafte Ermittlung der Empfangsleistung für eine Strecke mit 10 km Länge durchgeführt wurde (Antennenhöhe je 8 m). Bei der Gesamtsendeleistung wird in der Tabelle der Wert auf EIRP (Effective Isotropically Radiated Power) bezogen, d.h. auf den Isotropstrahler. Daneben ist auch noch der Bezug auf ERP (Effective Radiated Power) gebräuchlich, also auf einen Dipol. Beide Werte beziehen sich auf die Sendeleistung, die von der Antenne abgegeben werden darf. Sind diese Werte in Regularien beschränkt, so darf z.B. bei 20 dBm ERP insgesamt mit mehr Leistung gesendet werden, als mit 20 dBm EIRP. Liefert eine Sendestufe nicht diese Ausgangsleistung, kann in beiden Fällen durch eine Richtantenne die vorhandene Leistung bis zur erlaubten Strahlungsleistung angehoben werden. Vorteil dabei ist, dass umgekehrt auch empfangsseitig ein Gewinn durch die Antenne erzielt wird.

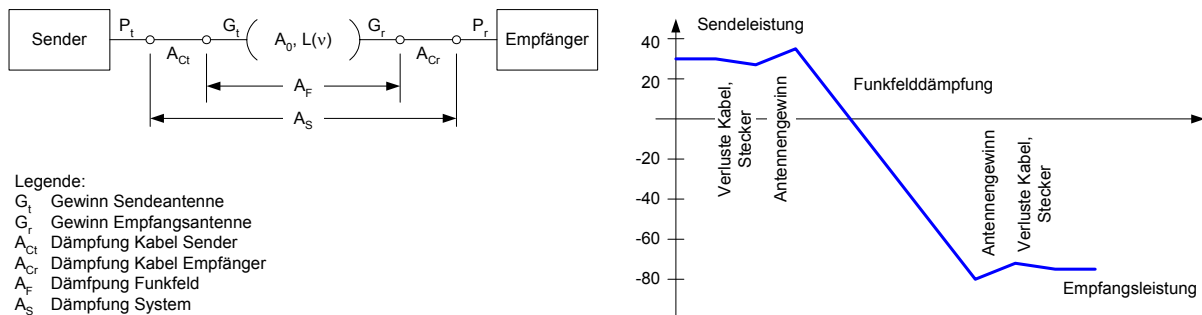


Bild 6.34: Aufteilung Funkfeld und Dämpfungsverlauf

In der Praxis bestätigt sich diese Rechnung, denn der RSSI des Modems (vgl. 6.11.9) lag bei Tests über eine ähnlich ausgelegte Strecke bei ca. -80 dBm, was etwa 25 dB oberhalb der Empfängerempfindlichkeit liegt.

Der Empfangspegel aus obiger Tabelle gibt an, welche Leistung unter Berücksichtigung aller Gewinne/Verluste über die gesamte Funkstrecke am Empfängereingang noch zur Verfügung steht. Dieser Leistungswert ist zunächst wenig aussagekräftig, sagt er doch nichts darüber, ob die Datenübertragung unter Einbeziehung von Modulationsverfahren, Datenrate und etwaiger Nutzung von Fehlerkorrekturmaßnahmen störungsfrei funktionieren wird. Zur Klärung dieser Frage muss zunächst der Träger-Rausch-Abstand bestimmt werden.

Tabelle 6.14: Funkfeldberechnung (nach Townsend, 1988)

	Einheit		MicroHard Spectra 910	
Sendeleistung	dBm		30,00	1 W
+ Gewinn Verstärker	dB		0,00	
– Dämpfung Kabel	dB		2,90	Aircell 5, 10 m
– Dämpfung Stecker, Blitzschutz	dB		1,00	2x Stecker, Blitzschutz
+ Gewinn Sendeantenne	dBd		8,15	6 dBd
= Gesamtsendeleistung (EIRP)	dBm		34,25	
– Freiraumdämpfung	dB		111,83	10 km, 926 MHz
– Dämpfung durch Hindernisse	dB		4,38	aus (6.26)
+ Gewinn Empfangsantenne	dBd		8,15	6 dBd
– Dämpfung Stecker, Blitzschutz	dB		1,00	2x Stecker, Blitzschutz
– Dämpfung Kabel	dB		2,90	Aircell 5, 10 m
+ Gewinn Verstärker	dB		0,00	
= Empfangspegel	dBm		-77,71	

Für einen idealen Empfänger bei 0 K (absoluter Nullpunkt) kann der Pegel des thermischen Rauschens bestimmt werden zu (z.B. Freeman, 1999)

$$P_n = k = -228,6 \text{ [dBW/Hz]} = -198,6 \text{ [dBm/Hz]} \quad (6.29)$$

mit: k Boltzmannkonstante ($1,3806 \cdot 10^{-23}$ [Ws/K])

Für Temperaturen > 0 K hat dieser ideale Empfänger ein thermisches Rauschen von

$$P_n = -198,6 + 10 \log_{10}(T) \text{ [dBm/Hz]} \quad (6.30)$$

mit: T Temperatur des Empfängers [K]

Bei Raumtemperatur (290 K) liegt der Wert bei

$$P_n = -174 \text{ [dBm/Hz]} \quad (6.31)$$

Für einen realen Empfänger addiert sich dazu noch die Rauschzahl sowie ein auf die Bandbreite bezogener Rauschanteil

$$P_n = -174 \text{ dBm/Hz} + NF + 10 \log_{10}(B) \text{ [dBm]} \quad (6.32)$$

mit: NF Rauschzahl des Empfängers [dB]
 B Bandbreite [Hz]

Die Rauschzahl des Empfängers ist häufig nicht exakt bekannt, kann aber mit 4 – 8 dB angesetzt werden. Die Bandbreite des Empfängers aus Tabelle 6.14 beträgt 200 kHz, somit kann das thermische Rauschen abgeschätzt werden zu

$$\begin{aligned} P_n &= -174\text{dBm/Hz} + 8\text{dB} + 10\log_{10}(2 \cdot 10^5) \\ &= -112,99 [\text{dBm}] \end{aligned} \quad (6.33)$$

Ausweislich der Angaben im Datenblatt bietet unser Empfänger eine Sensitivität von -105 dBm, so dass hier offenbar noch einige dB Sicherheitsreserve vorhanden ist.

Weiter kann man die spektrale Rauschleistungsdichte des Empfängers ermitteln zu

$$N_0 = -174\text{dBm/Hz} + NF [\text{dBm/Hz}] \quad (6.34)$$

Daraus ergibt sich der Träger-Rausch-Abstand (bandbreitennormiert auf 1 Hz)

$$\frac{C}{N_0} = P_r - N_0 [\text{dBHz}] \quad (6.35)$$

mit: C Signalleistungsdichte [dBm]
 P_r Empfangsleistung [dBm]

und für den MicroHard-Empfänger der konkrete Wert von 88,29 dBHz unter den Annahmen aus Tabelle 6.14.

Die Umrechnung in das bandbreitenabhängige Träger-Rausch-Verhältnis erfolgt im Übrigen mit

$$\frac{C}{N} = \frac{C}{N_0} \cdot \frac{1}{B} = \frac{C}{N_0} - 10\log_{10}(B) [\text{dB}] \quad (6.36)$$

Anschließend kann mit Hilfe von Formel (6.43), die weiter unten noch erläutert wird, auf das von Bandbreite und Bitrate abhängige verfügbare Bitenergie-/Rauschleistungsverhältnis E_b/N_0 geschlossen werden:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} + 10\log_{10}(B) - 10\log_{10}(f_b) = \frac{C}{N_0} - 10\log_{10}(f_b) [\text{dBHz}] \quad (6.37)$$

Das Bitenergie-/Rauschleistungsverhältnis des MicroHard-Empfängers weist hier einen Wert von 42,45 dBHz bei einer Bitrate von 38400 bps auf, für eine Bitrate von 128 kbps verschlechtert sich der Wert auf 37,22 dBHz.

Unter Berücksichtigung des vom Funkmodem eingesetzten Modulationsverfahrens ist es abschließend möglich zu bestimmen, ob und welche Reserven der Funkkanal bietet, um Störungen auszugleichen. Üblicherweise sollte hierfür eine Bitfehlerrate von 10^{-7} angenommen werden. Steigt sie weiter an, degradiert die Nettodatenrate auf dem Funkkanal mehr und mehr, bis schließlich bei etwa 10^{-3} von einem Versagen des Kanals ausgegangen werden kann.

Wird – wie beim MicroHard Funkmodem – als Modulationsverfahren GFSK eingesetzt, liegt das Bitenergie-/Rauschleistungsverhältnis bei einer Bitfehlerrate von 10^{-7} bei ca. 15 dBHz. Dieses E_b/N_0 ist mindestens notwendig, um den Kanal mit einer BER von 10^{-7} zu betreiben. Damit bleibt bei einer Bitrate von 38400 bps eine Schwundreserve von 27,45 dB. Bei höheren Bitraten reduziert sich diese Reserve.

6.11.7 HF-Signalwege

Eine kritische Teilkomponente beim Aufbau von Systemen, die HF-Signale abstrahlen oder empfangen ist das jeweils zum Einsatz kommende Antennenkabel, das Empfangs-/Sendeteil und Antenne miteinander verbindet, die verwendeten Anschlüsse (Stecker, Buchsen) und der Umgang damit.

Der Wellenwiderstand eines Koaxial-Kabels ergibt sich zu

$$Z_W = \frac{Z_F}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) = \frac{Z_{F0}}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (6.38)$$

mit:	Z_F	Feldwellenwiderstand [Ω]
	Z_{F0}	Feldwellenwiderstand im freien Raum (vgl. (4.23))
	ϵ_r	relative Permittivität (relative Dielektrizitätskonstante)
	μ_r	relative Permeabilitätskonstante
	a	Radius des Innenleiters
	b	Radius des Außenleiters

Das Dielektrikum eines Wellenleiters (in diesem Fall Koax-Kabel) ist nichtmagnetisch ($\mu_r = 1$), so dass sich (6.38) vereinfachen lässt zu:

$$Z_W = \frac{Z_{F0}}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (6.39)$$

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer Welle im Medium ist

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (6.40)$$

mit:	$\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r$	Permittivität (Dielektrizitätskonstante) [Fm^{-1}]
	$\mu = \mu_0\mu_r$	Permeabilitätskonstante [Hm^{-1}]

Statt der Ausbreitungsgeschwindigkeit findet sich in Datenblättern häufig die Angabe des Verkürzungsfaktors. Dieser Wert bezeichnet die relative Geschwindigkeit einer elektromagnetischen Welle in einem Leiter im Vergleich zum Vakuum und ist definiert zu

$$V_k = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (6.41)$$

Im Vakuum beträgt die relative Permittivität 1,0, in Luft liegt sie bei 1,00059, typische Dielektrika haben höhere Werte (z.B. Polyethylen 2,4). Sehr gute Koaxialkabel verwenden als Dielektrikum keinen festen Kunststoff, sondern entweder spezielle Gemische mit einem hohen Luftanteil oder zwei über Stege verbundene Kunststoffzylinder, deren Zwischenräume mit Luft gefüllt sind.

Mit Hilfe dieser Zusammenhänge können die Kabeleigenschaften bei bekannten Daten von Leiterdurchmesser und Dielektrikum ermittelt werden. Eine Zusammenstellung einer Reihe von häufig verwendeten Kabeltypen findet sich in Anhang A.3.1. Dort sind auch die

Werte für die Dämpfung bei typischen Frequenzen angegeben, wie sie für die Funkübertragung und GNSS-Signale genutzt werden. Für die Anwendung ist dieses Maß von entscheidender Bedeutung, es sollte – insbesondere für längere Kabelstrecken – ein möglichst dämpfungsarmes Kabel gewählt werden. Hat man keine exakten Kabeldaten zur Hand, kann man sich näherungsweise über den Zusammenhang behelfen, je größer der Außendurchmesser des Kabels, desto geringer seine Dämpfung.

Neben den Koaxialleiter als signalführende Komponente treten bei den Übergangspunkten zu Antennen oder Funksystemen Steckverbinder, sofern das Koax-Kabel nicht fest mit dem Gerät verbunden ist. Steckverbinder lassen sich in Stecker (male) und Buchsen/Kupplungen (female) unterteilen, die männliche Ausführung trägt einen Stift im Zentrum, der in eine zylinderförmige Aufnahme auf Seiten der Buchse eingesteckt wird. Üblicherweise umschließt beim Steckkontakt der äußere Zylinder des männlichen Steckers die äußere Hülle der weiblichen Buchse. Die gleiche Unterscheidung trifft man auch für Steckverbinder mit mehr als einem signalführenden Leiter (z.B. Schnittstellenkabel).

Koaxial-Steckverbinder weisen ähnlich den Koaxial-Kabeln ein vom Wellenwiderstand abhängiges Verhältnis zwischen Durchmesser von Innen- und Außenleiter auf. Es gibt sie in den verschiedensten Ausführungen und Größen, was sich zum einen auf Robustheit, zum anderen auf Handhabbarkeit und Eignung für unterschiedliche Frequenzbereiche und Kabeltypen auswirkt. Häufig eingesetzt werden – sowohl bei GNSS-Receivern als auch bei Funksystemen – Steckverbinder der Typen N, TNC (Threaded Neill Concelman; ähnlich BNC, nur mit Gewinde statt Bajonett), SMA, SMB (in absteigender Größe). Abweichend von der oben genannten Konvention zur Unterscheidung von männlichen und weiblichen Steckverbindern gibt es auch Varianten, bei denen die Innenteile von Stecker und Buchse vertauscht sind (z.B. RP-TNC, Reverse Polarity Threaded Neill Concelman).

Will man für eine Anwendung eigene Kabel konfektionieren, so ist zum einen darauf zu achten, für das jeweilige Kabel geeignete Verbinder auszuwählen, zum anderen aber auch darauf, dass diese Verbinder zu den Endgeräten passen (man also möglichst keine Adapter mehr benötigt) und die Verbinder mechanisch stabil mit den Geräten verbunden werden können, am besten bereits Schutz gegen Witterungseinflüsse aufweisen und durch eventuelle Kabeldurchführungen passen. An dieser Stelle ist nicht der Durchmesser des Kabels entscheidend, sondern der des Steckers.

Ist eine individuelle Montage von Kabeln nicht gewünscht oder durchführbar, benötigt man aber dennoch eine Anpassung an Geräte mit anderen Steckertypen, so kann man sich mit Adaptern behelfen, die für eine Reihe von Steckertypen erhältlich sind. Es ist allerdings davon abzuraten, diese Adapter exzessiv einzusetzen, da jedes zusätzliche Bauteil auf der HF-Leitung neue Reflexionen und zusätzliche Dämpfung einbringt, zu mechanischen Instabilitäten führen kann und somit nur für Tests aber nicht für Festinstallationen empfehlenswert ist.

Abschließend soll noch kurz auf einige wichtige Fallstricke hingewiesen und Verwendungsempfehlungen gegeben werden:

- Die Kabellänge zwischen Antenne und GNSS-Receiver sollte möglichst kurz ausgelegt werden, um eine maximale Empfangsfeldstärke am Empfänger zu garantieren.
- Auch bei Funksystemen sollte das Antennenkabel nicht beliebig lang sein, sonst werden evtl. Verstärker notwendig.
- Grundsätzlich sollte das Datenkabel zwischen Funksystem und Computer verlängert werden, wenn dafür das Antennenkabel verkürzt werden kann.

- Insbesondere HF-Kabel dürfen nicht beliebig geknickt werden, der Biegeradius ist zu beachten. Knicke oder Druckstellen führen zur Beschädigung des Dielektrikums und damit zur Erhöhung der Dämpfung.
- Kabel müssen dem Wellenwiderstand der Endgeräte entsprechen. Werden Kabel mit falschem Wellenwiderstand verwendet, so treten beim Kabelübergang Impedanzwechsel auf, die zu einer Reflexion des Sendesignals führen. Ein zum Sender zurückgeleitetes Signal kann im ungünstigsten Fall zu einer Beschädigung oder Zerstörung der Sendestufe führen.
- Kabel müssen für die zu übertragende Frequenz möglichst geringe Dämpfung aufweisen.
- Das Kabel sollte so gewählt werden, dass zum Endgerät passende Stecker verfügbar sind, um Zwischenstecker/Adapter und damit höhere Dämpfung zu vermeiden.
- Stecker müssen zum Kabel passen. Möglichst geringe Zahl Stecker oder Adapter verwenden, da diese eine Dämpfung von bis zu 0,5 dB pro Übergang aufweisen.
- Bei der Konfektionierung von Kabeln muss äußerst sorgfältig gearbeitet werden, da sonst höhere Dämpfung oder Störungen der Signalübertragung zu erwarten sind.
- Treten bei der Datenübertragung Fehler auf (z.B. längere Übertragungszeiten, geringeres C/N_0 als erwartet), sollten immer zuerst die beteiligten Kabel überprüft werden. Nicht selten liegen Schäden am Kabel oder an den Übergängen vor. Feuchtigkeit kann am Stecker in das Kabel eingedrungen sein und zu einem Kurzschluß geführt haben, Stecker haben sich gelockert oder wurden nicht fehlerfrei verarbeitet.

6.11.8 Lokale Funknetze (WLAN, Bluetooth, Wireless USB)

Lokale Netzwerke lassen sich nicht nur auf der Basis von Koaxial-, Twistedpair- oder LWL-Kabeln realisieren, seit einigen Jahren ergänzen drahtlose Techniken (WLAN, Bluetooth, Wireless USB) mehr und mehr die drahtgebundenen Schnittstellen. Sie stellen aber für den hier betrachteten Einsatzzweck keine echte Alternative dar, da zumindest für die Stromversorgung des Empfängers Kabel benötigt werden und somit der Einsatz eines weiteren Kabels zur Übertragung der Messwerte des GNSS-Empfängers keinen großen Zusatzaufwand darstellt. Für vollständig autonome Stationen, die auch über eine lokale Stromversorgung (z.B. Solarzellen) verfügen, gilt diese Einschränkung nicht.

Die Reichweite der genannten Funksysteme ist relativ gering, so dass im Vergleich zur Nutzung von Kabeln deutlich höhere Anschaffungskosten anfallen können. Allerdings bieten zumindest WLAN und Bluetooth die Option, die Reichweite mit Hilfe von Repeatern, Boostern oder Richtantennen deutlich zu steigern. In der Literatur wurde für WLAN von Streckenlängen bis zu einigen hundert Kilometern berichtet.

Nahbereichsfunksysteme haben vor allem dort ihre Berechtigung, wo eine adäquate Verlegung von Kabeln nicht oder nur schwer möglich ist, Kabeltrassen schlecht geschützt werden können (z.B. in felsigem Gelände), kein dauerhafter Einsatz vorgesehen (geringerer Aufwand für Montage/Demontage) oder mit Vandalismus zu rechnen ist.

Beachtet werden sollte aber, dass es hier – wie bei anderen Funksystemen auch – zu Störungen auf der Funkstrecke kommen kann, wodurch Reichweite und Datendurchsatz reduziert sein können.

6.11.9 Private terrestrische Funkstrecken

Der Einsatz einer unter eigener Regie betriebenen terrestrischen Funkstrecke³⁵ bringt unter Umständen zusätzlichen Aufwand auf der Softwareseite mit sich. Dies trifft zumindest für den Fall zu, dass mehrere Monitorstationen Daten an die Masterstation liefern sollen oder neben dem GNSS-Receiver zusätzliche Sensoren mit angebunden werden. Ersteres bedingt eine intelligente gemeinsame Nutzung der Funkstrecke, letzteres die Kombination unterschiedlicher Rohdatenströme. Stehen jedoch mehrere parallel betriebene Funkstrecken zur Verfügung oder existiert nur eine einzige Monitorstation und ist lediglich die Weiterleitung der GNSS-Daten zur Masterstation geplant, so bringen heute bereits einige GNSS-Receiver integrierte Funkmodems zum Datentransfer mit. Der Einsatz eines separaten Rechners an den Monitorstationen kann dann eingespart werden.

6.11.9.1 Topologie und Datenzugriffsverfahren

Auf der Funkstrecke unterscheidet man zwischen unidirektionalem und bidirektionalem Betrieb. Neben dem Begriff „unidirektional“ ist auch noch die Bezeichnung „simplex“ gebräuchlich und beschreibt die technische Implementierung einer Übertragungsstrecke, bei der auf der einen Seite ein Sender, auf der anderen Seite ein Empfänger sitzt (Beispiel: Rundfunk). Bei bidirektionalen Verbindungen kann jede Seite sowohl senden als auch empfangen. Hier unterscheidet man dagegen, ob der Datentransfer „halb-duplex“ oder „voll-duplex“ möglich ist. Ersteres nutzt einen gemeinsamen Übertragungskanal, beide beteiligten Endpunkte können jedoch nacheinander (also zeitversetzt) senden und empfangen. Letzteres verfügt über zwei unabhängig nutzbare Kanäle, auf denen gleichzeitig Daten übertragen werden können.

Bei unidirektionalen Funkstrecken sendet eine Monitorstation Daten an die Masterstation, erhält jedoch keinerlei Feedback, ob die Übertragung fehlerfrei war. Daten werden also blind ausgesendet in Erwartung eines störungsfreien Datentransfers. Neben diesem Nachteil ist bei schmalbandigen Funksystemen mit nur einer Trägerfrequenz zusätzlich noch der Zwang gegeben, die Sendezeitpunkte mehrerer Monitorstationen zu synchronisieren. Dies erfolgt idealerweise über eine gemeinsame Zeitbasis, die entweder an die Systemzeit eines GNSS gekoppelt wird oder über ein zentrales Zeitsignal (z.B. DCF77) auf dem jeweiligen lokalen Rechner vorhanden sein kann. Die Zuweisung, wann welche Station Daten senden darf, muss bereits bei der Installation des Systems festgelegt werden. Eine Umprogrammierung zur Laufzeit ist dann nur noch durch Eingriff an den jeweiligen Stationen vor Ort möglich.

Stehen mehrere Nutzkanäle zur Verfügung, wie dies z.B. bei Nutzung eines Spread-Spectrum Funksystems oder mehrerer parallel betriebener schmalbandiger Frequenzen der Fall sein kann, so kann auf diesen Synchronisationsaufwand verzichtet werden. Weiterer Nachteil einer unidirektionalen Funkverbindung ist die fehlende Möglichkeit zur Fernwartung der entfernten Messstationen, allerdings kann unter Umständen mit geringeren Kosten bei der Beschaffung der Komponenten gerechnet werden. Ob sich dies jedoch im Hinblick auf die bereits erwähnten Nachteile als akzeptabel erweist, dürfte für den Einzelfall zu prüfen sein. Aus eigener Praxis erscheint dies zumindest zweifelhaft. Als Randbemerkung sei hier noch darauf hingewiesen, dass alle in Tabelle 6.11 gelisteten Übertragungsverfahren bidirektional arbeiten, lediglich für unter eigener Regie betriebene Funkstrecken muss diese Fallunterscheidung getroffen werden.

Vor dem Aufbau einer eigenen Funkverbindung ist zunächst die Frage zu klären, in welchem Szenario sie eingesetzt werden soll. Grundsätzlich kann man eine Unterscheidung

³⁵ Als Funkstrecke ist dabei die Strecke zwischen zwei Stationen definiert, die Daten untereinander austauschen

treffen zwischen einer Verbindung zweier einzelner Funkstationen (PTP, point to point) und der Einbindung einer Reihe von Stationen. Auch diese können theoretisch mit einzelnen PTP-Strecken miteinander verbunden werden, für jede Strecke wäre dann aber ein dediziertes Paar Funkmodems erforderlich, was nicht nur aus Kostengründen unsinnig ist, sondern auch zusätzliche Schnittstellen an den jeweils anzuschließenden Rechnern erfordert. Die bessere Lösung ist sicherlich, die betreffenden Stationen als Teil eines Netzwerks zu sehen und in geeigneter Weise miteinander zu verbinden. Im Falle einer Masterstation und mehrerer Monitorstationen findet die Kommunikation jeweils zwischen Master und einem der Monitore statt, es handelt sich also um eine Sterntopologie oder auch Punkt zu Mehrpunkt Konfiguration (PTMP, point to multipoint). Darüber hinaus können Repeater zur Reichweitensteigerung eingesetzt werden. Monitorstationen können nicht nur als Endpunkte auftreten, sondern auch die Aufgabe eines Repeaters übernehmen. Die Kommunikation findet auch in diesem Fall wieder zwischen dem Master und den Monitoren statt. Geht man noch einen Schritt weiter und lässt auch Verbindungen zwischen den Monitorstationen untereinander zu, dann entsteht ein mehr oder weniger vermaschtes Netz, das man auch als Mesh bezeichnet. Bild 6.35 zeigt die verschiedenen Topologien.

In einem PTMP-Verbund teilen sich alle beteiligten Stationen das Funknetzwerk. Es kommt damit zu unterschiedlich langen, aber geringen Latenzzeiten, bis alle Stationen ihre Daten an den Master übermitteln konnten, da die Übertragung sequenziell erfolgt. Sind diese Latenzen nicht akzeptabel, müsste für jede Monitorstation eine eigene PTP-Verbindung realisiert werden, die jedoch jeweils einen eigenen Kanal für die Übertragung der Messdaten benötigt. Hierzu kann entweder je eine eigene Frequenz genutzt werden (FDMA bei schmalbandigem UHF/VHF-Funk) oder die Funkstrecken werden durch die Nutzung eines eigenen Codes separiert, wie dies beispielsweise auch GPS für die Unterscheidung der Satelliten nutzt (CDMA bei Spread Spectrum Funkmodems).

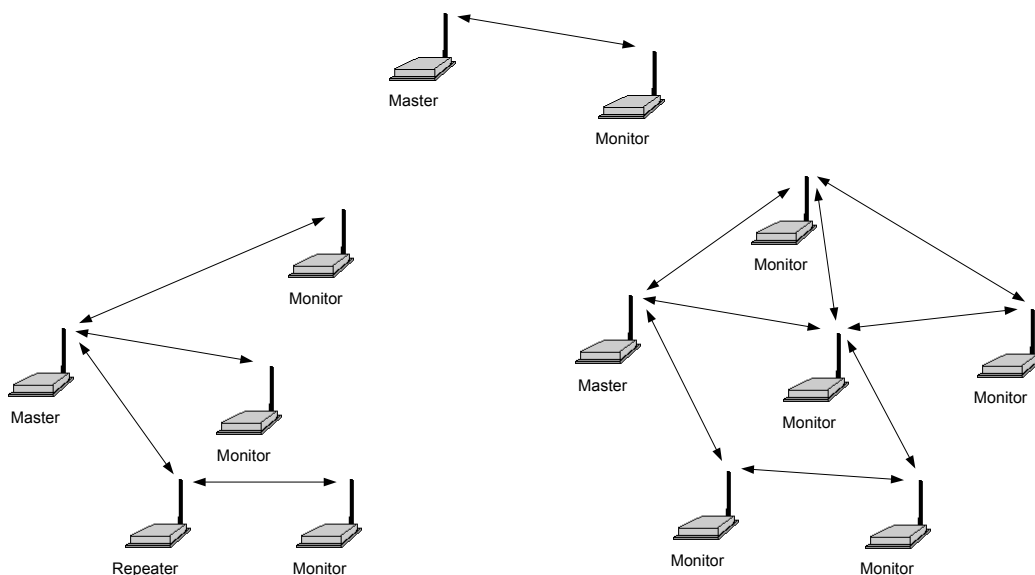


Bild 6.35: Topologien von Funkstrecken (oben: PTP; unten: PTMP, Mesh)

Sobald eine Funkstrecke bidirektional betrieben wird, gibt es nicht mehr den Zwang, die Sendezeitpunkte der jeweiligen Stationen im Vorfeld festzulegen. Im Prinzip kann jede Station zu einem beliebigen Zeitpunkt ihre Daten aussenden, denn die Masterstation kann den erfolgreichen Empfang eines Datensatzes rückbestätigen.

Ein ähnliches Verfahren wurde in den 1970er Jahren auf Hawaii entwickelt, um die Außenstationen der dortigen Universität über Funk miteinander zu verbinden (Abramson, 1985). Über das sog. ALOHA-Protokoll wurden die auf verschiedenen Inseln stehenden

Computer über eine bidirektionale Funkschnittstelle an den Zentralrechner angebunden. Es handelt sich dabei um eine typische PTMP-Topologie, der Zentralrechner ist Master, die übrigen Systeme Slaves. Der Sendebetrieb in Richtung Master wurde über eine gemeinsame Frequenz abgewickelt, der Rückkanal zu den Slaves lief über eine zweite Frequenz. So wurde sichergestellt, dass Antworten vom Master nicht zu Kollisionen mit den Datenpaketen der Slaves führen und das System blockieren konnten.

Grundlegende Überlegung beim ALOHA-Protokoll ist der unsynchronisierte Zugriff auf den Sendekanal durch die Slaves. Liegen dort Daten zum Transfer bereit, werden sie sofort gesendet. Über den Rückkanal erfolgt die Bestätigung des erfolgreichen Empfangs. Kommt es zu einer Kollision zweier gleichzeitig sendender Stationen, wird die Übertragung des Pakets zu einem per Zufallsgenerator ermittelten späteren Zeitpunkt wiederholt. Eine Garantie für die Versendung von Daten innerhalb eines bestimmten Zeitraums gibt es nicht. Da die Sendezeitpunkte der Slaves abhängig von vorliegenden Daten sind, sollte kein Zugriffsverfahren wie TDMA eingesetzt werden. Es kann nämlich der Fall eintreten, dass eine Station über einen längeren Zeitpunkt überhaupt nicht senden will, eine andere Station aber eine große Datenmenge übertragen möchte. Mit TDMA würde die nicht sendende Station die Hälfte der Kanalkapazität blockieren.

Das ALOHA-Protokoll ist Ausgangspunkt für Entwicklungen wie das heutige Ethernet für drahtgebundene Übertragung, aber auch für Packet Radio bzw. AX.25, wie sie für den Amateurfunk genutzt werden. GPRS und WLAN sind Weiterentwicklungen der beiden letztgenannten Protokolle. Bei all diesen Protokollen liegt das Hauptziel darin, in einem Netz mit mehreren Nutzern den Datenkanal maximal auszunutzen unter der Voraussetzung, dass die Nutzer nicht gleichzeitig die gleichen Datenmengen übertragen wollen, sondern stoßweise (burst) Daten ins Netz schicken.

Sind derartige Protokolle auch für die Übertragung von Messdaten geeignet, die regelmäßig und gleichförmig anfallen? Dabei ist zweierlei zu bedenken. Zum einen werden Messdaten häufig in festen Intervallen generiert – bei Überwachungssensoren und auch GNSS-Messungen ist das der Fall –, zum anderen sind die Messzeitpunkte häufig identisch. Dies bedeutet, dass die Daten gleichzeitig auf den Funkkanal gegeben werden und es zwangsläufig zu Kollisionen kommt. Eine Neuübertragung der Daten wird notwendig, die Effizienz des Kanals sinkt.

Diese Problematik hat man in abgewandelter Form auch bei ALOHA festgestellt, so dass die Leistungsfähigkeit später durch Hinzunahme einer TDMA-Komponente verbessert wurde. Dieses Slotted-ALOHA genannte Protokoll erlaubt den Sendebeginn nur noch zu vordefinierten Zeitpunkten, so dass sich der Durchsatz des Kanals auf ca. 37% seiner Bandbreite im Vergleich zum einfachen ALOHA erhöhen ließ, was immerhin einer Verdoppelung gleichkommt. Noch bessere Resultate lassen sich erzielen, wenn der Kanal vor dem Senden auf Verfügbarkeit geprüft wird, eine Sendung also nicht mehr willkürlich startet. Derartige Verfahren werden auch bei Ethernet eingesetzt und als CSMA (Carrier Sense Multiple Access) bezeichnet. Zur Übersicht verschiedener Kanalzugriffsverfahren vgl. auch Bild 6.36.

Für den Anwendungsfall der Messdatenübertragung stellt dieses Ergebnis jedoch keine befriedigende Lösung dar, zumal hier mit einfachen Mitteln die Möglichkeit besteht, eine wesentlich bessere Performance und ein deterministisches Verhalten zu erreichen. Wie bereits erwähnt ist der Datenstrom von den Monitorstationen zum Master gleichmäßig und kontinuierlich, Schwankungen gibt es lediglich durch die jeweilige Anzahl sichtbarer Satelliten, die wiederum an allen Stationen vergleichbar sein sollte. Weiter ist die Zahl der Stationen, die Daten an den Master übertragen sollen, bereits bei der Installation bekannt und ändert sich in der Regel während des Betriebs nicht. In der Summe führt dies zum Ergebnis, dass ein TDMA-Verfahren die beste Nutzung der verfügbaren Bandbreite bietet.

Bei der Auslegung des Funkkanals legt man zunächst fest, welche maximale Datenmenge pro Zeitschlitz (time slot) übertragen werden soll. Im Falle von GNSS orientiert man sich an der pro Epoche anfallenden Datenmenge, die wiederum von der Anzahl sichtbarer Satelliten abhängig ist, und der eingestellten Updaterate. Aus diesen Parametern lässt sich die Länge eines Zeitschlitzes berechnen, die pro Station erforderlich ist. Der Zeitbedarf pro Zeitschlitz hängt im Wesentlichen von der möglichen Datenrate auf der HF-Strecke ab und legt gleichzeitig die maximal mögliche Zahl Zeitschlitz pro Sekunde fest. Beachtet werden muss dabei noch, dass zwischen zwei Slots jeweils eine Schutzzeit (Guard Time) vorzusehen ist, die Signallaufzeitunterschiede und Synchronisationsfehler und damit Interferenzen der Signale vermeiden hilft. Zu den für den Datentransfer in Richtung Master erforderlichen Zeitschlitz kommen evtl. noch weitere für die Rückkanäle. Die dafür erforderliche Anzahl hängt wiederum vom genutzten Kommunikationsprotokoll ab.

Die Synchronisation der Sendezeitpunkte kann entweder durch einen Zeitgeber an jeder Station vorgenommen werden, oder die Masterstation dient als Steuerungsinstrument und gibt den Monitorstationen vor, wann diese Daten senden dürfen. Dazu schickt sie jedes Mal eine Aufforderung an die betreffende Station. Ersteres funktioniert im PTMP-Betrieb nur, wenn wie bei simplex-Strecken die Sendezeitpunkte aller Stationen bereits im Vorfeld festgelegt werden. Letzteres funktioniert in beiden Topologien, hat aber wiederum den Nachteil, dass unter Umständen unnötig Kapazität auf der Funkstrecke verschwendet wird.

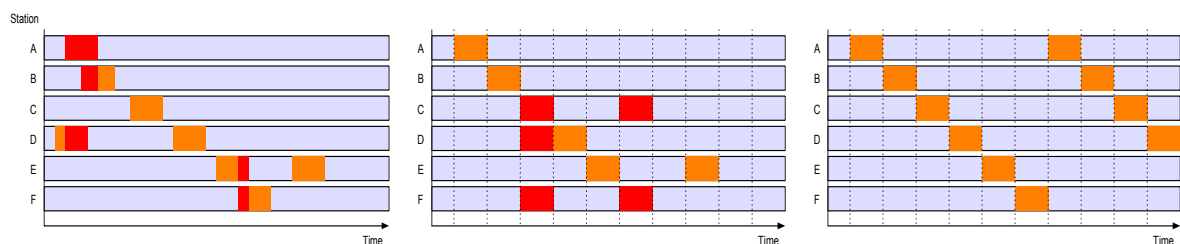


Bild 6.36: Zugriffsverfahren (ALOHA, Slotted-ALOHA, TDMA)
(orange: erfolgreich übertragenes Paket, rot: Kollision)

6.11.9.2 Leistungsfähigkeit eines Funkkanals

Die Latenzen innerhalb eines Funknetzes hängen stark von der eingesetzten Technologie sowie der Länge eines übertragenen Frames bzw. eines Slots bei TDMA ab. Nicht zuletzt spielt auch die Geschwindigkeit auf der Funkschnittstelle eine Rolle, aus der wiederum die Paketlaufzeit (Übertragungsverzögerung) resultiert. Die Laufzeit auf dem Funkweg (Ausbreitungsverzögerung) ist vernachlässigbar, sie liegt lediglich bei ca. $3,3 \cdot 10^{-8}$ Sekunden über einer Strecke von 10 km – gerechnet vom Aussendezeitpunkt des ersten Bits eines Datenpakets bis zum Empfang dieses ersten Bits.

Die Paketlaufzeit für ein Datenpaket mit einer Länge von 1160 bits (vgl. Kapitel 6.11.1) beträgt bei einer Geschwindigkeit von 9,6 kbps auf der Funkstrecke ca. 0,12 s, die Latenz läge also bei 120 ms. Für eine Funkstrecke mit 128 kbps errechnet sich eine Latenz von 9 ms. Zu diesen Latenzen kommen aber ggf. noch Laufzeiten innerhalb der Geräte oder aufgrund von Fragmentierungen eines pro Epoche anfallenden Datenpakets. Das Funknetz sollte also so auf die anfallende Datenmenge angepasst sein, dass ein Paket in möglichst wenige Teile separiert wird oder die Länge eines Slots an dem pro Satellit anfallenden Datenvolumen ausgerichtet ist. Je kürzer ein Slot, desto größer wird auf der anderen Seite aber der Protokolloverhead, was sich wiederum ungünstig auf den Datendurchsatz und die Zahl der betreibbaren Stationen auswirkt. Die Anzahl der in einem PTMP-Netz betriebenen Stationen hat ebenfalls Einfluss auf die Latenz. Wird die verfügbare Bandbreite komplett ausgenutzt und geht man von einer Updaterate von 1 Hz pro Epoche aus, so ergibt sich

zwangsläufig ein Versatz der eintreffenden Daten von wenigen Millisekunden (1. Station) bis zu einer Sekunde (n. Station).

Die theoretische Leistungsfähigkeit eines Übertragungskanals ist definiert durch die Parameter Bandbreite und Signal-Rausch-Verhältnis. Für ausschließlich durch weißes Rauschen gestörte Kanäle kann die maximale Kanalkapazität mit dem Shannon-Hartley-Gesetz ermittelt werden zu

$$C_s = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{C}{N} \right) \quad (6.42)$$

mit: C_s Datenübertragungsrate [*Bit / s*]
 B Bandbreite [Hz]
 C / N Signal-Rausch-Abstand (nicht in dB, sondern arithmetisch)

Es ist leicht ersichtlich, dass für höhere SNRs auch die maximal mögliche Datenrate zunimmt. Modulationsverfahren und Kanalcodierung haben wesentlichen Einfluss auf die Performance eines Kanals und bestimmen letztlich, welche Informationsmenge mit welcher Bitfehlerwahrscheinlichkeit (BEP) übertragen werden kann.

Diese Parameter können bei der Auswahl von Funksystemen hilfreich sein. Wie sich ein Kanal dann im Betrieb verhält, wird durch die Bitfehlerrate (BER) beschrieben. Sie ist eine messtechnische Größe und gibt Auskunft, wie sehr ein realer Kanal durch Störungen beeinflusst ist. Für drahtgebundene Übertragungswege werden heute Bitfehlerraten in der Größenordnung von 10^{-6} (ISDN) – 10^{-10} (LAN) oder besser erwartet (Freeman, 1995). Bei Funkempfängern wird die Sensitivität, also die für den erfolgreichen Empfang eines Signals mindestens erforderliche Signalstärke, bei einer bestimmten Bitfehlerrate (häufig 10^{-3}) angegeben. An diesem Punkt liegt das Signal-Rausch-Verhältnis bei einem für das jeweilige Modulationsverfahren gültigen Wert (vgl. Bild 6.37). Fällt der Pegel unter diese Grenze, nimmt die Bitfehlerrate weiter zu bis der Empfang schließlich unmöglich wird. Die Bitfehlerrate hängt ab von

- Streckenlänge des Funkfeldes (Streckenlänge ↑, BER ↑)
- Signal-Rausch-Verhältnis des empfangenen Signals (SNR ↓, BER ↑)
- Datenrate auf dem Funkkanal (Datenrate ↑, BER ↑)
- Modulationsverfahren (Symbolrate ↑, BER ↑)
- Codierungsverfahren (Codierung ↑, BER ↓)

Im Bild ist für einige Modulationsarten die zu erwartende Bitfehlerrate aufgetragen. Die Abszisse steht mit dem Signal-Rausch-Abstand folgendermaßen in Zusammenhang:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \cdot \frac{B}{f_b} \quad (6.43)$$

mit: E_b Energie pro Bit [W]
 N_0 spektrale Rauschleistungsdichte [W/Hz]
 f_b Bitrate

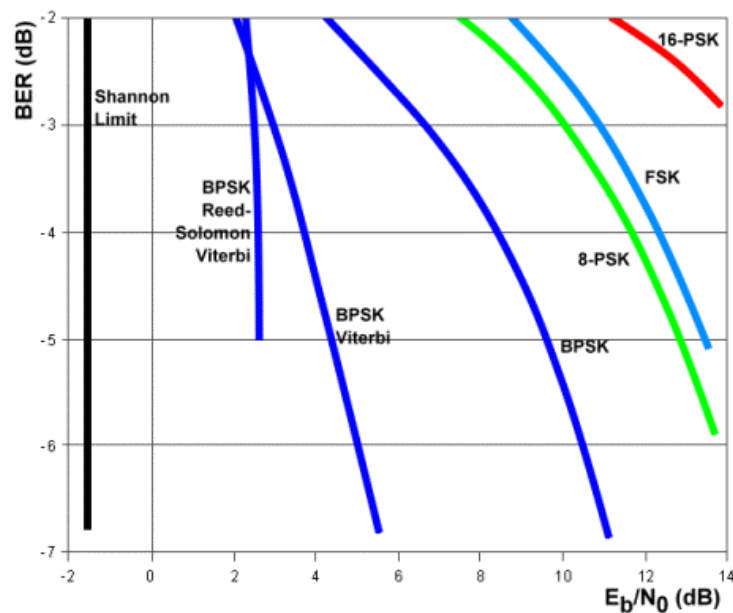


Bild 6.37: Bitfehlerrate für verschiedene Modulationsverfahren
[Quelle: wikipedia.de]

6.11.9.3 Fehlererkennung und -korrektur

Geht man zunächst von einem ungesicherten Datenübertragungskanal aus, so wird man auf einem drahtlosen Medium sehr viel leichter und häufiger mit Störungen konfrontiert, als dies bei drahtgebundenen und mehr oder weniger gut abgeschirmten Strecken der Fall ist. Eine Schirmung gibt es auf einem Funkkanal nicht, es kann jederzeit zu Interferenzen mit anderen Sendern oder sogar mit gar nicht am Funkbetrieb beteiligten Geräten (z.B. Mikrowellenofen) kommen. Derartige Störungen müssen erkannt und wenn möglich eliminiert werden.

Als Fehler können singuläre Bitfehler auftreten, die z.B. aufgrund von Rauschen auf dem Kanal entstehen, aber auch Blockfehler, die meist aus Störungen resultieren und eine große Menge Bits umfassen können.

Bei der Auswahl eines geeigneten Verfahrens steht zunächst die Frage im Vordergrund, ob die übertragenen Daten im Falle eines aufgetretenen Fehlers neu gesendet werden müssen. In einem Echtzeitsystem wird man häufig fehlerhafte Daten verwerfen, anstatt über einen möglicherweise längeren Zeitraum auf die Korrektur zu warten und den Kanal für die aktuellen Daten zu blockieren. Zur Erkennung von Fehlern sollten mindestens CRC-Verfahren oder Hashs eingesetzt werden (vgl. Tabelle 6.15). Anders verhält es sich, wenn die fehlerhaften Daten in jedem Fall benötigt werden und deren Transfer nicht in Echtzeit erwartet wird. Dann kann eine Kombination aus einem fehlererkennenden Verfahren und einem Protokoll zur Bestätigung des erfolgreichen bzw. fehlerhaften Empfangs eingesetzt werden. Hierfür eignet sich beispielsweise ARQ (Automatic Repeat Query), das entweder den fehlerfreien Empfang quittiert (ACK, Acknowledged) oder bei festgestellten Fehlern eine Neuübertragung anfordert (NAK, Not Acknowledged). Die ACK-Variante hat den wesentlichen Nachteil, dass alle empfangenen Pakete bestätigt werden müssen, was aus Kapazitätsgründen unsinnig wäre. Besser ist es, nur defekte Pakete rückzumelden. ARQ ist ein Verfahren zur Rückwärtsfehlerkorrektur, d.h. fehlerhafte Daten werden zunächst erkannt, erst danach erfolgt die Korrektur durch Neuaussendung. Für einen relativ störungsarmen Kanal mag diese Variante zum Einsatz kommen, bei stör anfälligen oder am nachrichtentechnischen Limit betriebenen Kanälen ist die Nutzung einer Vorwärtsfehlerkorrektur (Forward Error Correction, FEC) in jedem Fall vorzuziehen. Hierbei werden den

Nutzdaten Korrekturinformationen hinzugefügt und gemeinsam übertragen. Nachteil ist zwar, dass bereits im Vorfeld eine höhere Datenrate auf dem Kanal benötigt wird, dafür geht man nicht das Risiko ein, im Störfall ein blockierendes System zu riskieren, wie es bei ARQ durch Neuanforderung von Daten eintreten kann.

Durch den Einsatz von FEC kann die Bitfehlerrate beim Empfänger auf Kosten einer höheren Datenrate reduziert werden. Die höhere Datenrate bedingt entweder eine höhere Gesamtbandbreite des Kanals oder eine geringere Anzahl an Teilnehmern. FEC ermöglicht die sicherere Übertragung von Daten entweder bei reduzierter Sendeleistung oder bei verbessertem Signal-Rausch-Verhältnis. Die Netto-Bitrate auf dem Kanal nimmt allerdings codierungsabhängig ab, so dass eine Fehlerkorrektur anwendungsabhängig eingesetzt werden sollte.

Tabelle 6.15: Methoden zur Fehlerkorrektur

	Typ	Leistungsfähigkeit	Länge
Parity, Checksum	Erkennung	Einfache Erkennungsfunktionen, nur Ein-Bit Fehler werden sicher erkannt	1 Bit, 1 Byte
CRC	Erkennung/ Korrektur	Abhängig von Generatorpolynom, für einfache Fehler auch Korrektur möglich	Häufig 32 Bits
Hash	Erkennung	Abhängig von Implementierung, insbes. in der Kryptographie verwendet	Implementierungsabhängig
FEC	Korrektur	Korrekturleistung steigt mit Komplexität des Codes	Steigt mit zunehmender Korrekturfähigkeit

Neben der Bitrate steht der Terminus Symbolrate, der die Anzahl über einen Datenkanal übertragener Symbole angibt. Ein Symbol ist nur für einen binären Code (also 0 oder 1) gleich der Bitrate, für Modulationsverfahren höherer Ordnung können mehrere Bits pro Symbol übertragen werden. Letzten Endes entscheidet das auf dem Kanal verfügbare Signal-Rausch-Verhältnis über die Anzahl möglicher Bits pro Symbol, respektive darüber, welche Codierung einsetzbar ist. Umgekehrt wird für ein gegebenes Codierungs-/Modulationsverfahren ein mindestens verfügbares SNR für störungsfreie Übertragung benötigt.

In diesem Zusammenhang sei auch auf die oft vermischten Begriffe bps und Baud hingewiesen. Bps steht für Bits pro Sekunde, Baud für Symbole pro Sekunde. Nur für den bereits erwähnten binären Kanal (z.B. RS-232 Schnittstelle) sind beide Werte gleich, sobald ein anderes Modulationsverfahren eingesetzt wird, kann die Bitrate höher als die Symbolrate liegen (Anderson, 1999).

6.11.9.4 Implementierung einer Funkstrecke

In einem Netz mit mehreren Stationen, die über einen gemeinsamen Funkkanal miteinander kommunizieren, erhält jede Station eine unikate ID zur Identifikation. Diese ID kann dabei auf der Hardwareseite implementiert sein, d.h. das jeweilige Funkmodem muss die Vergabe von IDs unterstützen. Ist diese Möglichkeit nicht gegeben oder gewünscht, so kann die Unterscheidung auch durch die auf der jeweiligen Station laufende Software erfolgen. Die Funkmodems müssen dann volltransparent arbeiten und entweder keine dedizierte Adressierung der einzelnen Geräte verwenden oder Broadcasting unterstützen. Die Sicherungsschicht ist dann in Software zu realisieren.

Das Funkmodem selbst arbeitet auf der OSI-Schicht 1 (Physical Layer), kann jedoch auch Funktionen der OSI-Schicht 2 (Data Link Layer) umfassen, wenn das Modem Logik zur Implementierung und Adressierung für PTP- oder PTMP-Netze enthält.

Die Möglichkeit zum Einsatz einer eigenen Funkstrecke mag zunächst den Eindruck erwecken, als könne man jede gewünschte Übertragungsvariante auf frei wählbaren Frequenzen und mit unbegrenzter Sendeleistung zur Maximierung der Reichweite einsetzen. Dies ist jedoch verständlicherweise nicht der Fall, da sich durch unreglementierte Nutzung schnell Interferenzen zwischen den einzelnen Anwendungen und Nutzern ergeben würden. Es sei an dieser Stelle auf die Erläuterungen in Kapitel 6.11.6.1 verwiesen.

Weltweit sind eine Reihe von Frequenzbereichen für das sog. ISM-Band (Industrial, Scientific, Medical) freigegeben worden (Tabelle 6.16). Auf diesen Frequenzen können unter den vorgegebenen Rahmenbedingungen Funkanwendungen frei betrieben werden, Genehmigungen sind nicht einzuholen.

Tabelle 6.16: Frequenzen zur Nutzung auf eigenen Funkstrecken
[Quelle: Bundesnetzagentur (2008)]

von [MHz]	bis [MHz]	Band	Max. Sendeleistung	Bemerkung
40,66	40,7	ISM	10 mW	
433,05	434,79	ISM	10 mW ERP	nur Region 1 (Europa, Afrika, etc.)
868	870	SRD	500 mW ERP	nur Region 1 (Europa, Afrika, etc.) Sendeleistung abhängig von Frequenz und Anwendung, teilw. deutlich geringer
902	928	ISM	4 W EIRP	Region 2 (Nord-/Südamerika)
2400	2500	ISM	10 mW EIRP	WLAN max. 100 mW EIRP, lizenzpflichtige Funkdienste bis max. 10W ERP in Amerika bis 4 W EIRP (PTMP), bis 200 W EIRP (PTP)
5725	5875	ISM	25 mW EIRP	lizenzpflichtige Funkdienste bis max. 10W ERP in Amerika bis 200 W EIRP

Leider sind nicht alle für die unlicenzierte Nutzung freigegebenen Frequenzen weltweit vereinheitlicht, so dass es zu Fragmentierungen kommt, die die freie Wahl von Funksystemen einschränkt. Als Beispiel sei hier das in den USA häufig – auch für die Verbreitung von GPS-Daten – eingesetzte Frequenzband zwischen 902 und 928 MHz genannt, welches in Ländern, die GSM-Technologie für ihre Mobilfunknetze einsetzen, nicht freigegeben ist. Hier können allenfalls mit einer Ausnahmegenehmigung Funkmodems eingesetzt werden, die für wissenschaftliche Anwendungen möglicherweise erhältlich sein wird.

Neben den lizenzfreien ISM-Frequenzbändern sind regional weitere Frequenzen für Datenanwendungen verfügbar, die zum großen Teil lizenzpflichtig sind, allerdings auch deutlich höhere Sendeleistungen erlauben und damit für den Datentransfer über größere Strecken weit besser geeignet sind. Auf eine Auflistung soll an dieser Stelle verzichtet werden, es wird auf einschlägige Regularien der lokalen Behörden verwiesen, die z.B. unter <http://www.fcc.gov/mb/audio/bickel/world-govt-telecom.html> verlinkt sind.

Bei der Auswahl einer geeigneten Frequenz helfen folgende Überlegungen:

- Erforderliche Reichweite und damit Höhe der Sendeleistung
- Einsatzort (Land (verfügbare Frequenzen) und lokale Gegebenheiten wie Profil der Strecke und bereits bestehender Betrieb anderer Funkdienste)
- Kosten für Endgeräte

Im Rahmen mehrerer Projekte wurden am Institut Funksysteme betrieben, deren wichtigste Daten in Tabelle 6.17 ersichtlich sind. Bei den Spread-Spectrum Systemen von Microhard und Xetron ist zu beachten, dass hier nicht der gesamte Frequenzbereich genutzt wurde, um Interferenzen mit dem GSM Uplink-Frequenzband (890 – 915 MHz) zu vermeiden. Für das Hopping-Schema wurden lediglich Frequenzen ab 915 MHz verwendet, was sich im Betrieb auch durch höheren Datendurchsatz aufgrund fehlender Störeinflüsse durch GSM bemerkbar macht. Abhängig vom jeweiligen Einsatzort kann dieser Frequenzbereich teilweise durch die Varianten GSM-R bzw. GSM-T belegt sein (921 – 925 MHz), seit 2005 besteht zudem für E-GSM (Extended GSM) ein zusätzliches Uplink-Band von 925 – 935 MHz. Die Nutzung der beiden Modems ist in Deutschland also nur noch sehr eingeschränkt und mit entsprechender behördlicher Erlaubnis möglich. Für andere Länder ist die Eignung für den Einzelfall zu prüfen.

Tabelle 6.17: Übersicht Funkmodems
[Quelle: Handbücher]

	MicroHard Spectra 910	Xetron Hummingbird 902	MicroCom Hermes HDS- 2000³⁶	Nokia Cardphone 2.0	Freewave Bilateral Amplifier "AAA-5W"
Technik	FHSS	FHSS	Single Frequency	GSM	Booster
Frequenz [MHz]	902 – 928	904 – 926	405,05	900 1800	902 – 928
Sendeleistung	1 W	1 W	25 W	2 W (GSM 900) 1 W (GSM 1800)	5 W 14dB Gewinn (Empfang)
Empfänger Sensitivität	-105 dBm	-105 dBm	-117 dBm	-102 dBm (GSM 900) -100 dBm (GSM 1800)	–
Max. Übertra- gungsge- schwindigkeit	115,2 kbps	19,2 kbps	9,6 kbps	9,6 kbps 43,2 kbps (HSCSD)	–
Fehlerkorrektur	Transparent, ARQ, CRC16, FEC	FEC	Transparent, FEC, ARQ	RLP	–
Schnittstelle	RS-232	RS-232	RS-232	PCMCIA	–

Im Vorfeld des Einsatzes eines Funksystems empfiehlt sich der Test der Komponenten in einem realen Szenario. Ziel dieses Tests sind Evaluierung von Reichweiten sowie Ermittlung möglicher Datenraten über die Funkschnittstelle. Mit dem MicroHard Funkmodem wurden dazu Tests am Ammersee (Nähe München) durchgeführt, die Streckenlänge betrug ca. 10 km quer über den See (vgl. Bild 6.38). An beiden Endpunkten der Strecke waren mobile Antennenmasten mit jeweils 8 m Höhe aufgestellt, eine Sendeleistung mit 100 mW war für den erfolgreichen Betrieb der Funkstrecke ausreichend. Bei einsetzendem Regen wird wider Erwarten die Dämpfung auf der Strecke größer, die Stabilität der Datenübertragung degradiert. Im Rahmen des Tests wurden an beiden Endpunkten omnidirektionale Antennen der Fa. Antenex eingesetzt (Modell FG9026, Gewinn 6 dBd,

³⁶ basierend auf einem Funksystem der Fa. Philips

Frequenz 902 – 928 MHz). Zur Erzielung größerer Reichweiten kann eine Richtantenne eingesetzt werden, z.B. Flexayagi FX 3333 (Gewinn 12,5 dBd, Frequenz 900 – 945 MHz).

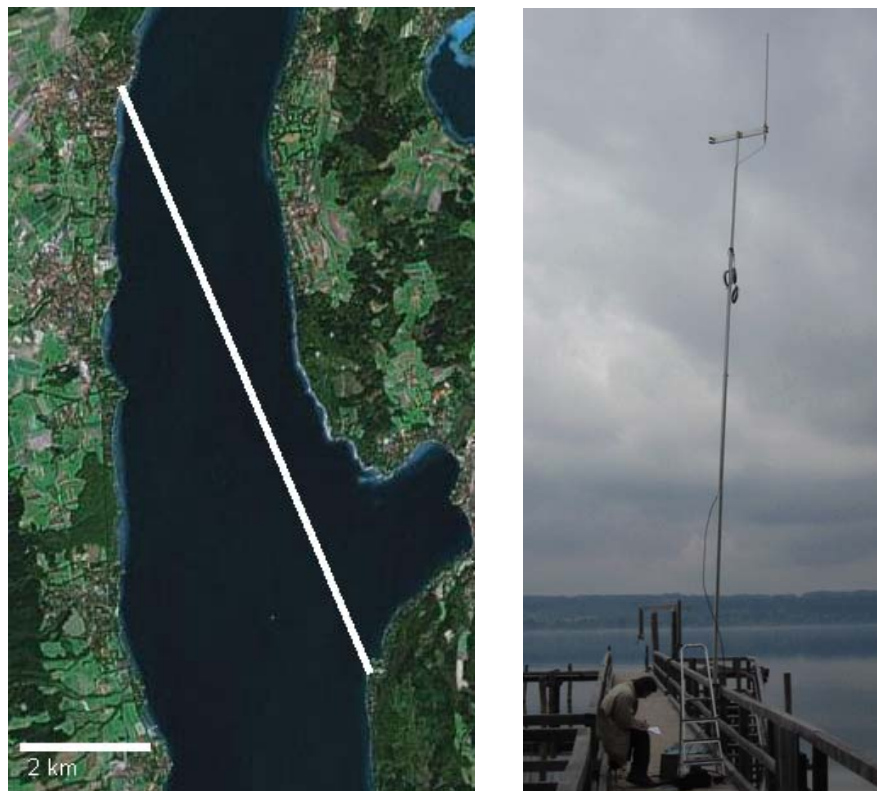


Bild 6.38: Reichweitentest Ammersee, Teststrecke und Testaufbau am Ostufer
[Luftbild: Google Earth]

Die Qualität einer Funkstrecke kann mit Hilfe von Messungen der Empfangsfeldstärke beurteilt werden, die vor Inbetriebnahme einer neuen Funkstrecke durchgeführt werden sollte – sofern dies geräteseitig unterstützt wird. Alternativ kann auch die testweise Übertragung standardisierter Datenmengen und Vergleich des Zeitbedarfs mit einer Übertragung in einer optimalen Umgebung (z.B. kurze Funkstrecke) herangezogen werden. Im Falle des Microhard Modems kann jedoch auf die Empfangsfeldstärke (Received Signal Strength Indicator, RSSI) zurückgegriffen werden, eine präzise Aussage über den Funkkanal ist somit möglich. Für eine brauchbare Qualität der Funkstrecke sollte der Wert wenigstens 10 dB oberhalb der vom Empfänger minimal erlaubten Empfangsfeldstärke liegen. Je höher der RSSI liegt, desto höhere Datenraten und Reserven für ungünstige Empfangsbedingungen bietet die Strecke. Werden keine ausreichenden Werte erreicht, so kann z.B. durch Änderung der Antennenaufstellung, Erhöhung des Aufstellorts oder der Sendeleistung, Adaptierung von Parametern am Funkmodem, Nutzung von Antennen mit mehr Gewinn oder Reduzierung der Datenrate auf der Funkschnittstelle eine Verbesserung erreicht werden. Anzumerken ist hier noch, dass eine Funkstrecke im Laufe ihres Betriebs Veränderungen unterworfen ist. Dies kann z.B. auf Alterung der Geräte, neu in der Umgebung betriebener anderer Funksysteme oder hinzukommender Störer zurückzuführen sein. Eine Abhilfe ist nicht immer möglich, die Änderung der genutzten Frequenz oder des Hopping-Patterns ist in jedem Fall einen Versuch wert.

6.11.10 Terrestrische Mobilfunknetze

Mobilfunknetze stehen heute in vielen Ländern in guter Ausbaustufe zur Verfügung. Sie eignen sich insbesondere für den Einsatz in Projekten, bei denen die Messinstrumente nur temporär installiert sind und die Installation eines eigenen Funksystems einen erheblichen Mehraufwand darstellen würde. Zu beachten ist aber, dass vor allem in abgelegenen Gebieten – z.B. bei der Überwachung von Hangrutschungen oder Vulkanen – damit gerechnet werden muss, wegen schlechter Netzabdeckung nicht darauf zurückgreifen zu können. Eine gute Planung im Vorfeld einer Messkampagne ist also unabdingbar. Am Ende des Kapitels finden sich Hinweise dazu.

Weltweit ist die meistgenutzte Netztechnologie GSM-basiert, lediglich einige wenige Länder – vor allem die USA – setzen auf alternative Verfahren wie CDMA. Aber auch dort nimmt die Verfügbarkeit von GSM zu. Die Datenrate von GSM (9,6 kbps) dürfte für die meisten Überwachungsaufgaben ausreichen, kann jedoch mit GPRS und EDGE weiter gesteigert werden. Seit einigen Jahren ergänzt das für Hochgeschwindigkeitsanwendungen ausgelegte UMTS die bestehenden Technologien. Details zu den einzelnen Systemen finden sich in Tabelle 6.11.

Mobilfunksysteme basieren auf einer zellulären Netztopologie. Dabei gruppieren sich mehrere Einzelzellen wie Waben eines Bienenstocks aneinander und decken so die zu versorgende Fläche ab. Die Zellgrößen variieren abhängig vom verwendeten System (GSM: große Zellen; UMTS: kleinere Pico-Zellen) und von der Topographie sowie dem erwarteten Verkehrsaufkommen im jeweiligen Gebiet. Innerhalb einer Zelle arbeitet das Netz vom Grundprinzip ähnlich der aus dem letzten Kapitel bekannten PTMP-Topologie. Eine Basisstation im Zentrum der Zelle baut mit allen im Netz eingebuchten Endgeräten Sprach- oder Datenverbindungen auf. Die Zellen sind untereinander vernetzt – teilweise auch über Richtfunk – und an das drahtgebundene Telefonnetz angebunden. Im Falle eines Stromausfalls arbeitet das Mobilfunknetz – ähnlich dem Telefonnetz – für einige Stunden autark weiter, versorgt über entsprechende Notstromsysteme. Für einen längeren Ausfall ist aber unter Umständen ein privates Funknetz besser geeignet, besonders wenn das Messnetz sowieso über eine eigene Stromversorgung (z.B. Photovoltaik) verfügt. Dann spielen Stromausfälle keine Rolle mehr.

Ein weiteres Argument, das eher gegen die kommerziellen Netze spricht, ist ihre relativ hohe Latenz für die Übertragung eines Datenpakets. Bei GSM kann sie bis zu einer Sekunde betragen, bei UMTS reduziert sie sich auf ca. 25%, erst HSDPA bietet Latenzzeiten von deutlich unter 100 ms. Im Vergleich dazu können private Funkstrecken wesentlich niedrigere Latenzzeiten erreichen, Werte bei einigen ms sind nicht unrealistisch (vgl. Kapitel 6.11.9).

Zur Erhöhung der Reichweite kann bei den kommerziellen Mobilfunksystemen eine Richtantenne eingesetzt werden (Konzentration der gesendeten Gesamtenergie auf eine Vorzugsrichtung, Verstärkung des empfangenen Signals). Booster zur Anhebung der Sendeleistung sind nicht sinnvoll, da die Sendeleistung am Mobilgerät auf 2 W ERP begrenzt ist. Für Festeinbauten mit externer Antenne sind bis zu 20 W ERP zulässig (Eberspächer, 2001). Allerdings könnte mit Hilfe eines Verstärkers das empfangene Signal verstärkt werden. Auf die Sendeleistung der Basisstation, die bei GSM bis 320 W ERP reichen kann, hat man als Nutzer keinen Einfluss. Steht die Messstation in einem Tal, kann unter Umständen auch die Nutzung eines GSM-Repeater angedacht werden, die das GSM-Signal an einem Punkt abgreift, an dem noch Empfang möglich ist und es auf einen räumlich begrenzten Bereich neu abstrahlt. Ein ähnliches Verfahren wird auch bei der Reradiation von GNSS-Signalen eingesetzt.

Letztlich wird bei schwierigen topographischen Verhältnissen eine Kombination der genannten Techniken zur Verbesserung der Empfangssituation führen.

Im Rahmen der DREAMS-Tests wurde eine Yagi-Antenne eingesetzt, die das gesamte Frequenzband der GSM-Mobilfunknetze abdeckt (800 MHz – 2 GHz). Die Antenne bringt einen Gewinn von 10 dBi und kann z.B. an das Nokia CardPhone angeschlossen werden (vgl. Tabelle 6.17). Dieses Gerät lässt sich wie ein herkömmliches Modem mit AT-Kommandos ansprechen und so aus eigener Software heraus steuern.

UMTS-Netze dürften derzeit im Vergleich zu GSM nur eine untergeordnete Rolle spielen, da deren Ausbau vorzugsweise in Ballungsräumen fortgeschritten ist und für die bei einem Messsystem wie DREAMS anfallende Datenmenge auch gar nicht erforderlich ist. Datentarife für GPRS bzw. UMTS sind in Deutschland von den Mobilfunkanbietern mittlerweile zu Preisen von ca. EUR 15,- für 300 MB bzw. EUR 45,- für 10 GB zu haben (Stand Juli 2008). Ersteres liegt nahe an der für eine Monitorstation bei 1 Hz Updaterate pro Monat anfallenden Datenmenge, mit letzterer Option kann schon ein ganzes Netz von Stationen bedient oder höhere Updateraten realisiert werden. Beachtet werden muss dabei immer, dass im Vergleich zu einer Funkstrecke, die ohne Beteiligung eines Mobilfunkbetreibers eingerichtet wird, mit höheren Betriebskosten und unter Umständen auch mit höheren Latenzzeiten zu rechnen ist.

Bei der Planung eines Messnetzes, das seine Daten über ein kommerzielles Mobilfunknetz transportieren soll, ist die Kenntnis der Netzverfügbarkeit notwendig. Diese kann entweder durch einfachen Test mit einem Handy vor Ort ermittelt werden, oder man bedient sich entsprechender Datenbanken, die von den jeweiligen Netzbetreibern gepflegt werden. Hierzu werden im Internet Abfragemöglichkeiten angeboten, die für alle weltweit bestehenden GSM-Netze zur Verfügung stehen. Eine Seite mit Links zu lokalen Datenbanken findet sich z.B. unter <http://www.gsmworld.com/roaming/gsminfo/index.shtml>.

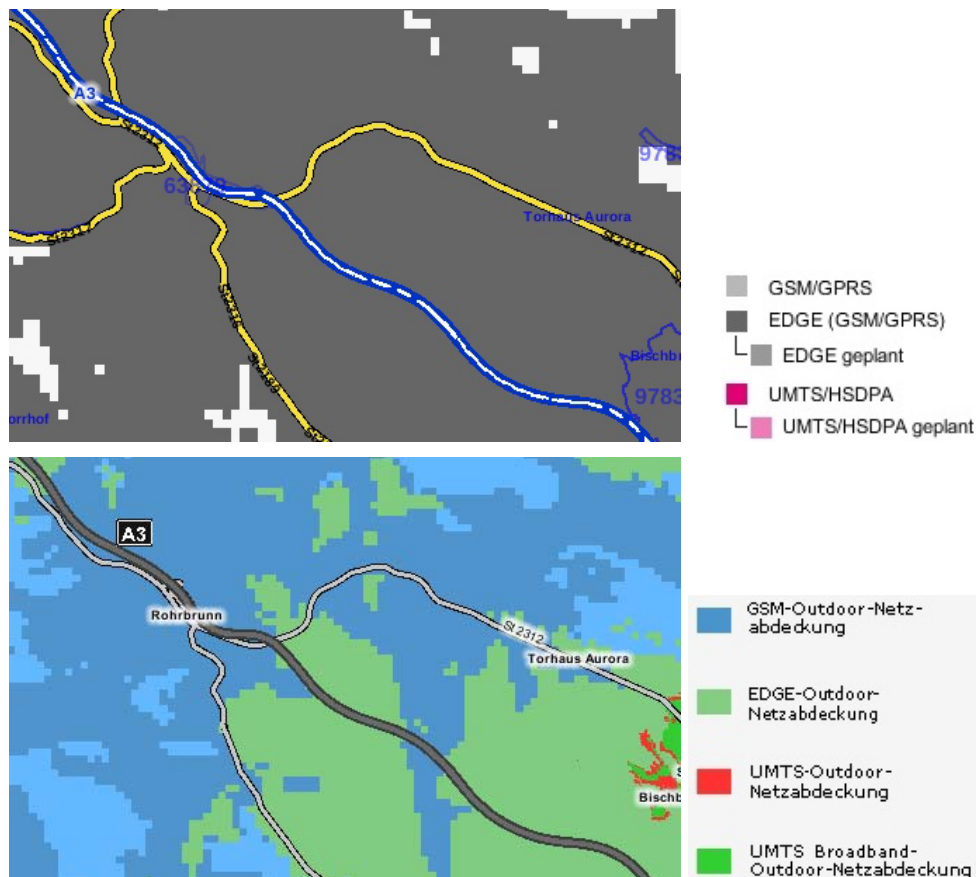


Bild 6.39: Netzabdeckung am Beispiel Haseltalbrücke (oben T-Mobile, unten Vodafone)
[Quelle: T-Mobile, Vodafone]

Bild 6.39 zeigt zur Illustration die Netzabdeckung der Netze von T-Mobile bzw. Vodafone für den Standort der Haseltalbrücke (vgl. Kapitel 9). Augenfällig ist die höhere Auflösung in der Darstellung (Pixelgröße), bessere Detailwiedergabe der Unterschiede in der Abdeckung – hier verläuft z.B. rechts von der Bildmitte ein blauer Keil nach unten (Haseltal) – sowie die Verfügbarkeit von UMTS (rechter Bildrand). Ob sich diese Unterschiede in der Darstellung der Netzabdeckung dann auch in der Realität wiederfinden, kann an dieser Stelle nicht weiter beleuchtet werden und bliebe einer Prüfung vor Ort vorbehalten.

6.11.11 Satellitenfunk

Stehen am Überwachungsstandort keine anderen Kommunikationsverbindungen zur Verfügung, bleibt als letzte Alternative die Nutzung eines Satellitenfunksystems. Diese Systeme sind im günstigsten Fall weltweit verfügbar, abhängig vom Orbitdesign jedoch auch nur regional empfangbar (vgl. Tabelle 6.18). Auswahlkriterien sind neben der geographischen Abdeckung die erforderliche Datenrate, Kosten für Hardware und Nutzungsgebühren sowie die systemimmanente Latenzzeit. So eignet sich Orbcmm ob seines Datenübertragungsverfahrens und damit verbunden seiner hohen Latenz nicht für Echtzeitanwendungen. Bei diesem Anbieter werden Datenpakete ähnlich dem SMS-Verfahren weitergeleitet, nur bei freien Leitungskapazitäten und Sichtbarkeit einer Basisstation ist mit einem zeitnahen Transfer zu rechnen. Die Nutzung zur Fernwartung oder Implementierung eines bidirektionalen Kommunikationsprotokolls auf der Anwendungsebene scheidet jedenfalls aus.

Tabelle 6.18: Übersicht Satellitenfunkdienste
[Quelle: Anbieterinformationen; Walke (2001)]

	Iridium	Globalstar	Inmarsat	Thuraya	Orbcomm
Max. Übertragungsgeschwindigkeit	2,4 kbps	9,6 kbps	492 kbps ³⁷	9,6 kbps	2,4 kbps (Uplink)
Abdeckung	weltweit ³⁸	weltweit ³⁹	weltweit bis ca. 70° nördl./südl. Breite	Europa, Afrika, Asien	weltweit
Uplink [MHz]	1616 – 1626,5	1610 – 1621,35	1626 – 1660	1523 – 1560	148 – 150,05
Downlink [MHz]	1616 – 1626,5	2483,5 – 2500	1525 – 1559	1623 – 1660	137 – 138
Sendeleistung	2W EIRP (Mobil)	2W EIRP (Mobil) 50W EIRP (Satellit)		2W (Mobil)	5W (Mobil)
Latenz	1500 ms		800 ms		< 6 min ⁴⁰

Inmarsat und Thuraya bieten auch BGAN (Broadband Global Area Network) genannte Hochgeschwindigkeitsdatendienste an, erstere bis max. 492 kbps, letztere mit 144 kbps. Hiermit können auch größere Datenvolumina von mehreren Monitorstationen kumuliert transferiert oder Überwachungsaufgaben mit hohen Updateraten realisiert werden.

³⁷ maximale Datenrate; diverse Varianten mit geringerer Datenrate

³⁸ als einziges Satellitenfunksystem auch Polarregion

³⁹ keine Polarregion, schlechtere Verfügbarkeit als Iridium

⁴⁰ für 90% der übertragenen Nachrichten

7 Software-Architektur und Implementierung

Die Umsetzung der Algorithmen sowie die Anbindung aller Hardware-Komponenten erfordert als zentrales Modul eine geeignete Software für Datenverarbeitung, Steuerung und zur Benutzer-Interaktion bzw. Visualisierung. Wichtige Merkmale sind Flexibilität, Erweiterbarkeit und Wiederverwendbarkeit. Eigene Lösungsansätze müssen leicht implementierbar sein. Damit scheidet kommerziell verfügbare Softwarepakete zur Deformationsüberwachung weitestgehend aus, denn im Regelfall erwirbt man damit eine Black-Box, die keinen Raum für Anpassungen oder auch nur Nachvollziehbarkeit der internen Abläufe gestattet. Für wissenschaftliche Applikationen sind derartige Ansätze wenig brauchbar, bleibt also nur die Eigenentwicklung.

Grundgedanke war die Schaffung eines Netzwerk-zentrierten Ansatzes. Alle Komponenten des Programms sollten so ausgelegt sein, dass sie unabhängig voneinander auf verteilten Rechnern arbeiten können. Hintergrund dieses Ansatzes ist, ein interoperables Netz von Stationen zu schaffen, die jeweils verschiedene Aufgaben an verschiedenen Standorten bearbeiten können. Eine Monitorstation ist in erster Linie Datencollector, kann aber auch Steuerungsaufgaben übernehmen oder als Repeater in einem über Datenfunk angebandenen Netz aus mehreren Stationen fungieren. Eine Masterstation sammelt und verrechnet alle von den Monitorstationen kommenden Daten und bildet so das gesamte Netzwerk ab. Zusätzlich ist sie für die Visualisierung der Resultate zuständig. Alternativ könnte die Visualisierungsaufgabe auch ein anderer (entfernter) Rechner übernehmen, der alle notwendigen Daten von der Masterstation erhält. Letzten Endes können die einzelnen Stationen und Rechner über verschiedene Schnittstellen bis hin zum Internet miteinander gekoppelt werden. Für große Netze reicht – abhängig von der Komplexität der verwendeten Algorithmen – ein Rechner zur Bearbeitung in Echtzeit nicht aus, dann ist eine Trennung der Aufgaben zwingend erforderlich. Um all dies zu ermöglichen, wurde die Systemarchitektur hochmodular entworfen und ist nicht auf den Einsatz in einem Deformationsüberwachungssystem beschränkt. Die übergeordneten Strukturen werden durch das Core-Framework sowie das GNSS-Framework gebildet, die in den Kapiteln 7.3 und 7.4 vorgestellt werden.

DREAMS unterstützt mehrere Betriebsmodi, die trotz unterschiedlicher Aufgaben auf der gleichen Architektur aufsetzen und nur eine Änderung an der Konfiguration erfordern:

- Aufzeichnung von Daten (Data-Logging)
- Dekodierung (Decoding)
- Extraktion von Datensätzen bei Mehrantennensystemen (Splitter)
- Prozessierung (Processing)

7.1 Objektorientierung

Unter diesem Schlagwort sind mittlerweile eine Reihe von Programmiersprachen angesiedelt, die alle versuchen, einen gewissen Grad an Wiederverwendbarkeit und Erweiterbarkeit eines Softwarepakets zu ermöglichen. Im Unterschied zu prozeduralen Programmiersprachen werden dabei Daten gekapselt und zugehörige Algorithmen eng an diese Daten gebunden. Dies hat den Vorteil, dass Daten nicht beliebig manipuliert werden können, sondern nur über dafür vorgesehene Schnittstellenfunktionen.

Bei der Implementierung von DREAMS wurde auf die Programmiersprache C++ zurückgegriffen, als Entwicklungsumgebung dienen verschiedene Versionen des Microsoft Visual Studios. Die an der Master-Station eingesetzte Windows-Variante wurde zuletzt mit

der Version 2005 bearbeitet. Für die MS-DOS Version der Monitorstationen werden von Microsoft keine neuen Entwicklungstools bereitgestellt, so dass auf die Version Microsoft C++ 1.51 ausgewichen werden musste.

Die gesamte Applikation ist in weiten Bereichen plattformunabhängig, d.h. es gibt durch Nutzung des ANSI C++ Standards keine Zwänge, ein bestimmtes Toolkit oder eine Klassenbibliothek nutzen zu müssen. Dies gilt vor allem für alle Teile der Algorithmik, also das Backend der Software. GUI und Schnittstellen zur Hardware wurden – so es sich nicht vermeiden ließ – an die jeweilige Hardware bzw. Software-Umgebung angepasst. Für die GUI kommt Qt von Trolltech zum Einsatz, Hardware wird unter Windows über die MFC-Klassenbibliothek angesteuert. Für DOS und den dortigen Schnittstellenzugriff bzw. die Anbindung von Display und Keypad wurden eigene Treiber entwickelt.

Die genannten Abhängigkeiten sind jedoch nicht mit dem Rest der Applikation verwoben, sondern befinden sich in dedizierten Modulen, die wiederum über einheitliche Schnittstellen angesprochen werden. Diese Struktur ermöglicht eine einfache Umsetzung auf andere Hardware oder die Ansteuerung weiterer Endgeräte.

Die DREAMS-Klassenbibliothek (vgl. Anhang A.4) nutzt eine übergreifende Basis-Klasse „Object“, von der insbesondere Container-Klassen zur dynamischen Speicherung von Datenelementen abgeleitet wurden. Hierzu zählen beispielsweise Listen, Arrays oder sog. Ringbuffer, deren Inhalt bis zu einer eingestellten Grenze wächst und darüber hinaus alte Datenelemente überschreibt. In den Containern gehaltene Datenelemente sind ebenfalls von „Object“ abgeleitet, um den Aufbau hierarchischer und erweiterbarer Objekte innerhalb der Applikation zu ermöglichen. Auch das Messaging-Interface (Kapitel 7.3.3) nutzt diese Funktionalität, um Daten aus den jeweiligen lokalen Strukturen für die modulübergreifende Übertragung vorzubereiten.

7.2 Multi-Threading, Multi-Core, Multi-Machine

Beim Entwurf von DREAMS waren Mehrprozessorsysteme noch Nischenprodukte und Spezialanwendungen mit hohen Anforderungen an Rechenleistung und entsprechendem Budget vorbehalten. Dies hat sich in den letzten Jahren geändert, Desktop-Rechner bieten heute im Regelfall zwei Prozessorkerne innerhalb eines Prozessors. Ein Anstieg der Rechenleistung wird heute nicht mehr (nur) durch die Erhöhung der Taktfrequenz eines Prozessors erreicht, sondern vielmehr durch Verteilung von Rechenaufgaben auf mehrere Prozessoren oder Prozessorkerne. Hintergrund für diesen Paradigmenwechsel war die mit dem Heraufsetzen der Taktfrequenz einhergehende Zunahme der Abwärme und der Schwierigkeit, diese auch abzuführen.

Mehrkern- oder Mehrprozessorarchitekturen bieten jedoch verglichen mit Einzelkernprozessoren keine lineare Leistungszunahme, ein (geringer) Teil der Rechenleistung geht für Verwaltungsaufgaben und die Verteilung der Rechenaufgaben auf die Prozessoren verloren. Dies ist leider nicht die einzige Einschränkung. Konnte man Einkernprozessoren mit einer einzelnen Applikation bis zu 100% auslasten, so gilt dies für Mehrkernprozessoren oder ein Multiprozessorsystem nicht unbedingt – ein rein sequenziell arbeitendes Programm wird dann nur noch einen Kern zu 100% nutzen, weitere Kerne liegen brach. Eine Abschätzung des theoretischen Leistungszuwachses abhängig von der Zahl verfügbarer Prozessoren/Kerne ermöglicht das Amdahlsche Gesetz (Akhter, 2006):

$$speedup = \frac{1}{S + (1 - S) / n + H(n)} \quad (7.1)$$

mit: *speedup* Geschwindigkeitszuwachs

S	Instruktionen, die sequenziell ausgeführt werden und nicht parallelisiert wurden
n	Anzahl Prozessoren/Kerne
$H(n)$	zusätzlicher Aufwand durch Verwendung mehrerer Threads/Prozessoren

Hauptsächlich wird der mögliche Zuwachs an Ausführungsgeschwindigkeit durch den nicht parallelisierbaren Teil des Programmcodes begrenzt.

Zukünftig wird sich die Anzahl der Prozessorkerne in einem einzelnen Rechner weiter erhöhen, die dann verfügbare Leistung aber nur noch mit dafür entworfenen Programmen zur Gänze ausgeschöpft werden können. Die Applikation wird nicht mehr sequenziell abgearbeitet, sondern in Teilaufgaben zerlegt und in einzelnen Threads (Fäden) abgebildet. Mehrere Threads laufen quasiparallel auf einem Prozessor, stehen mehrere Kerne zur Verfügung kann theoretisch jeweils ein Thread auf einem Kern laufen. In der Regel wird ein Thread nur einen Bruchteil der Rechenleistung eines Prozessorkerns pro Zeiteinheit benötigen, die verfügbare Rechenleistung verteilt der Scheduler des Betriebssystems.

Um eine Applikation auf die Nutzung der Multi-Threading Technologie vorzubereiten, ist eine intelligente Partitionierung der Rechenaufgaben notwendig, die Veränderung an der Algorithmik und vor allem der logischen Steuerung der Einzelkomponenten nach sich zieht. Gerade Letzteres erfordert eine Adaption der Architektur, um die Zusammenarbeit von Teilsystemen zu gewährleisten. An dieser Stelle sei auf Kapitel 7.3 verwiesen, welches Konzepte zur Aufteilung, Verwaltung und Synchronisation von Teilsystemen einer Software vorstellt.

DREAMS ist aufgrund seiner Architektur für Multi-Threading vorbereitet, alle von „Process“ abgeleiteten Klassen können sehr leicht in Threads partitioniert werden. Damit wird es möglich, ein Netzwerk bestehend aus mehreren Master-/Monitorstationen parallel zu verarbeiten. Lediglich das Prozessierungsmodul kann nur sequenziell abgearbeitet werden, was daran liegt, dass Daten von allen Stationen verfügbar sein müssen, um im gemeinsamen Kalman-Filter verrechnet zu werden. Werden jedoch mehrere Netzwerke betrachtet (eine Basislinie bestehend aus Monitorstation und Masterstation ist die Minimalkonfiguration eines Netzwerks), so ist wieder eine Parallelisierung erreicht. Will man auch innerhalb des Prozessierungsmoduls Parallelisierung, so wären die Algorithmen entsprechend anzupassen.

Ein Hauptproblem bei der Nutzung von Threads ist die Möglichkeit eines Deadlocks zwischen zwei Threads. Eine derartige Situation entsteht beispielsweise beim gleichzeitigen Zugriff auf Speicherbereiche, wenn dieser Zugriff nicht ausreichend synchronisiert wurde. In der DREAMS-Implementierung kann eine solche Situation nicht eintreten, da Daten zwischen den einzelnen auf „Process“ basierenden Modulen via einer Messaging-Schnittstelle ausgetauscht werden.

7.3 Core-Framework

Im Folgenden soll ein kurzer Abriss der Toplevel-Architektur von DREAMS gegeben und insbesondere die applikationsunabhängigen Mechanismen und Schnittstellen vorgestellt werden. Die wichtigsten Bestandteile des Frameworks sind in den folgenden Unterkapiteln detailliert dargestellt.

Beim Entwurf des Core-Frameworks wurde vor allem darauf Wert gelegt, einen Unterbau zu schaffen, der in seiner Grundstruktur keinerlei Bezug zur eigentlichen Aufgabenstellung hat, also der Implementierung eines auf GNSS basierenden Deformationsüberwachungssystems. Damit sollte sichergestellt werden, dass auch zukünftige Entwicklungen, die Adaption an andere Aufgabenstellungen oder die Integration weiterer Sensoren ohne Änderungen am Framework einhergehen. Es sollte somit relativ

einfach möglich sein, die von der GNSS-Funktionalität befreite Klassenbibliothek auch für andere Zwecke zu nutzen, die auf die Verarbeitung verschiedenster Datenströme angewiesen sind. All dies ist zudem unabhängig davon, ob Daten in Echtzeit verarbeitet werden müssen oder nicht.

DREAMS besteht im Wesentlichen aus zwei übergeordneten Programmteilen (Bild 7.1). Das sog. „Backend“ ist für das Einlesen und Verarbeiten der GNSS-Daten verantwortlich, dort ist auch die gesamte Algorithmik angesiedelt. Die Visualisierung der Resultate aus der Prozessierung und die Anbindung an den Nutzer ist dem DREAMS „GUI“ angegliedert. Prinzipiell arbeiten diese Module unabhängig voneinander und bedienen sich standardisierter Schnittstellen zur Übermittlung von Einstellungen, Steuerung bzw. auf der anderen Seite von Daten für die graphische Darstellung.

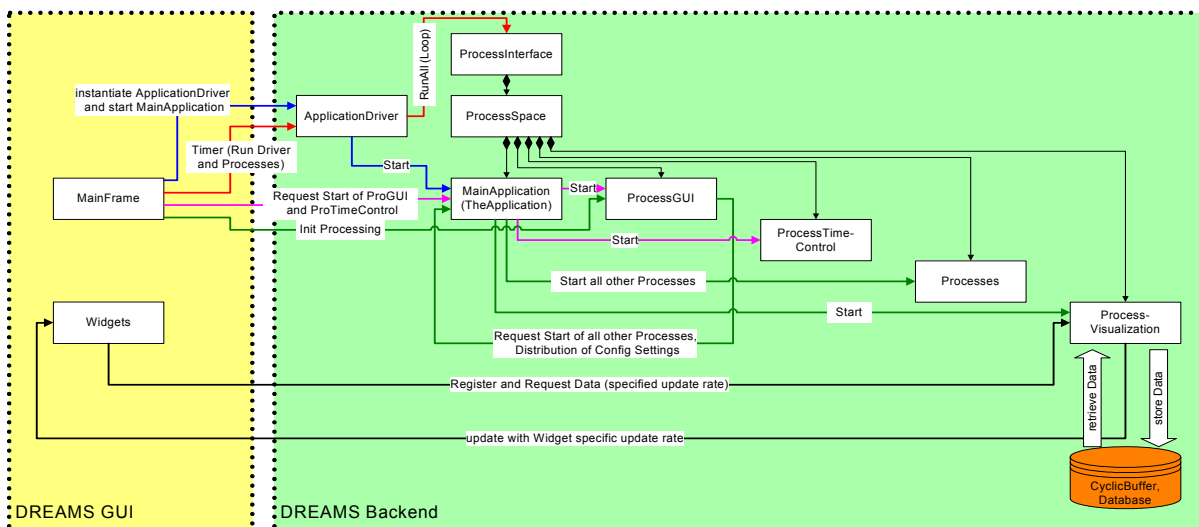


Bild 7.1: DREAMS Toplevel Architektur

Nach dem Öffnen der Applikation werden zunächst aus einem zentralen INI-File alle für den Programmablauf notwendigen Einstellungen gelesen und zum Start der Prozessierung an alle relevanten Module verteilt. Das INI-File entspricht dem Windows-Standard und kann zukünftig etwa durch XML ersetzt werden. Die Verteilung der Einstellungen an die einzelnen Prozesse erfolgt wiederum über das zentrale Messaging-Interface.

7.3.1 Prozesse zur Abbildung einzelner Aufgaben

Gerade vor dem Hintergrund einer möglichen Verteilung von Rechenaufgaben auf mehrere Rechner ist das Design einer Software entsprechend darauf vorzubereiten. Bei DREAMS wurde ein Ansatz gewählt, der logisch gruppierbare Teilaufgaben einzelnen Prozessen zuordnet. Diese Prozesse verstehen sich im Kontext der Applikation zwar als eigenständige Module oder Kapseln, laufen aber nicht als eigenständige Prozesse im herkömmlichen Sinn parallel auf dem Prozessor. Sie werden vielmehr von einem applikationsinternen ApplicationManager verwaltet, der sich aus einem Treiber für die Ansteuerung und das Scheduling der einzelnen Prozesse sowie einer Datenstruktur zur Verwaltung von prozessrelevanten Daten (ProcessSpace) zusammensetzt. Der Datenaustausch zwischen den Prozessen erfolgt über das nachfolgend beschriebene Messaging-Interface. Durch die strikte Kapselung ist eine implizite Trennung der einzelnen Module dergestalt erreicht, dass sie auch leicht in mehrere separate Applikationen aufgeteilt werden können und über RPC (Remote Procedure Calls) oder eine andere Netzwerkschnittstelle auch auf getrennten Rechnern betrieben werden können.

Im Hinblick auf die gemeinsame Sourcecode-Basis für Windows- und DOS-Version ist der Scheduler in einem „Round-Robin“ Schema implementiert. Abweichend vom herkömmlichen Verfahren, allen Prozessen gleiche Zeitscheiben zuzuteilen, ruft der Dispatcher aus einer FIFO-Warteschlange nacheinander die dort eingetragenen Prozesse auf und führt sie aus. Jeder Prozess prüft, ob neue Daten vorliegen oder Aufgaben zur Ausführung anstehen und arbeitet sie ggf. ab. Anderenfalls gibt er die Kontrolle an den Dispatcher zurück. Mit diesem Bearbeitungsschema wird zweierlei erreicht. Zum einen verharrt die Ausführung nicht untätig, wenn zwar einem Prozess Rechenzeit zugewiesen wurde, er aber keine Aufgaben zu erledigen hat. Zum anderen wird die Ausführung einer Aufgabe nicht zwanghaft durch den Dispatcher unterbrochen, wenn das Ende einer Zeitscheibe erreicht wurde. So ist eine dynamische und flexible Nutzung von Prozessorleistung sichergestellt. In einer datengetriebenen Applikation wie DREAMS, wo in erster Linie die von den GNSS-Receiver generierten Daten die nachfolgenden Schritte in der Ausführung bestimmen ist echtes Multitasking nur am Übergang zur GUI erforderlich (vgl. Kapitel 7.3.6).

7.3.2 Client/Server Architektur

Werden Daten von einer Softwarekomponente bereitgestellt und andere Module sollen auf diese Daten zugreifen, so gibt es hierfür mehrere Implementierungsansätze. So kann der Nutzer der Daten direkt auf den Speicherbereich zugreifen, in welchem die Daten bereitgestellt wurden. Dies funktioniert allerdings nur innerhalb des Adressraumes einer Applikation, über Applikations- oder Rechengrenzen hinweg müssen andere Mechanismen für den Datentransfer eingesetzt werden. Eine flexible Lösung ist die Implementierung eines Client/Server-Interfaces, ein Server stellt Daten bereit, ein oder mehrere Clients melden sich am Server an und werden ab diesem Zeitpunkt mit Daten versorgt. Ist eine derartige Technik bei systemübergreifenden Datentransfer unabdingbar, bietet sie auch bei der Nutzung innerhalb einer einzelnen Applikation Vorteile. Im Falle von DREAMS werden in einem überwachten Netzwerk⁴¹ beispielsweise mehrere Stationen miteinander verknüpft und über unterschiedliche Datenkanäle versorgt. Kommt ein zweites Netzwerk hinzu, das Stationen verwendet, die bereits im ersten Netzwerk enthalten sind, so müssen deren Daten beiden Prozessierungsmodulen zur Verfügung stehen. Der neue Client muss sich jetzt nur am bereits existierenden Server anmelden und hat sofort Zugriff auf dessen Daten.

Die Implementierung in DREAMS ist so gewählt, dass der Server nach dem Anmeldeprozess selbständig Daten an die jeweiligen Clients übermittelt („push“-Verfahren). Der Client muss also nicht beim Server nachfragen, ob neue Daten vorliegen – ein Polling der Daten entfällt. Damit werden Systemressourcen geschont und neue Daten sofort bei Verfügbarkeit übermittelt – Latenzzeiten wegen zu spätem Abfragens der Daten sind damit ebenfalls ausgeschlossen.

7.3.3 Asynchrones Messaging-Interface

Wie bereits angedeutet, greifen in DREAMS einzelne Programmteile bzw. deren Funktionen nicht direkt auf Daten anderer Prozesse zu. Vielmehr kommunizieren sie über eine standardisierte Schnittstelle, das Messaging-Interface. Nachrichten können dabei entweder direkt an einen anderen Prozess adressiert werden oder alternativ als Broadcast (Rundsendung) an alle Prozesse verteilt werden. Jeder Prozess kann dann selbst entscheiden, ob und wie er die jeweilige Nachricht verarbeiten oder darauf reagieren möchte. Eine Nachricht kann sowohl Daten als auch Ereignisse (Events) beinhalten. Die Schnittstelle ist asynchron ausgeführt, um nicht auf Antworten des jeweils gegenüberliegenden

⁴¹ Netzwerk ist hier im Kontext mehrerer zu überwachender Monitorstationen zu verstehen, nicht im Sinne eines Computernetzwerks. Dennoch sind beide Netzwerkarten ähnlich, was sich auch in der DREAMS-internen Architektur widerspiegelt

Endpunkts warten zu müssen und im Extremfall nicht die gesamte Software dem Risiko eines Deadlocks auszusetzen.

Die Initialisierung des Interfaces erfolgt für jeden Prozess separat, so dass individuelle Nachrichtenstränge aufgebaut werden können. Es wird dabei lediglich der Kommunikationsendpunkt sowie die systemweit unikat ID (Identifikationsnummer) der jeweiligen Nachricht benötigt. Auf gleichem Wege wird auch die Server-Funktionalität (vgl. voriges Kapitel) bereitgestellt und auf das Messaging-Interface abgebildet. Die Schnittstelle ist dynamisch und ermöglicht die Konfiguration zur Laufzeit sowie die Anbindung beliebiger ebenfalls zur Laufzeit erzeugter Prozesse. Ankommende Daten werden über Callbacks (Rücksprungfunktionen) mit den Instanzen der für den jeweiligen Prozess relevanten Klasse verknüpft. Damit wird die Vernetzung beliebig vieler gleicher Prozesse erst realisierbar.

Das Interface selbst ist unmittelbar der Prozess-Architektur angegliedert und stellt so für alle Prozesse gleichermaßen Mechanismen zum Datenaustausch bereit. Ähnlich TCP/IP erfolgt die Adressierung der Schnittstellen über Ports, die vom Framework zur Laufzeit generiert und den Prozessen zugewiesen werden. Der jeweilige Prozess benötigt nur Kenntnis von den für ihn relevanten Endpunkten seiner Kommunikationsstränge und empfängt bzw. sendet Daten oder Ereignisse.

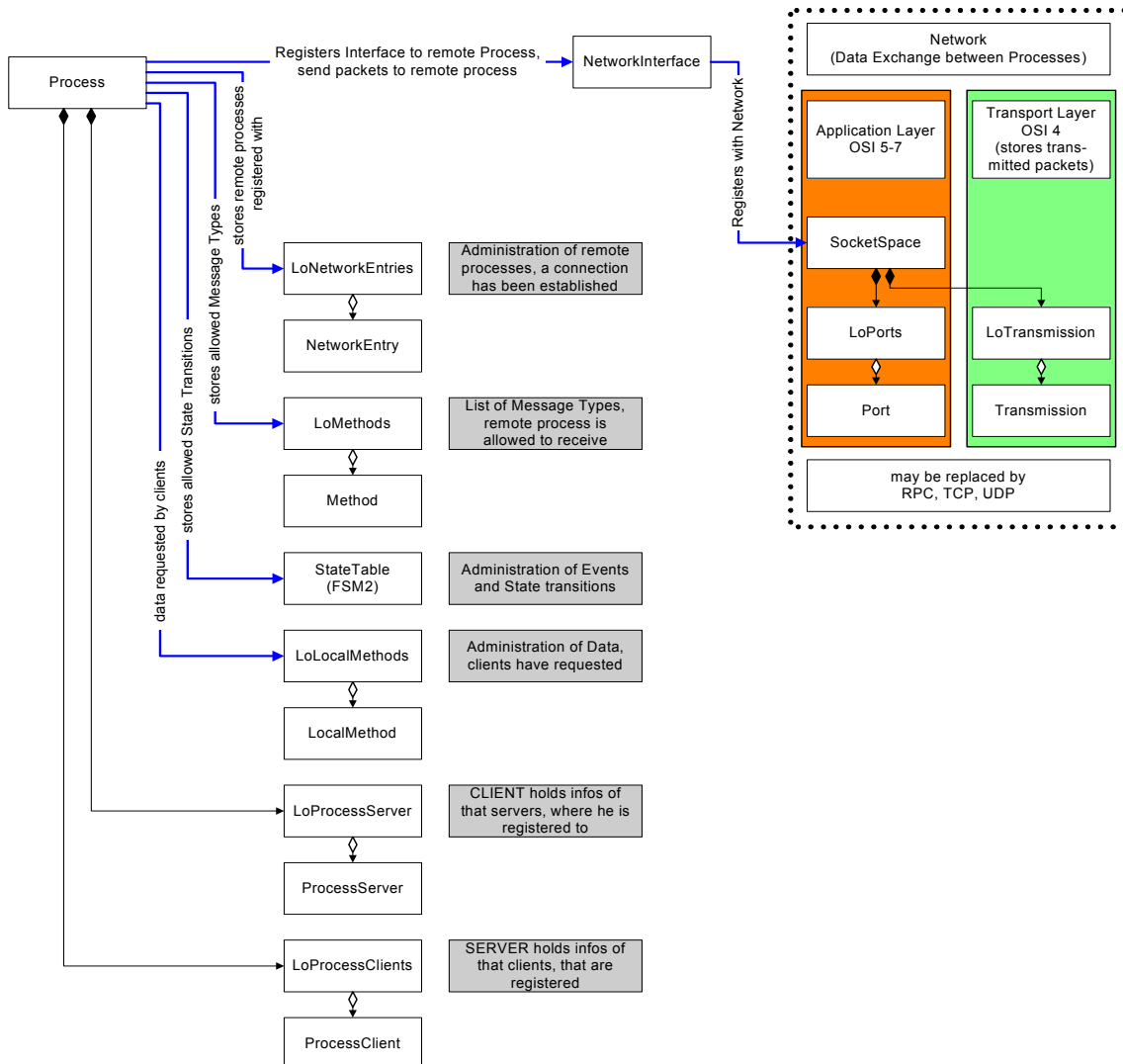


Bild 7.2: DREAMS Messaging-Interface

Der Unterbau des Messaging-Interfaces ist auf der OSI-Schicht 4 (Transport Layer) angeordnet und dient zur Verwaltung aller transportierten Nachrichten innerhalb DREAMS. Diese Schicht ist von der Applikation gekapselt und wird nur innerhalb des Messaging Protokoll-Stacks genutzt. Die Nutzer der Schnittstelle – also die einzelnen Prozesse – bedienen sich übergeordneter Funktionen des „NetworkInterface“, das wiederum Strukturen der OSI-Schichten 5-7 (Application Layer) implementiert. Bild 7.2 zeigt den grundsätzlichen Aufbau dieser Schnittstelle.

7.3.4 Endliche Automaten zur Abbildung der Programmlogik

Ein wichtiges Paradigma zur Absicherung logischer Funktionalität einer Applikation sind die sog. endlichen Automaten (FSM, Finite State Machine). Dieses Design-Pattern (Entwurfsmuster) – auch als State Table Pattern bezeichnet – ist ein weiterer Bestandteil der Architektur von DREAMS und sorgt zusammen mit den Strukturen aus den vorangegangenen Kapiteln für einen von der konkreten Implementierung einzelner Algorithmen unabhängigen und stabilen Ablauf des Programms.

Tabelle 7.1: Zustandsübergänge der FSM des Moduls ReceiverIO

State	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9
Start		Init ReceiverIO							
Init1			Clear Output-Stream						
Init2				Stop Logging					
Init3					Request ReceiverType				
Init4		[Baud-rate detected]			Receive Data	[timeout]	[Baud rate synced] Clear Output Stream, Start Logging	[Baud rate found]	
Change LocalCO Mport		Change local Settings, Try next							
Running									
Change LocalRemoteCO Mport									Clear Output Stream, Change Port settings
PortSettingsChanged							Clear Output Stream, Start Logging		

Endliche Automaten bestehen aus mehreren Zuständen – sogenannten States – und einem oder mehreren Zustandsübergängen zwischen den Zuständen. Übergänge können dabei durch eine Reihe von Ereignissen ausgelöst werden. Diese können extern erzeugt worden sein – also auch aus einer anderen State Machine heraus –, intern aus dem Kontext des lokalen Automaten, zeitgesteuert durch Vorgabe eines Triggers oder angestoßen von Daten oder deren Änderung. Ob ein Zustandsübergang tatsächlich ausgeführt wird, kann darüber hinaus von der Erfüllung einer Bedingung abhängen. Bei jedem Zustandsübergang wird eine oder mehrere Aktionen ausgeführt. Repräsentiert werden endliche Automaten zum einen durch Zustandsübergangstabellen, zum anderen durch Zustandsübergangsdigramme (Statecharts). Beide Darstellungen sind gleichwertig und können auseinander abgeleitet werden. So wurde das hier dargestellte Zustandsübergangsdigramm (Bild 7.3) der

Initialisierung des Prozesses „ReceiverIO“ automatisch aus der Zustandsübergangstabelle (Tabelle 7.1) mit Hilfe eines selbst entwickelten Converters und des Visualisierungstools Graphviz (Graphviz, 2008) generiert.

DREAMS nutzt an einer Reihe von Stellen endliche Automaten. Als Beispiele seien hier neben der unmittelbaren Integration in das Core-Framework bzw. die Prozess-Architektur die jeweiligen Decoder der GNSS-Datenströme genannt. Im Framework erfüllt jeder Prozess durch die Programmlogik der hinterlegten Zustandsmaschine deterministisches Verhalten, d.h. abhängig von dem derzeitigen Zustand kann nur eine vorher definierte Menge an Zielzuständen erreicht werden. Erhält beispielsweise ein Prozess ein externes Ereignis, befindet sich aber nicht in einem Zustand, in dem dieses Ereignis verarbeitet werden soll, so wird es verworfen. Die konkrete Implementierung bzw. die Algorithmen innerhalb des Prozesses müssen sich dabei nicht um die Behandlung derartiger Ereignisse kümmern, dies übernimmt das Framework.

In der Tabelle stehen auf der linken Seite die Ausgangszustände vor dem folgenden Übergang, oben sind die Zielzustände angegeben. Zustandsübergänge finden sich in den übrigen Feldern der Tabelle, wobei Bedingungen in eckige Klammern gesetzt sind.

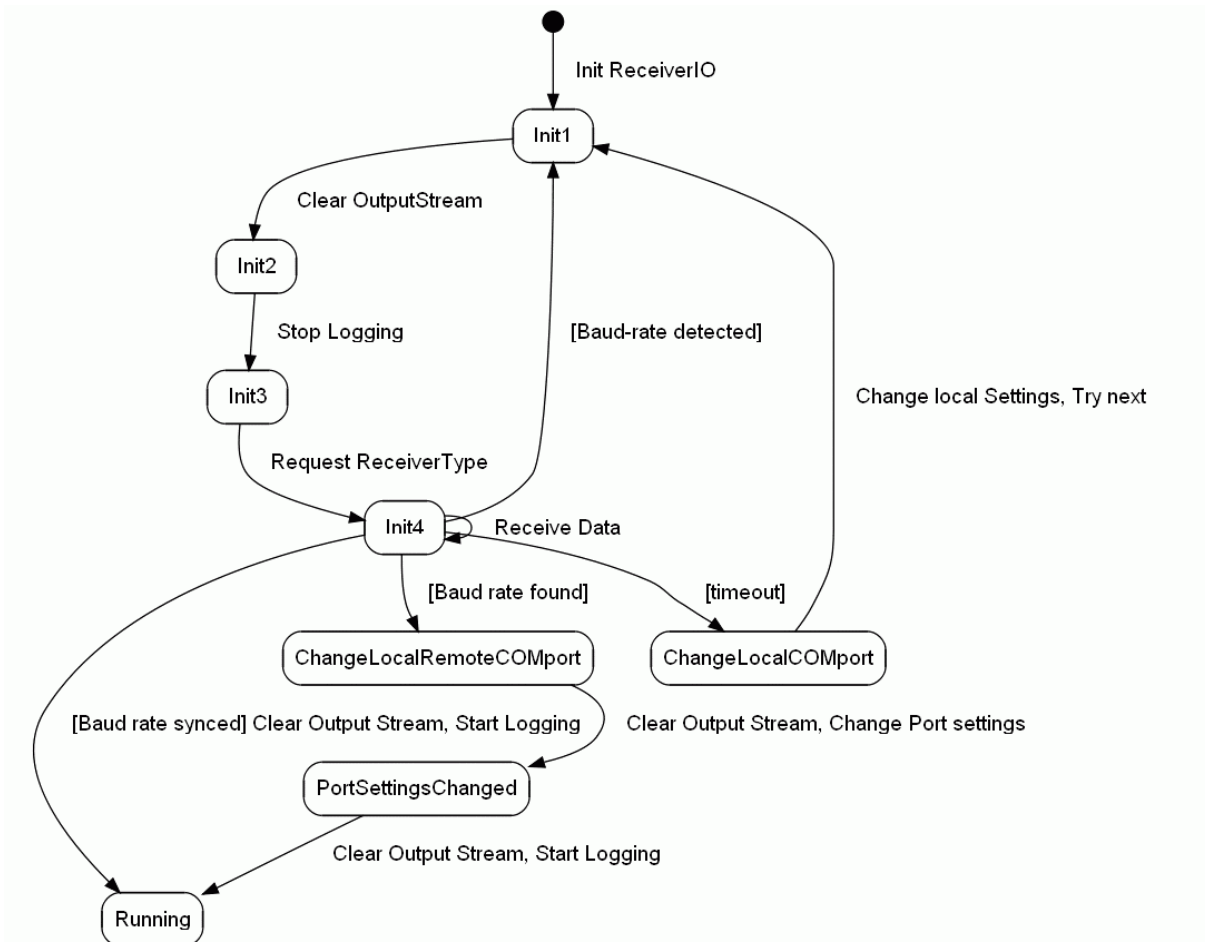


Bild 7.3: Statechart des Moduls ReceiverIO

7.3.5 Daten-Interface

DREAMS ist sowohl für den Echtzeitbetrieb als auch für Postprocessing von Daten vorgesehen. Dazu werden unterschiedliche Datenquellen benötigt, die am Besten über ein einheitliches Zugriffskonzept erschlossen werden sollen. Im Echtzeitbetrieb erhält die Software Daten direkt von einem GNSS-Empfänger über eine serielle Schnittstelle (RS232, USB) oder via eine Kommunikationsschnittstelle wie z.B. ein Funkmodem, Mobilfunknetz oder das Internet. Im Postprocessing werden dagegen die Daten im Regelfall aus Dateien oder Datenbanken angeliefert.

Zunächst scheinen dies zwei völlig unterschiedliche Verfahren zu sein, denn eine Datei kann im Gegensatz zu einem Echtzeit-Datenstrom von einer Schnittstelle nicht nur sequenziell gelesen werden. Zudem besteht das Problem der Synchronisation der GNSS-Daten von mehreren Stationen, die im Echtzeitbetrieb durch die quasi-gleichzeitige Anlieferung wesentlich erleichtert wird. Wird hingegen aus einer Datei gelesen, können unter Umständen die Startzeitpunkte erheblich voneinander abweichen oder die Updateraten unterschiedlich sein. Die zu lesende Datenmenge ist dann ungleich und die gelesenen Datensätze müssen durch eine Synchronisationsprozedur einander angepasst werden (vgl. Kapitel 7.5.1).

Dennoch ist durch die Nutzung eines generischen Interfaces, das beide Zugriffswege über eine gemeinsame Basisklasse kapselt, ein Lesen der Daten über die gleichen internen Zugriffsverfahren möglich. Die Instanziierung der abgeleiteten Klasse gibt vor, ob eine Hardware-Schnittstelle oder eine Datei geöffnet wird. Die notwendige Implementierung ist dort verborgen, das Lesen der Daten erfolgt in beiden Fällen über identische Funktionsaufrufe.

Über den Synchronizer erfolgt schließlich die Steuerung der sich in Echtzeit und Postprocessing unterschiedlich verhaltenden Datenströme, der dazu aber ebenfalls keine Fallunterscheidung treffen muss.

7.3.6 User-Interface

Die Benutzeroberfläche von DREAMS ist das Bindeglied zwischen Backend – also den Routinen der Datenverwaltung und Algorithmen – und dem Nutzer. Sie stellt zum einen Konfigurationsmöglichkeiten bereit, zum anderen dient sie der Visualisierung von Daten aus der Positionslösung der einzelnen geodätischen Überwachungsnetze.

Die Ausgabedaten werden wieder über die schon mehrfach erwähnten Schnittstellen von den Routinen des Backends an die GUI übergeben. Der Nutzer initiiert dazu eine Client/Server-Verbindung zu einem zentralen Visualisierungsmodul, welches Daten für die Speicherung bzw. Ausgabe auf dem Bildschirm sammelt und bereitstellt. Von dort werden die Daten aus einem Ringbuffer bzw. einer Datenbank an das vom Nutzer geöffnete Fenster der graphischen Ausgabe übertragen.

Das Screen-Update selbst erfolgt asynchron, d.h. unabhängig von der Datenrate des GNSS-Empfängers. Ausgabefenster (Widgets) melden sich am Visualisierungsprozess an und legen die gewünschte Datenrate fest. Ein zentraler Timer stellt die Daten im festgelegten Zeitraster für die Visualisierung bereit und übermittelt sie an die Widgets. Diese Variante ermöglicht zum einen eine dedizierte Steuerung einzelner Ausgabefenster, ohne dass zwanghaft Daten in einem von der Updaterate eines Empfängers abhängigen Rhythmus ausgegeben werden müssen. Insbesondere beim Postprocessing kann ein derartiges Vorgehen das gesamte System durch zeitraubende epochenweise Datenausgabe bremsen.

Zum anderen wird eine dynamische Nutzung der Prozessorleistung des jeweiligen Computers unabhängig von der Updaterate der Positionslösung unterstützt. Benötigt

beispielsweise aufgrund großer Netze das Backend einen Großteil der Rechenleistung, kann die Updaterate der Widgets dynamisch angepasst werden (Load Balancing).

Für das User-Interface der Monitorstationen wurde ein Treiber (HAL, Hardware Abstraction Layer) zur Anbindung kleiner LC-Displays sowie mehrtastiger Keypads implementiert. Diese Geräte werden über entsprechende Klassen direkt als I/O-Einheiten ähnlich einer normalen Tastatur oder eines Monitors angesprochen. Auf die Hardware selbst wird über digitale I/O-Ports zugegriffen, die durch den Treiber von der Applikation abgekapselt sind.

7.4 GNSS-Framework

Auf dem Core-Framework baut die Implementierung der GNSS-Funktionalität von DREAMS auf. Diese Schicht wird auf der einen Seite von den Datenströmen geprägt, die empfängerseitig in die Software einfließen. Dort sind auch die Decodierung von Daten, die Umsetzung in ein DREAMS-internes und empfängerunabhängiges Datenformat sowie die Steuerung der externen Hardware angesiedelt. Auf der anderen Seite werden die so gewonnenen Daten den Prozessierungsmodulen zur weiteren Verwendung zur Verfügung gestellt. Bild 7.4 zeigt das GNSS-Framework und seine wichtigsten Datenpfade.

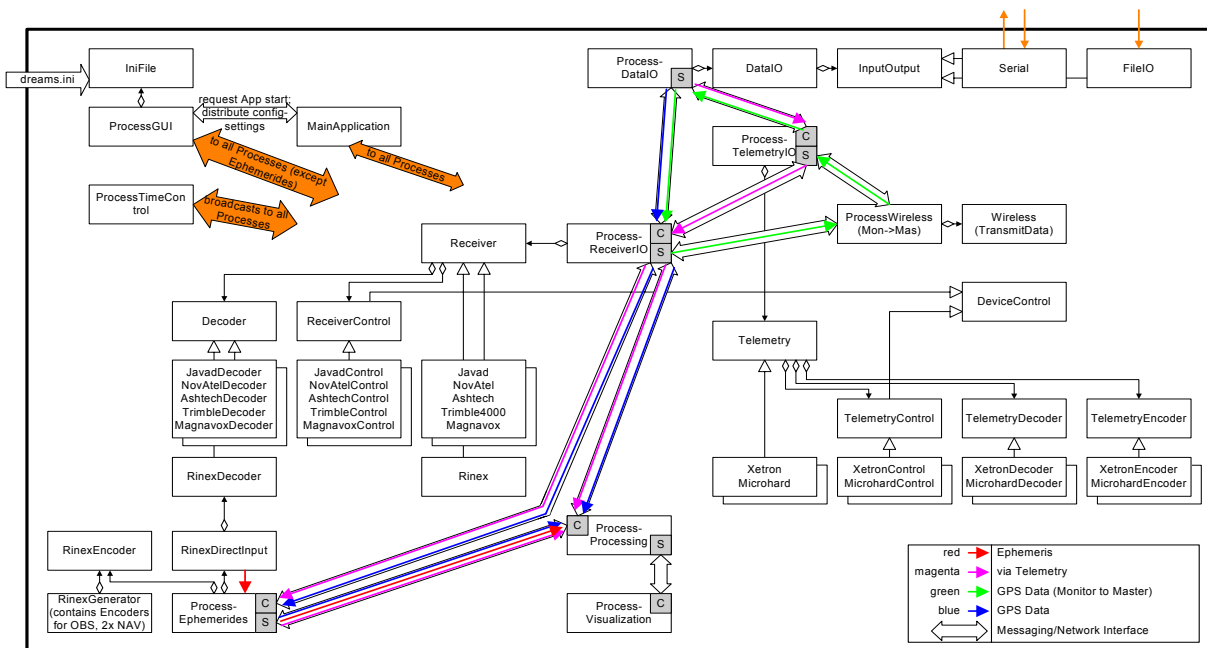


Bild 7.4: DREAMS GNSS-Framework und Haupt-Datenpfade

7.4.1 Stationen, Empfänger und Sensoren

Üblicherweise denkt man bei einem GNSS-Empfänger an ein Gerät, das Daten von einer einzelnen Antenne liefert. Entsprechend würde man für die Abbildung einer Basislinie zwischen zwei Antennen von zwei Empfängern ausgehen und die Begriffe Empfänger und Antenne synonym gebrauchen. Dieses Modell greift aber zu kurz, wenn man an Mehrantennensysteme wie beispielsweise BeeLine von NovAtel denkt. Dort sind zwei Antennen mit einem Empfänger verbunden und deren Messungen werden über einen gemeinsamen Datenstrom an den Hardware-Schnittstellen bereitgestellt. Für die Implementierung bestünde der Zwang, derartige Empfänger gesondert zu behandeln.

Um dieses Problem zu umgehen wurde in DREAMS auf ein anderes Konzept gesetzt. Statt der üblichen Orientierung an einem Empfänger bedient sich DREAMS einer sensor-zentrierten Architektur. Das heißt, jede Antenne entspricht einem separaten Sensor, egal ob eine oder mehrere davon mit einem Empfänger verbunden sind. Die Prozessierungsmodule können Daten jedes einzelnen Sensors direkt anfordern, die Separierung der Daten übernehmen die Decoder des jeweiligen Empfängerprozesses.

Durch die flexible Architektur ist es darüber hinaus möglich, mehrere Hardware-Schnittstellen eines Empfängers – so er denn darüber verfügt – separat anzusprechen und beispielsweise Datenströme mit unterschiedlichen Updateraten generieren zu lassen. Ein realer Sensor kann also in DREAMS durch mehrere virtuelle Sensoren abgebildet werden.

Neben den Sensoren verwendet DREAMS noch die Bezeichnung Stationen. Eine Station ist wiederum äquivalent zum Begriff Empfänger.

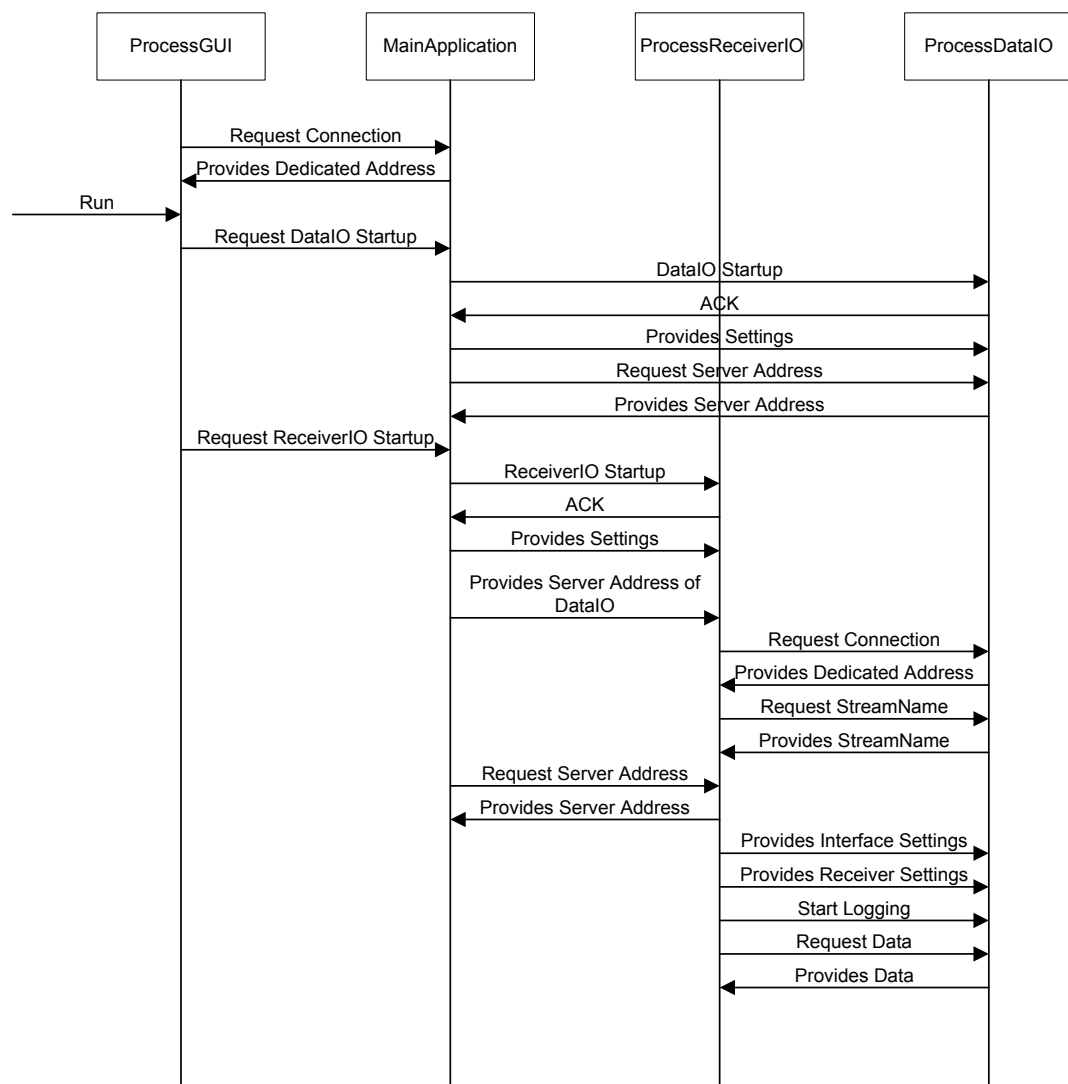


Bild 7.5: Sequenzdiagramm der Initialisierungsprozedur von DREAMS (dargestellt ist nur ein Ausschnitt)

Verschiedene Empfängertypen bzw. Geräte unterschiedlicher Hersteller sind in einem Block zugehöriger Klassen zusammengefasst. Über ein generisches Interface – abgebildet durch mehrere Basisklassen – wird Funktionalität für einen geräteunabhängigen Zugriff auf Steuerung und Daten gekapselt. Unterschieden werden dabei die drei Aufgabenbereiche

übergeordneter Empfänger, Empfänger-Controller und Decoder. Der Controller ist für die Kommunikation mit dem Empfänger verantwortlich, übernimmt dessen Programmierung und fragt Parameter ab. Der Decoder wiederum ist ausschließlich für die Umwandlung der vom Empfänger gesendeten Daten in das interne DREAMS Datenformat verantwortlich.

Bild 7.5 zeigt in einem sog. Sequenzdiagramm die Initialisierung einiger Module für das Einlesen und Decodieren von Daten. Ein derartiges Diagramm bietet einen Überblick über die zeitliche Abfolge bestimmter Aktionen und den zugehörigen Reaktionen. Die vertikalen Linien sind dabei den einzelnen Prozessen zugeordnet, die Zeitachse ist positiv nach unten gerichtet. Ereignisse oder Kommandos sind als Pfeile zwischen den einzelnen Prozessen aufgetragen.

7.4.2 Telemetrie

Für die Nutzung von Daten externer Stationen, die nicht über eine direkte Kabelverbindung mit DREAMS verbunden sind, gibt es eine Reihe von Transfermöglichkeiten (vgl. Kapitel 6.11). Um diese Daten ohne großen Aufwand in DREAMS zu integrieren wurde ein generisches Telemetrie-Modul implementiert, das insbesondere Aufgaben bei der Nutzung privat betriebener Funkstrecken übernimmt. Dieses Modul ist wiederum mit anderen Komponenten kaskadierbar, so dass z.B. Daten von der Hardware des Funkmodems über die entsprechende Schnittstelle zunächst vom Datenzugriffsmodule (DataIO) in Empfang genommen werden und zur weiteren Verarbeitung dem Telemetriemodul zur Verfügung stehen. Dieses Modul arbeitet ähnlich dem bereits beschriebenen Empfängermodul, besteht also wiederum aus Kontroll- und Decodier-Komponenten. Wird auf der Funkschnittstelle kein eigenes Datenformat verwendet, sondern die von einem Empfänger generierten Daten direkt ausgesendet, kann der Datenstrom zur weiteren Decodierung an den passenden Empfängerprozess weitergeleitet werden.

An einer Monitorstation kann diese Kaskade in umgekehrter Richtung durchlaufen werden, die von einem GNSS-Empfänger bereitgestellten Daten werden dann codiert (Encoder) und über den Prozess des Telemetriemoduls an das angeschlossene Funkmodem zur Sendung übermittelt (vgl. Bild 7.4).

7.4.3 Zentraler Speicher für Ephemeriden

Als Ephemeriden bezeichnet man in der Astronomie grundsätzlich die Parameter eines sich bewegenden Objektes, also auch eines GNSS-Satelliten im Erdorbit. Mit ihrer Hilfe lassen sich Bahnparameter berechnen, die wiederum zur Bestimmung von Positionen zu einem vorgegebenen Zeitpunkt dienen. Die Positionsdaten fließen ihrerseits in das Gleichungssystem zur Bestimmung der Position einer Monitorstation ein.

Ephemeriden werden in Echtzeit als Payload über den Datenstrom von den GNSS-Satelliten empfangen und vom jeweiligen Empfänger als Datensatz an die Software übertragen. Alle im Netzwerk eingebundenen Empfänger liefern dabei für den jeweiligen Satelliten den gleichen Datensatz, so dass ein derartiger Datensatz nur einmal im Überwachungssystem gespeichert und für die weitere Nutzung bereitgehalten werden muss. Es bietet sich daher an, diese Daten vom pro Epoche empfangenen Datenstrom abzutrennen, in einer zentralen Struktur zu verwalten und den jeweiligen Prozessierungsmodulen auf Anforderung zur Verfügung zu stellen. Die Anbindung erfolgt über die bereits beschriebene Client/Server-Schnittstelle, neue Daten werden unmittelbar an die Prozessierung weitergeleitet. Zusätzlich ist der zentrale Speicher „EphemeridesStore“ auch mit einer Schnittstelle für das Lesen und Schreiben von RINEX-Navigation Daten ausgestattet, die im Postprocessing genutzt werden.

7.5 Prozessierung

Das Prozessierungsmodul bildet die Basis für die Positionslösung der einzelnen Basislinien und enthält den Kern der Algorithmen. Wesentliche Aufgaben sind die Synchronisierung der Datenströme aller im Überwachungsnetz enthaltenen Sensoren, epochenweise Präparierung der Daten sowie Berechnung der Positionslösung bzw. aufgetretenen Deformation pro untersuchtem Sensor. Bild 7.6 gibt einen Überblick über die wesentlichen daran beteiligten Klassen.

DREAMS unterstützt eine unbegrenzte Zahl Prozessierungsmodule, die ihrerseits beliebig viele Sensoren beinhalten können. Diese Sensoren sind Teile eines Netzwerks, welches wiederum jeweils einem Prozessierungsmodul zugeordnet ist.

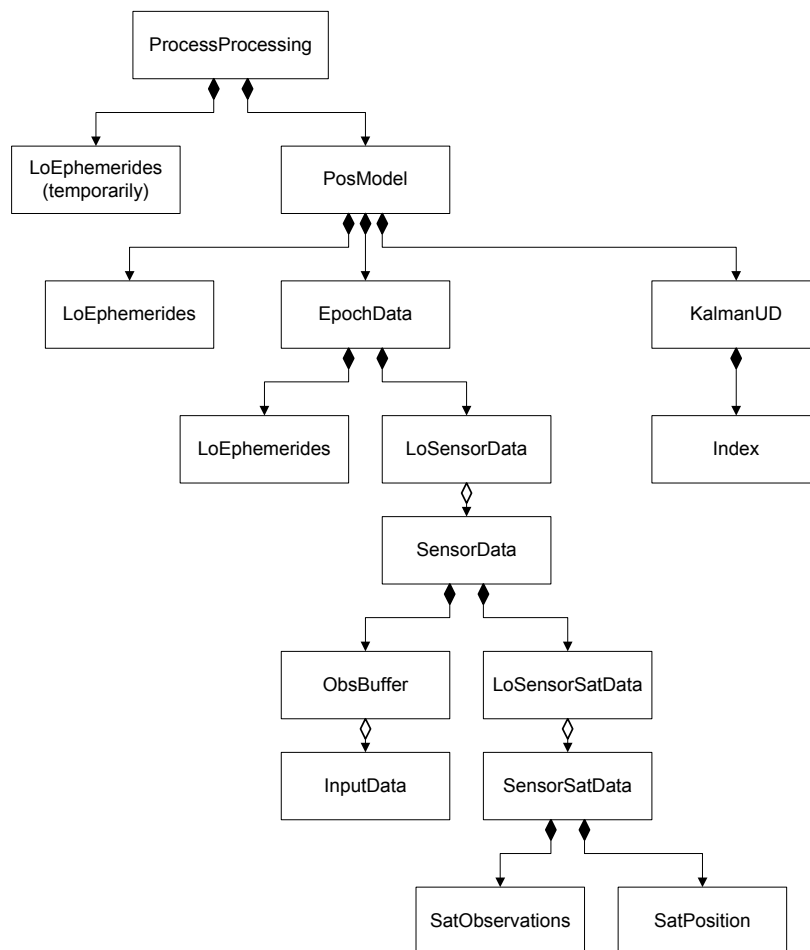


Bild 7.6: Komponenten des DREAMS-Prozessierungsmoduls

7.5.1 Synchronisierung

Zu Beginn jeder neuen Epoche ist zunächst eine Synchronisation der Datenströme aller an einem Netzwerk beteiligten Sensoren durchzuführen. Dazu werden alle verfügbaren Daten, die in internen Zwischenspeichern gehalten werden, einer Vorverarbeitung unterzogen bzw. aktiv neue Daten von den für die Datenbereitstellung zuständigen Prozessen angefordert.

Der Synchronisationsprozess an sich ist ein zweistufiger Vorgang. Sofern möglich, wird dabei aus allen Datenströmen der Datensatz der aktuellen Epoche ermittelt („Epoch-Sync“). Damit liegen dann für alle Sensoren des Netzwerks zeitsynchrone Daten vor. Sollte diese

Aktion nur für einen Teil der Sensoren erfolgreich sein, wird in der nachfolgenden Prozessierung nur eine Teilmenge der Sensoren verwendet. Damit wird sichergestellt, dass es z.B. bei Übertragungsstörungen einzelner Stationen nicht zu einer Blockade der gesamten Prozessierung kommt. Der folgende Schritt setzt an den jetzt verfügbaren Datensätzen der einzelnen Sensoren an und führt anhand verschiedener Kriterien, die für alle Sensoren und Satelliten erfüllt sein müssen, eine Synchronisation der in die Positionslösung eingehenden Satelliten durch („Sat-Sync“). Kriterien können hier z.B. Elevationsmaske, gemeinsame Sichtbarkeit an allen Sensoren oder Verfügbarkeit von Ephemeriden sein.

Die Synchronisation ist ein adaptiver automatischer Prozess, der mehrere Sensor Datenströme sowohl im Realtime- als auch Postprocessing-Betrieb zusammenführt und dem Netzwerkprozessor zuführt. Zur flexiblen Nutzung können Start- und Stopp-Zeitpunkte angegeben werden, um beispielsweise nur einen Ausschnitt aus einem Datensatz zu verarbeiten.

7.5.2 Selektion geeigneter Satelliten

Nachdem in der Synchronisation eine Markierung der Satelliten stattgefunden hat, die bestimmten Kriterien entsprechen, bleibt es dem Positionierungsalgorithmus überlassen, welche dieser Satelliten er tatsächlich für die Positionslösung heranzieht. Hier können bei einer unterdurchschnittlichen Zahl an verfügbaren Satelliten oder hohen DOPs ggf. auch Beobachtungen wieder aktiviert werden, die eigentlich schon exkludiert waren. Auf der anderen Seite können Beobachtungen zu Satelliten, die hohe Mehrwegeanteile aufweisen, mit geringerem Gewicht in das Gleichungssystem einfließen oder ganz eliminiert werden.

Ein Monitoring aller Satelliten ermöglicht schließlich die Identifikation von Ausreißern oder erkennt Satelliten, die nicht über eine minimale Anzahl Epochen kontinuierlich zur Verfügung standen. Die Auswertung von Flags, die seitens des Empfängers generiert wurden, ergänzt das Auswahlverfahren.

7.5.3 Multi-Sensor Engine

Die Processing-Engine von DREAMS ist auf die Verarbeitung ganzer Netzwerke, also nicht nur einzelner Basislinien ausgelegt. Letztere können natürlich auch bearbeitet werden, wenn jeweils ein Netzwerk mit zwei Sensoren konfiguriert wird.

Diese sog. Multi-Sensor-Engine basiert auf einem Kalman-Filter, der dynamisch generiert wird und dessen Größe und Beobachtungsvektoren abhängig von der aktuell zur Verfügung stehenden Zahl an Sensoren und Satelliten zur Laufzeit angepasst wird. Dazu bedient er sich einer speziellen Indizierung, die für die Verwaltung der Einträge im Zustands- und Beobachtungsvektor verantwortlich ist. Eine a priori festgelegte Struktur des Kalman-Filters ist damit nicht notwendig, was eine sehr flexible Nutzung erlaubt.

Neben der Unterstützung beliebig vieler Monitorsensoren können auch mehrere Mastersensoren eingesetzt werden. Gerade in Umgebungen mit hohen Meßgenauigkeiten z.B. durch Mehrwegeeinflüsse ist dies eine weitere Möglichkeit, Fehler durch Redundanz zu reduzieren – vor allem wenn die Fehler an einem Master auftreten.

Jedes Netzwerk kann mit einem anderen Algorithmus arbeiten, was durch Ableitung von einer übergeordneten Basisklasse erreicht wird und spezialisierte Prozessierungsmodule auf einfache Weise möglich macht. Zugriffsmechanismen und Datenströme bleiben davon unberührt. Jede Processing-Engine verbindet sich über das Client/Server-Interface selbständig mit allen benötigten Empfängermodulen bzw. Sensoren. Ob diese Daten von einem lokalen Empfänger stammen, per Funkmodem übermittelt wurden, aus einer Datei gelesen

werden oder über andere Schnittstellen (Middleware) eingehen, ist dabei unerheblich und betrifft ausschließlich die die Daten bereitstellenden Server.

7.6 Datentransfer

Es gibt eine Reihe von Möglichkeiten, Daten von einem Punkt zu einem anderen zu transportieren (vgl. Kapitel 6.11). Für den konkreten Anwendungsfall in einem Deformationsüberwachungssystem sollen hier zwei Varianten im Zusammenhang mit im Umfeld von DREAMS implementierter Software vorgestellt werden.

7.6.1 Funkstrecke

Wird eine unter eigener Regie aufgebaute Funkverbindung oder ein Funknetz eingesetzt, um Messdaten von einer Monitorstation an den Master zu senden, kann die Datenübertragung unmittelbar aus DREAMS heraus erfolgen. Dazu wurde das in 6.11.1 vorgestellte Datenformat eingesetzt und in das Telemetrie-Modul integriert. Prinzipiell kann dieses Format auch für jede andere Übertragungsart eingesetzt werden, den größten Nutzen bietet es aber durch sein reduziertes Datenvolumen bei schmalbandigen Verbindungen.

Zur Sicherung gegen Fehler wird auf der Funkstrecke entweder ein CRC (Cyclic Redundancy Check) eingesetzt oder besser noch ein Korrekturverfahren wie FEC (Forward Error Correction). Beide Varianten können bereits seitens der Funkmodems in Hardware implementiert sein oder durch eigene Software ergänzt werden. Zu diesem Thema sei auch auf Kapitel 6.11.9 verwiesen.

Ist dagegen eine Datenübertragung in Echtzeit nicht erforderlich, kann auch auf etablierte Übertragungsprotokolle zurückgegriffen werden. Als prominentes Beispiel sei hier auf das bekannte ZModem Protokoll verwiesen, das für den schnellen Dateitransfer auf verrauschten Leitungen (also auch Funkverbindungen) optimiert ist und seine Blockgröße dynamisch den Leitungsverhältnissen anpasst. Das Protokoll kann zudem abgebrochene Übertragungen wieder aufnehmen, so dass bereits erfolgreich übertragene Daten nicht erneut gesendet werden müssen. Mit ZModem wurden Daten über eine Spread Spectrum Funkstrecke erfolgreich übertragen, wie sie in 6.11.9 beschrieben ist.

7.6.2 Mobilfunk, Internet

Für den Transfer von Daten außerhalb eines Echtzeit-Szenarios wurde ein Programm entworfen, welches Wählverbindungen über Mobilfunk und Internet ermöglicht. Damit kann entweder direkt eine Modemverbindung von einer Endstelle zu einer anderen aufgebaut werden, oder diese Verbindung wird über eine Einwahl bei einem Internetanbieter geführt.

Das „RasUp“ genannte Programm („Ras“ steht dabei für Remote Access Service, „Up“ für Upload) unterstützt beliebige Modems, unter anderem auch das „Nokia Cardphone 2.0“ (vgl. Tabelle 6.17 und Kapitel 6.11.10). Nach der Einwahl wird eine FTP-Verbindung zu einem Server aufgebaut und ein Upload der an einer Monitorstation bereitstehenden Daten zu einem Master durchgeführt.

Die Nutzung dieses Übertragungsverfahrens ist dann sinnvoll, wenn aus Kostengründen eine Dauerverbindung nicht realisiert werden kann oder eine Verarbeitung in Echtzeit nicht erforderlich ist, weil die Deformationen nur eine geringe Dynamik aufweisen und die anfallende Datenmenge über einen bestimmten Zeitraum gesammelt wird.

8 Datenanalyse, Test unter Simulationsbedingungen

8.1 Mehrwegeeinflüsse bei hochfrequenten Deformationen

Basierend auf den Überlegungen in Kapitel 4.5.2 soll anhand eines konkreten Datensatzes – aufgezeichnet auf der Haseltalbrücke (vgl. Feldtest im nachfolgenden Kapitel) – die Leistungsfähigkeit der Methode zur Abtrennung der Mehrwegeeinflüsse untersucht werden. Dazu werden auf den folgenden Seiten für einen Zeitabschnitt von einer Stunde (18.12.99, 0:00 – 1:00 Uhr UTC) alle in das Beobachtungsmodell eingehenden Satelliten einer Analyse auf vorhandene Mehrwegeeinflüsse hin untersucht. Die Elevationen der Satelliten finden sich in Bild 8.1.

Als Basisgröße dient die Differenz aus Codephase und Trägerphase, die auch als Code minus Carrier (CMC) bezeichnet wird. Nach Entfernung des Gleichanteils sowie eventueller Trends – insbesondere hervorgerufen durch Ionosphäreinflüsse – wird eine MTFD durchgeführt und für den gesamten Frequenzbereich dargestellt (0 – 0,5 Hz). Bereits daraus lässt sich erkennen, dass ein Grenzwert für alle untersuchten Satelliten und Stationen bei ca. 0,1 Hz zu finden ist. Dieser Wert korrespondiert gut mit den auf der Brücke zu erwartenden hochfrequenten Verformungen, die im Bereich 0,1 – 1 Hz zu erwarten sind (vgl. Kapitel 4.5.2), so dass eine Trennung von Mehrweg und tatsächlich auftretenden Deformationen ohne wechselseitige Beeinflussung möglich erscheint. Darüber hinaus wird der Frequenzbereich 0 – 0,1 Hz in einem Ausschnitt gezeigt, um die in diesem Bereich vorherrschenden Frequenzen genauer darzustellen und deren hohe Zeit- und Frequenzauflösung sichtbar zu machen. Sehr deutlich sind die für die jeweiligen Zeitabschnitte ermittelten Frequenzanteile zu erkennen (rote Bereiche), wie sie mit anderen Verfahren nicht in annähernder Präzision bestimmt werden können.

Um langfristige Verformungen weiterhin auflösen zu können, wird eine zweite Grenzfrequenz zur Definition der Bandsperrparameter benötigt. Aus den Plots kann dieser Wert zu ca. 0,001 Hz bestimmt werden, was etwa 1000 Sekunden bzw. 16,6 Minuten entspricht. Beide Parameter sind jedoch individuell den jeweils aus der MTFD ermittelten Frequenzen anzupassen und hängen vor allem von den geometrischen Gegebenheiten an der jeweiligen Station ab. Somit ist es auch nicht ausgeschlossen, dass Mehrwegeeffekte mit deutlichen höheren Zeitkonstanten bis in den Stundenbereich auftreten können. Eine Trennung von langfristigen Verformungen und Mehrweg gestaltet sich dann umso schwieriger, kann jedoch dann gelingen, wenn nicht alle Satelliten gleichermaßen davon betroffen sind und die übrigen Bandsperrparameter entsprechend schmalbandiger ausgelegt werden können.

Die in den Plots genannten Stationen entsprechen der Nomenklatur in den Tabellen 9.1 bzw. 9.2. Referenzsatellit für den gesamten Beobachtungszeitraum ist PRN 15.

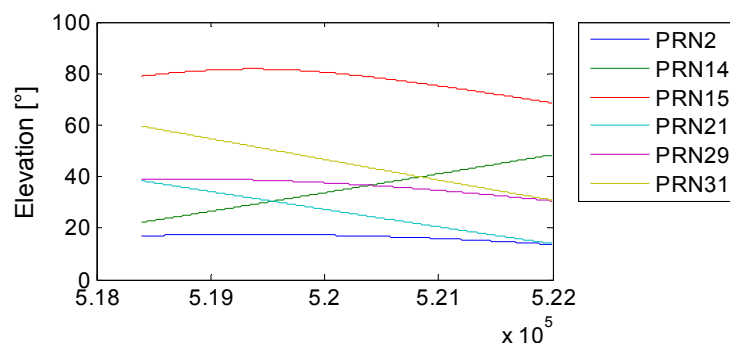


Bild 8.1: Elevationswinkel aller beobachteten Satelliten (18.12.99, 0:00 – 1:00 Uhr UTC)

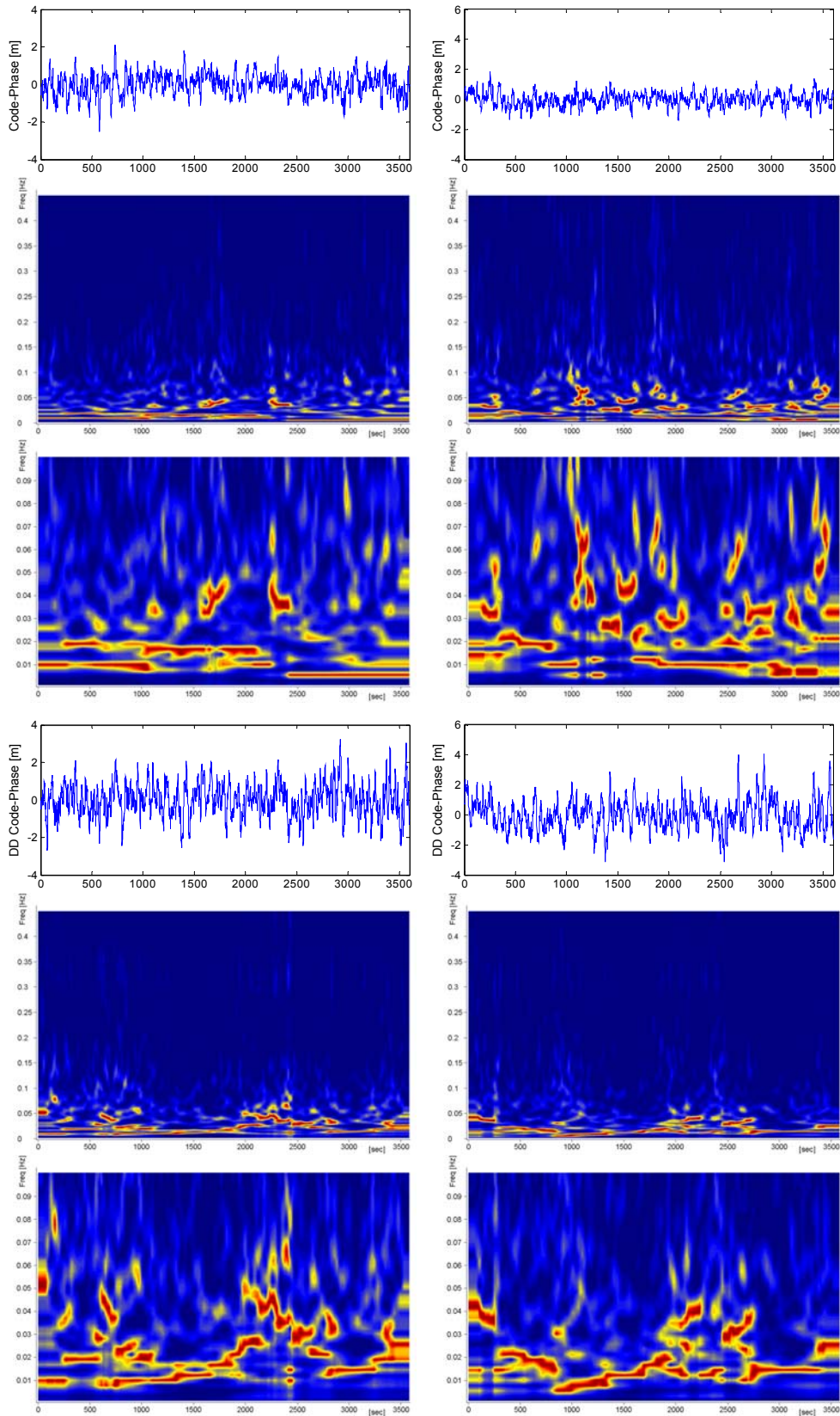


Bild 8.2: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 2, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz),
 DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz)
 links: Monitor A3-1, rechts: Monitor A3-2

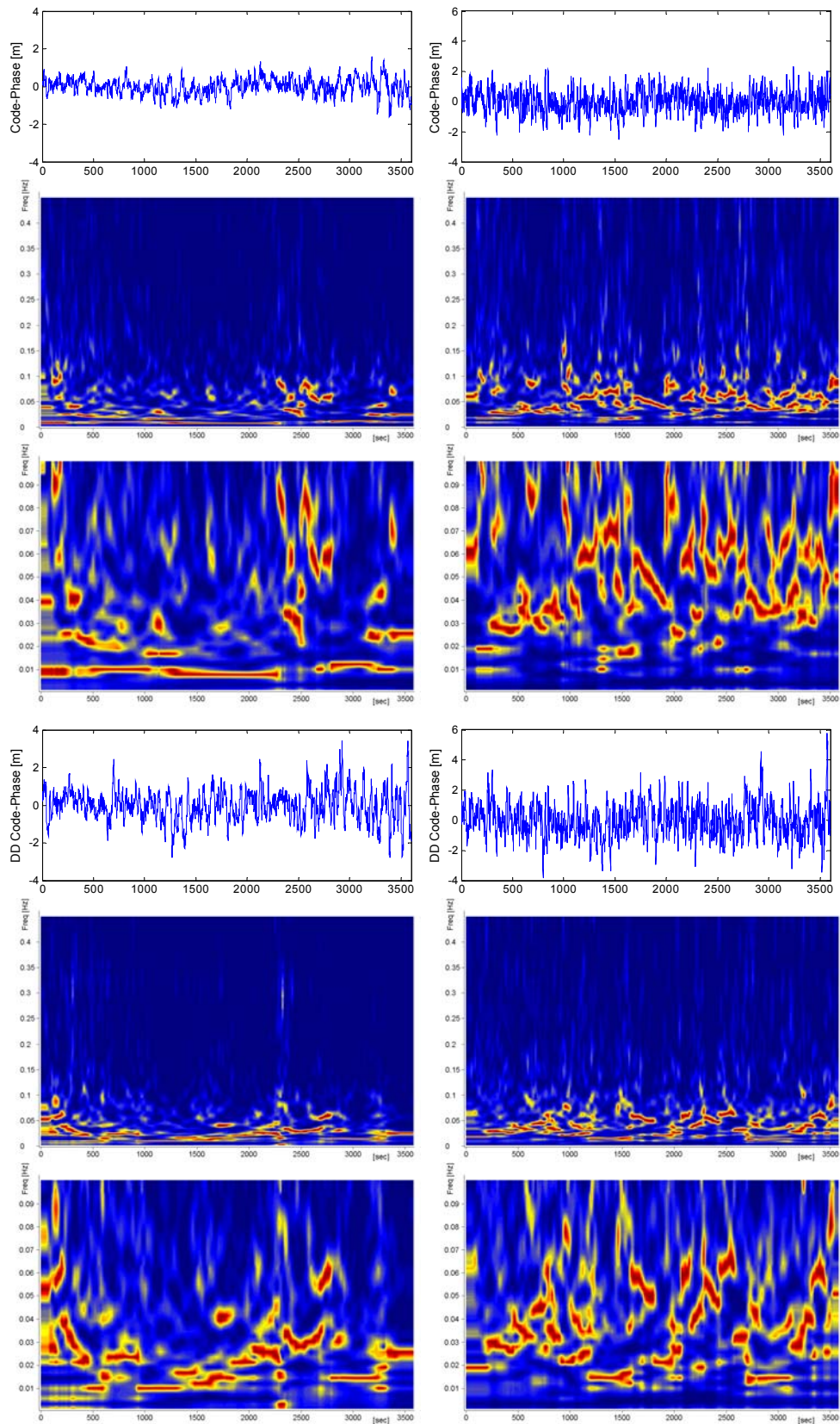


Bild 8.3: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 2, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz),
 DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz)
 links: Monitor A2, rechts: Monitor A4

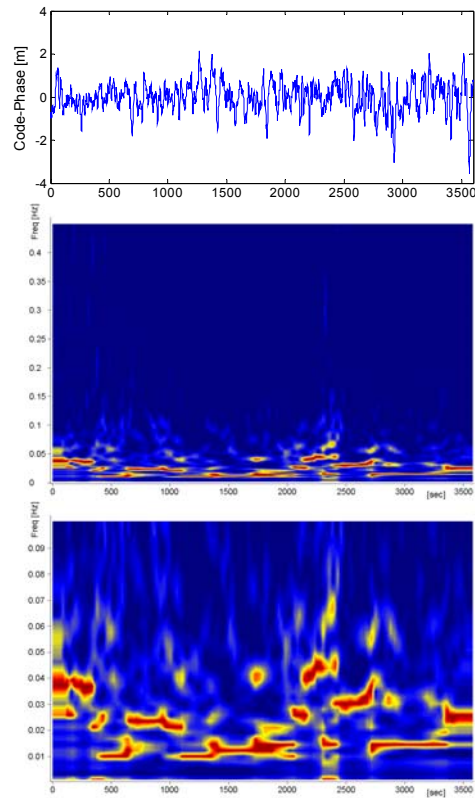


Bild 8.4: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 2, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), Master A1

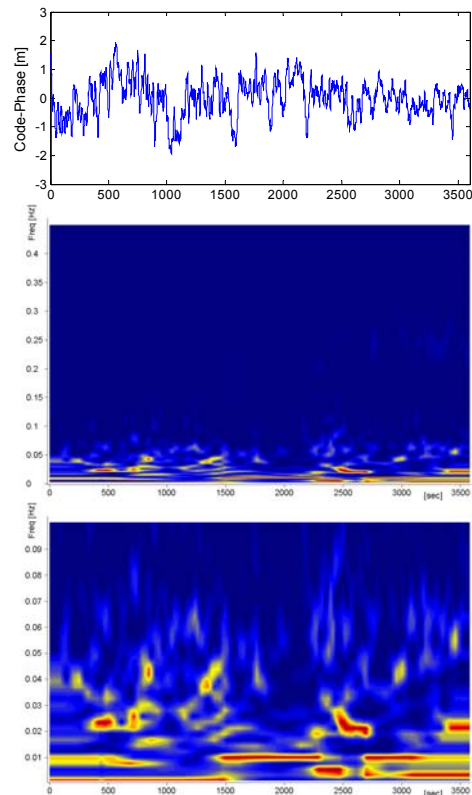


Bild 8.5: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 14, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), Master A1

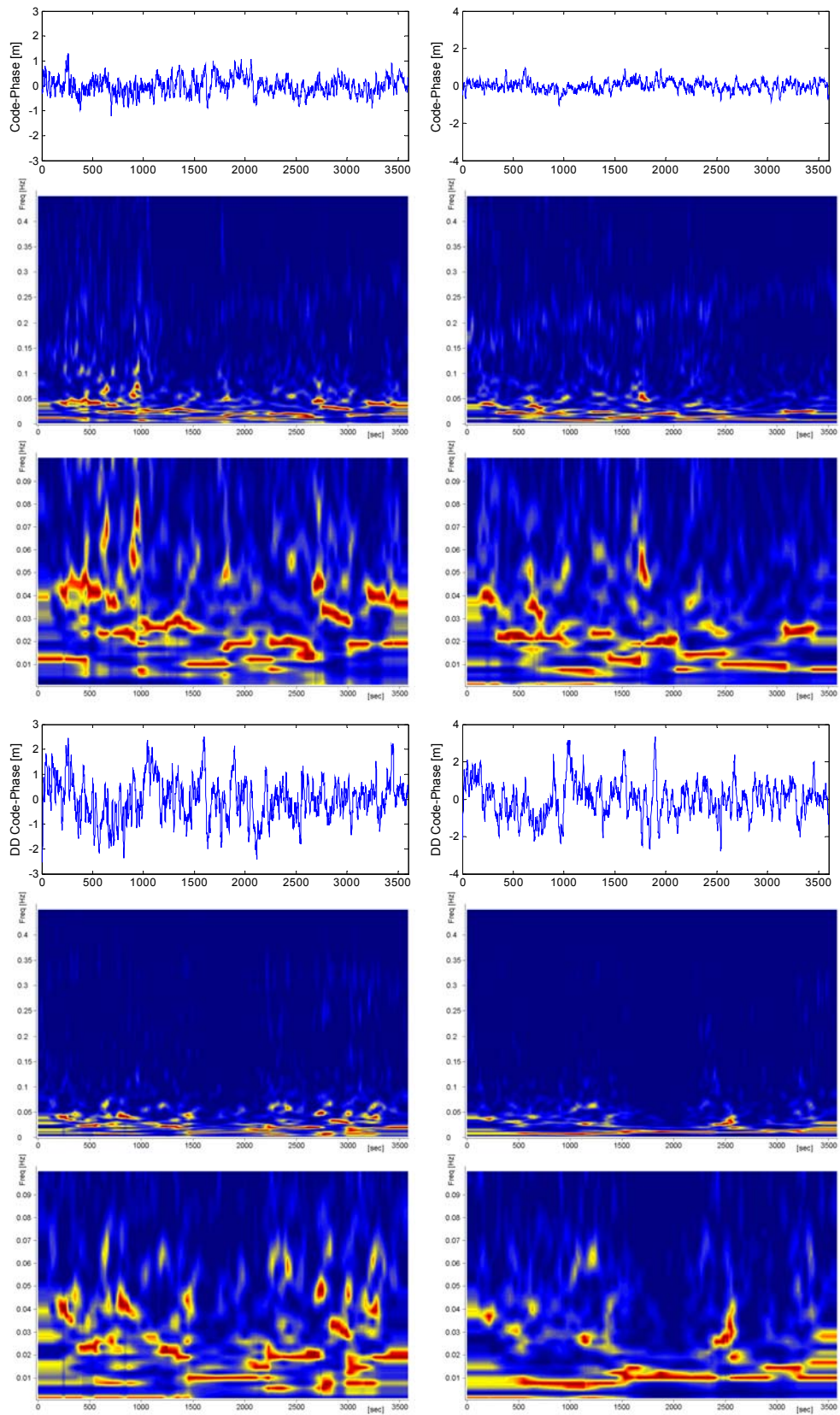


Bild 8.6: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 14, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz)
links: Monitor A3-1, rechts: Monitor A3-2

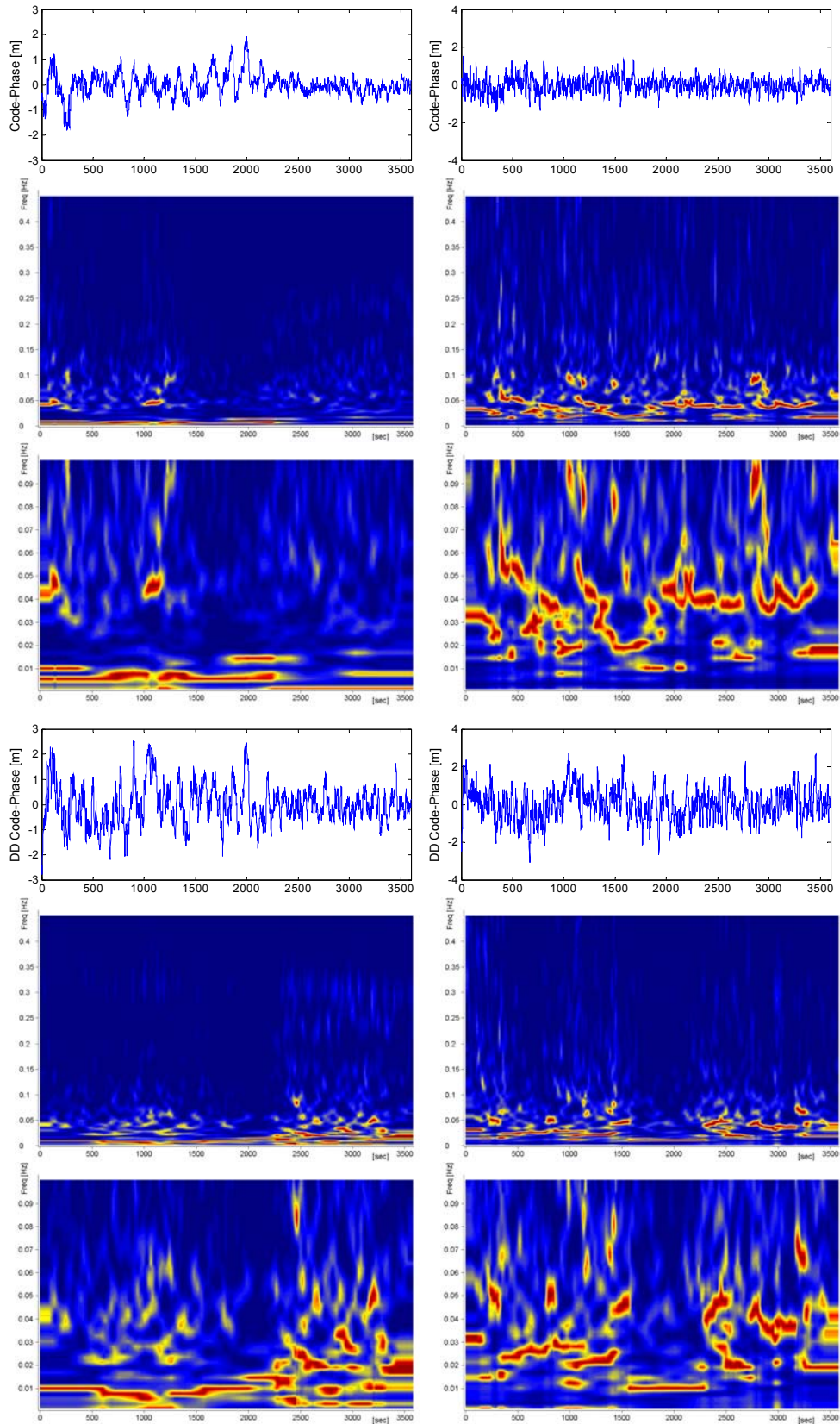


Bild 8.7: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 14, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz)
links: Monitor A2, rechts: Monitor A4

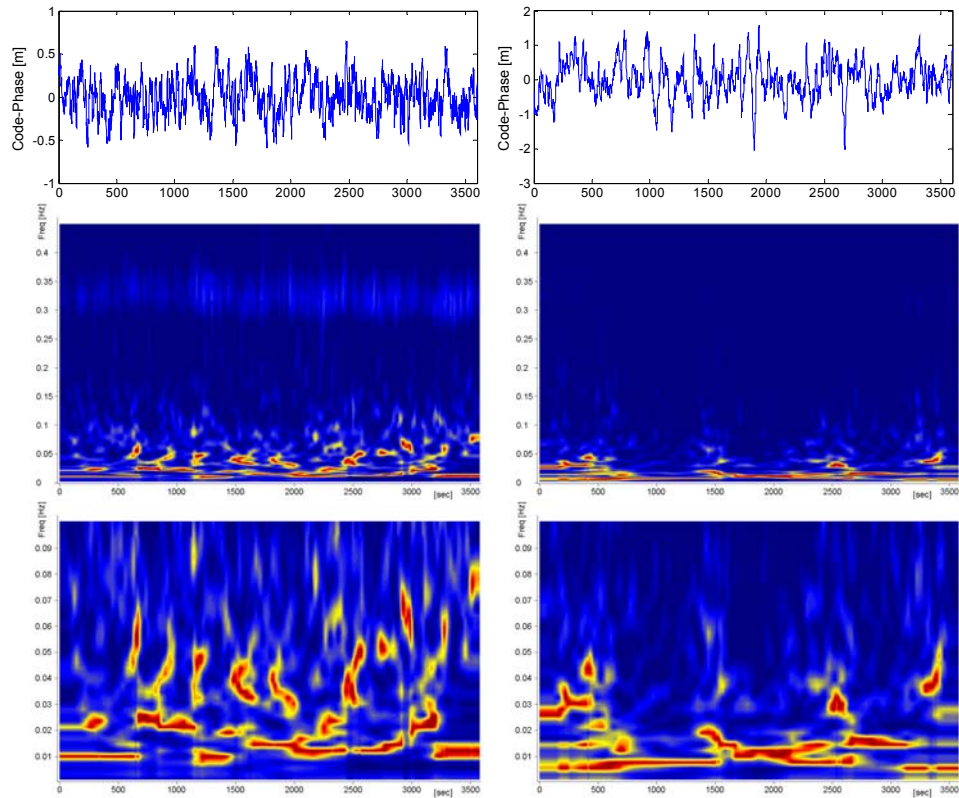


Bild 8.8: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 15, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), links: Monitor A3-1, rechts: Monitor A3-2

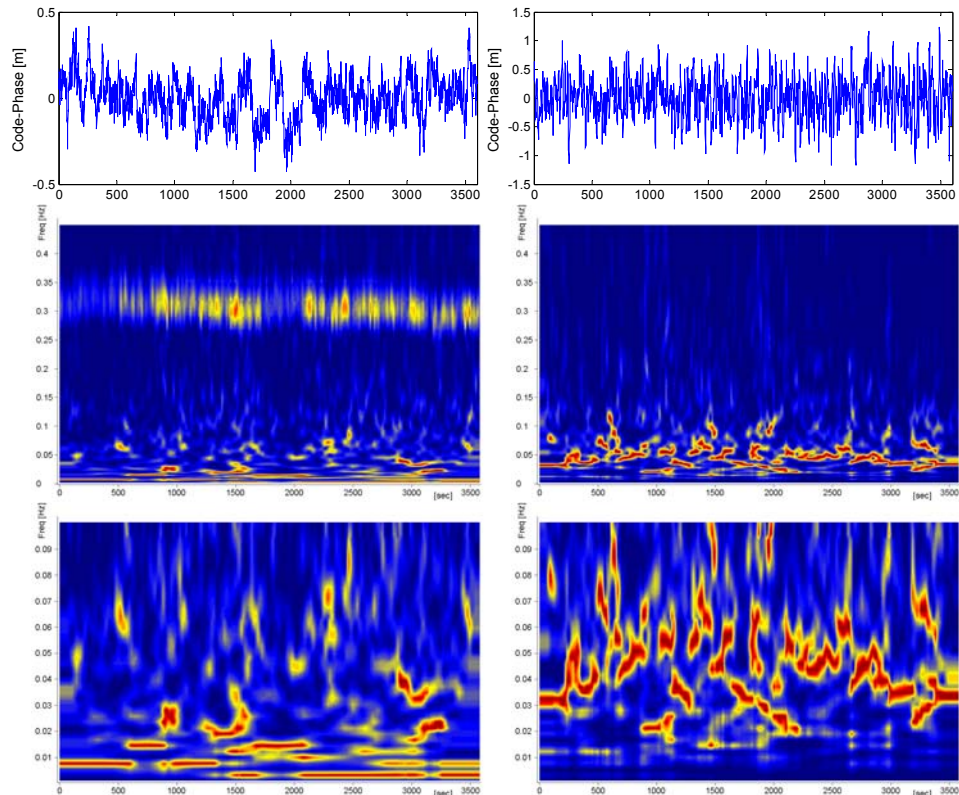


Bild 8.9: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 15, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), links: Monitor A2, rechts: Monitor A4

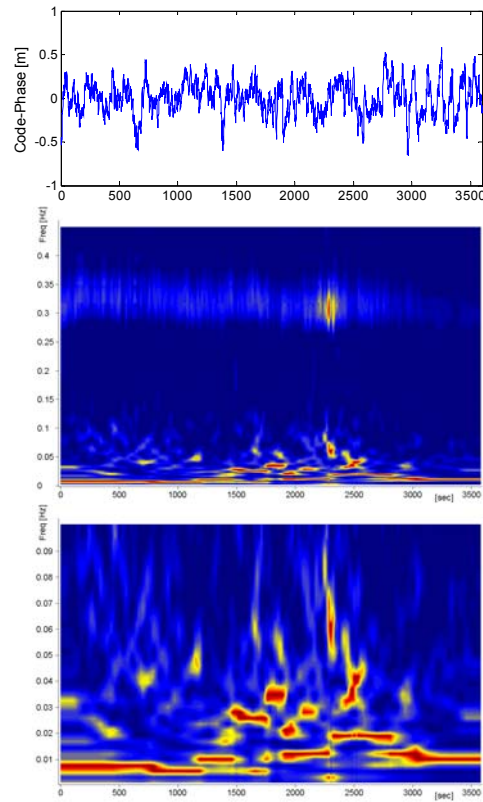


Bild 8.10: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 15, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), Master A1

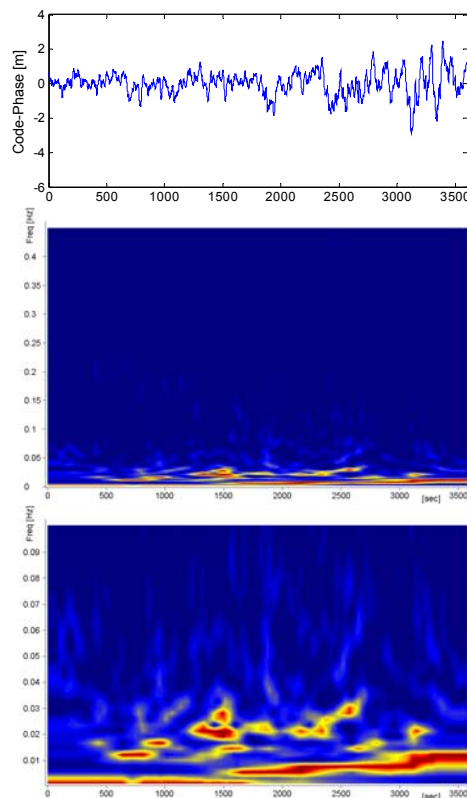


Bild 8.11: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 21, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), Master A1

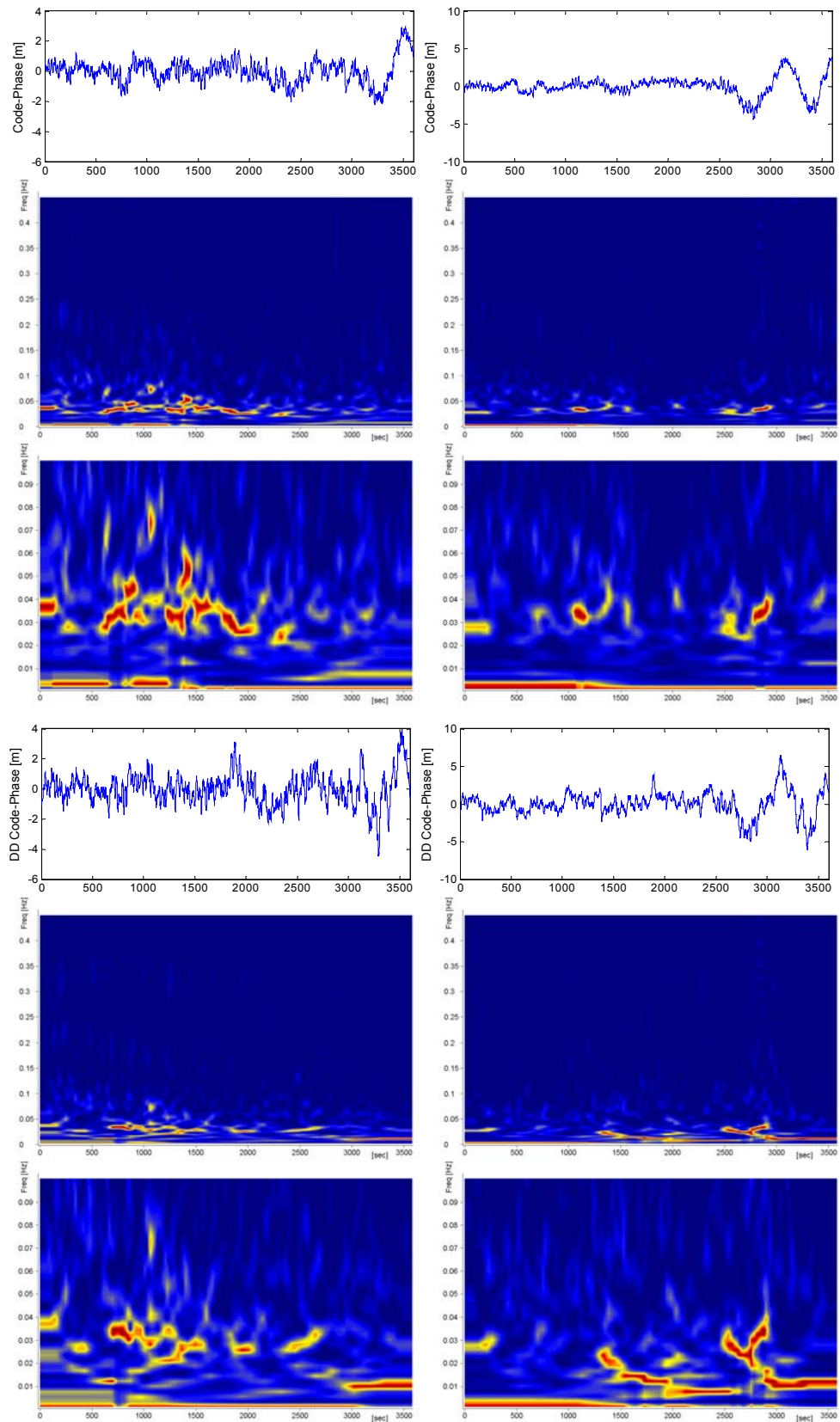


Bild 8.12: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 21, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz)
links: Monitor A3-1, rechts: Monitor A3-2

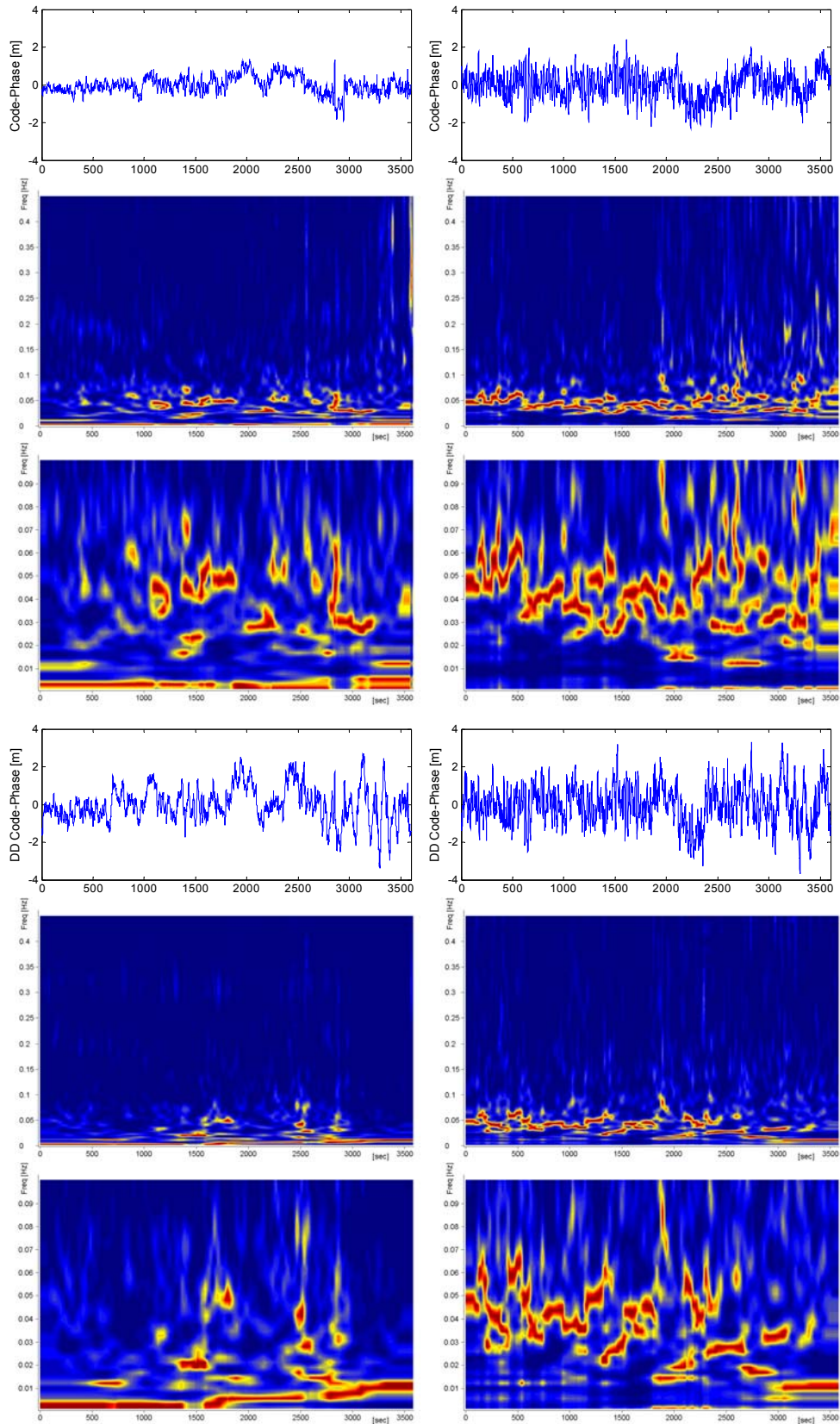


Bild 8.13: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 21, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz)
links: Monitor A2, rechts: Monitor A4

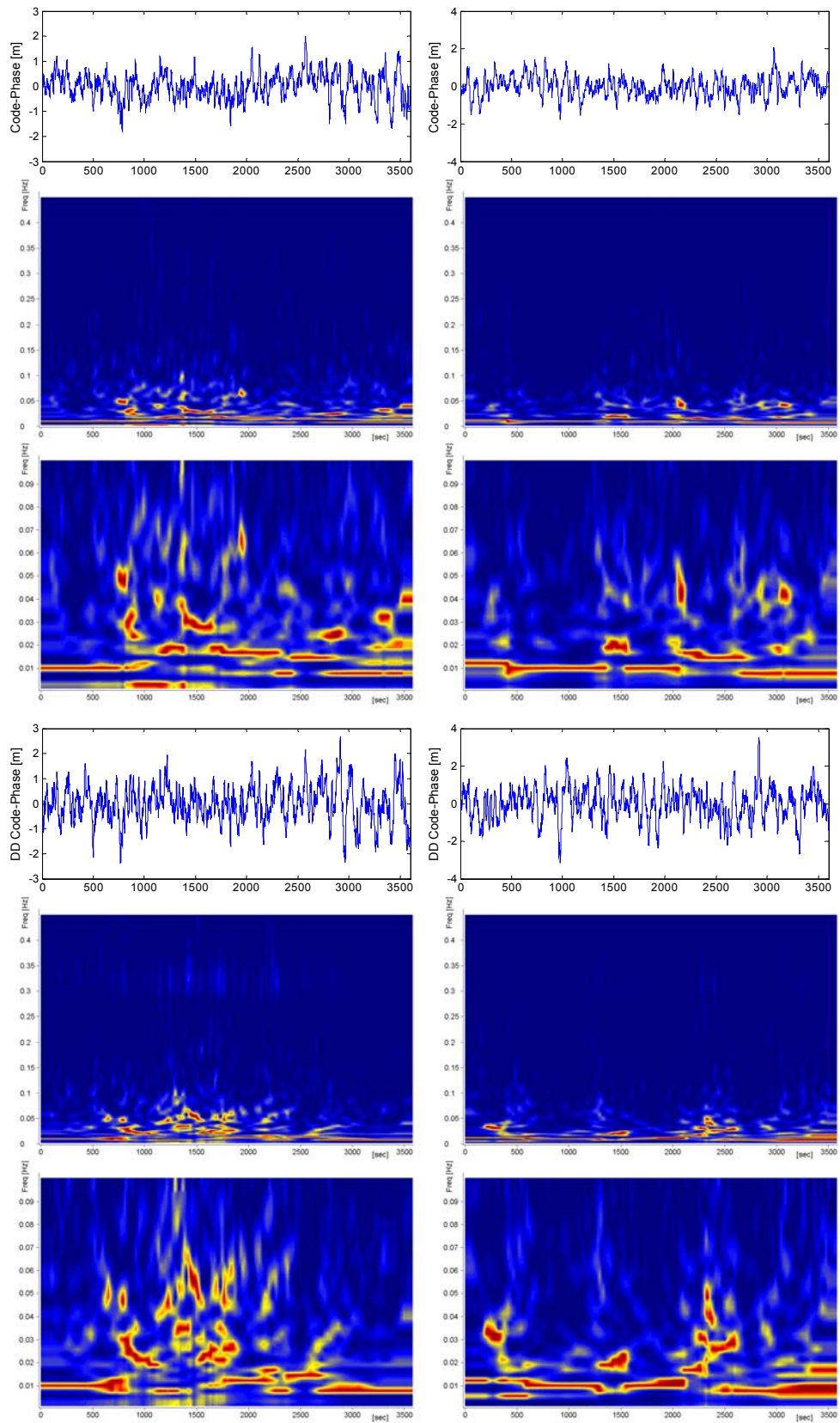


Bild 8.14: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 29, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz)
 links: Monitor A3-1, rechts: Monitor A3-2

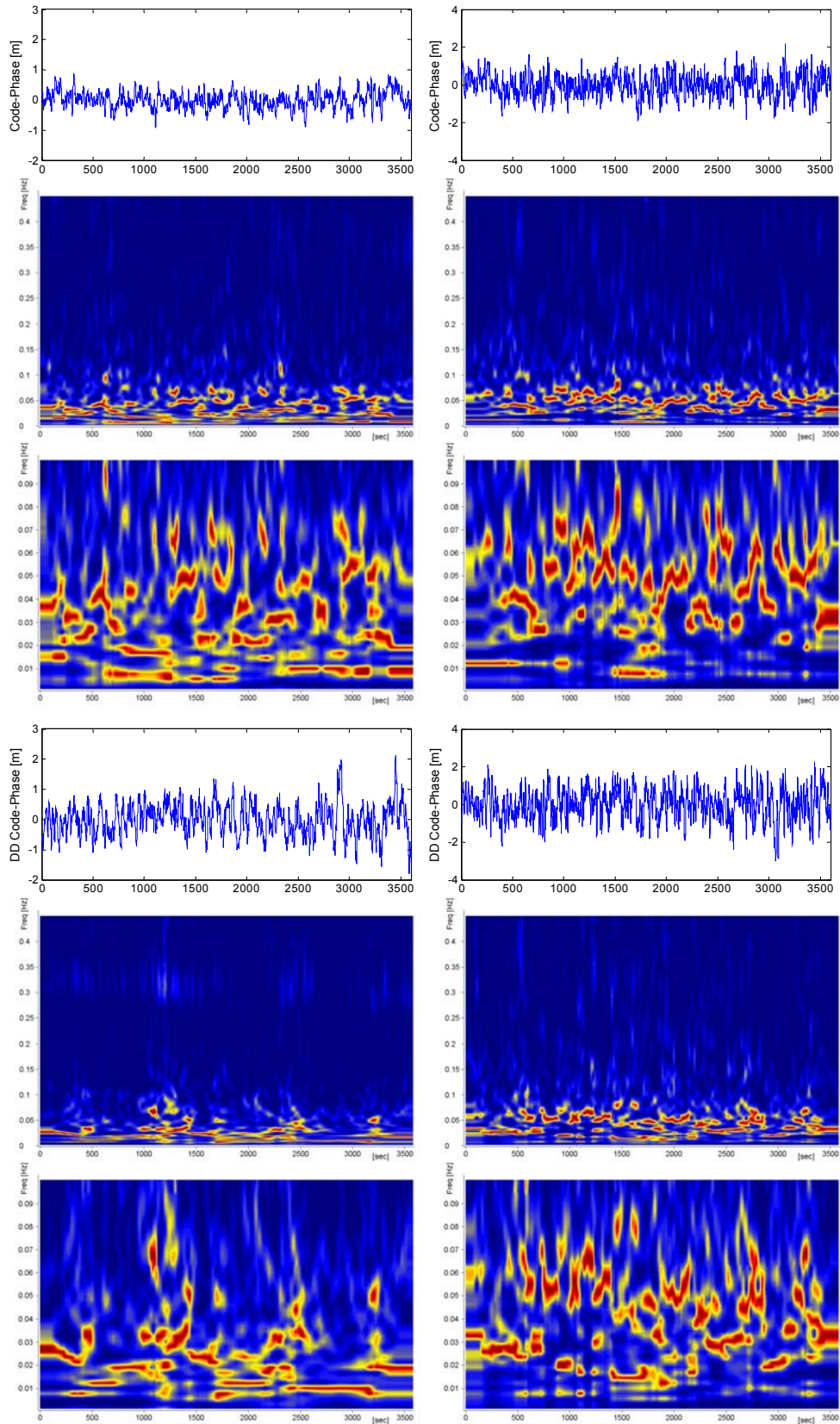


Bild 8.15: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 29, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz)
links: Monitor A2, rechts: Monitor A4

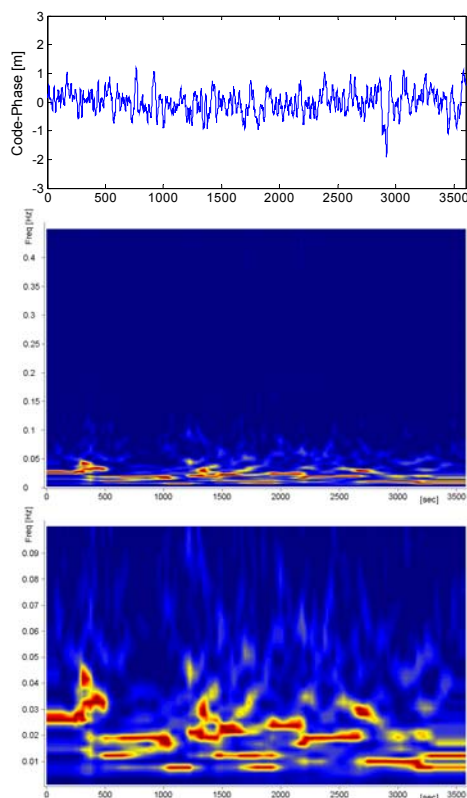


Bild 8.16: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 29, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), Master A1

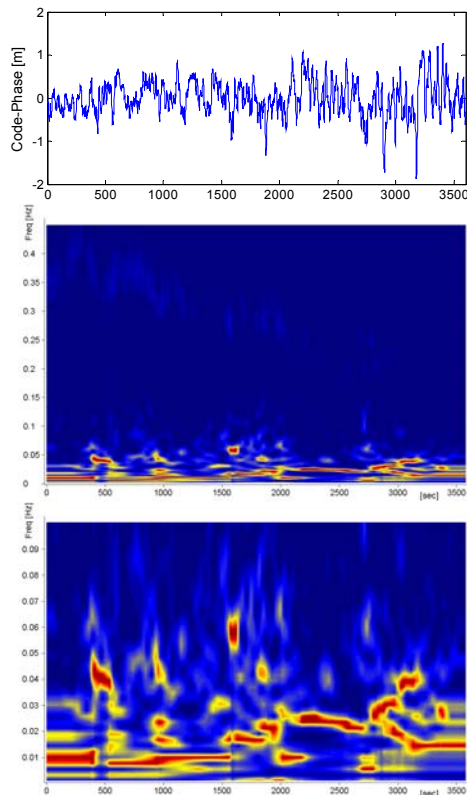


Bild 8.17: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 31, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), Master A1

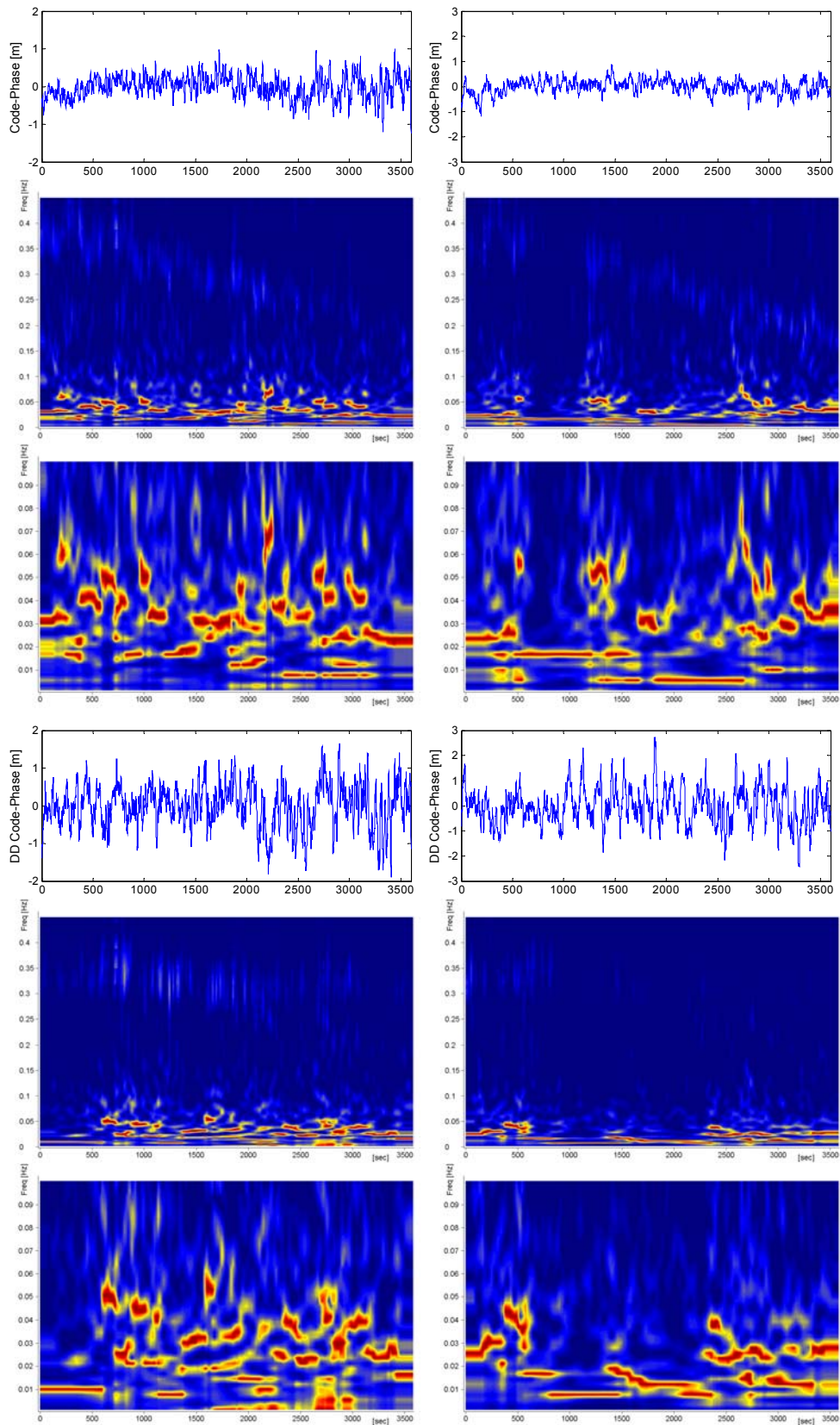


Bild 8.18: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 31, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz)
links: Monitor A3-1, rechts: Monitor A3-2

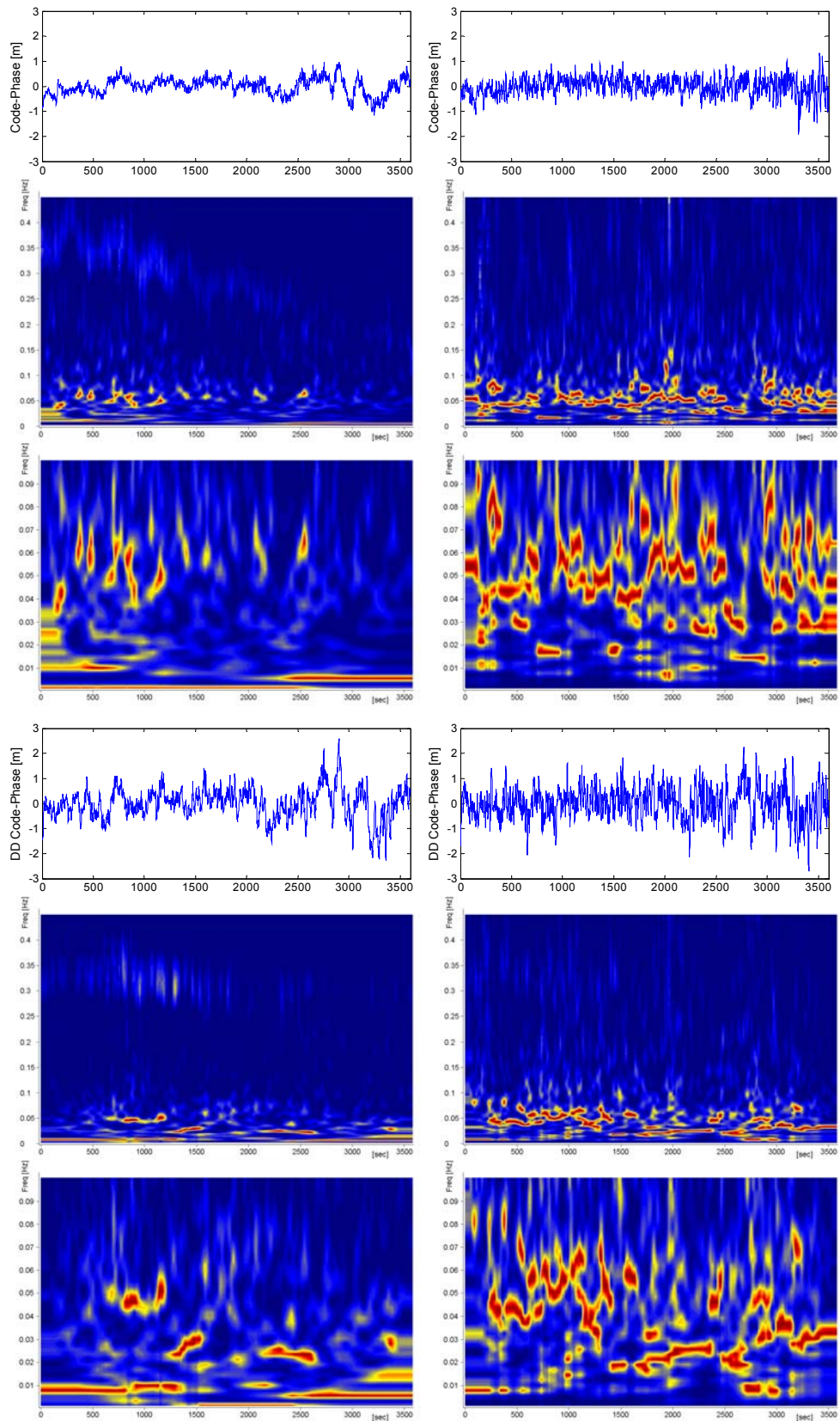


Bild 8.19: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 31, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz)
links: Monitor A2, rechts: Monitor A4

Zur Reduktion der Mehrwegeeffekte werden die aus den Plots ermittelten Grenzfrequenzen als Parameter der in DREAMS für jeden Satelliten separat implementierten Bandsperre verwendet. Unter Inkaufnahme möglicher Fehler durch Mehrweg wird die obere Grenzfrequenz auf 0,05 Hz festgelegt. Damit besteht ein ausreichender Sicherheitsabstand zu den aus der Geschwindigkeitsabschätzung der Fahrzeuge erwarteten Deformationen mit Frequenzen bis zu ca. 0,1 Hz.

Die untere Grenzfrequenz liegt wie oben erwähnt bei 0,001 Hz. Der festgelegte Frequenzbereich wird aus den doppelt differenzierten Trägerphasenbeobachtungen ausgefiltert. Langperiodische Deformationen – z.B. aufgrund von Temperatureinflüssen – werden damit nicht beeinflusst und gehen weiter in die Positionslösung ein.

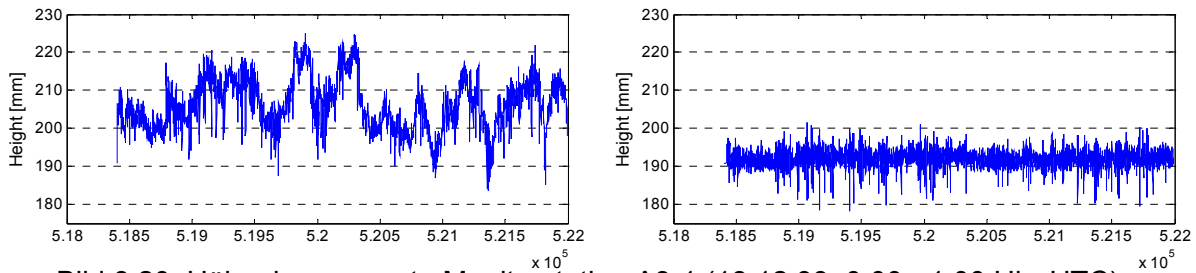


Bild 8.20: Höhenkomponente Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt

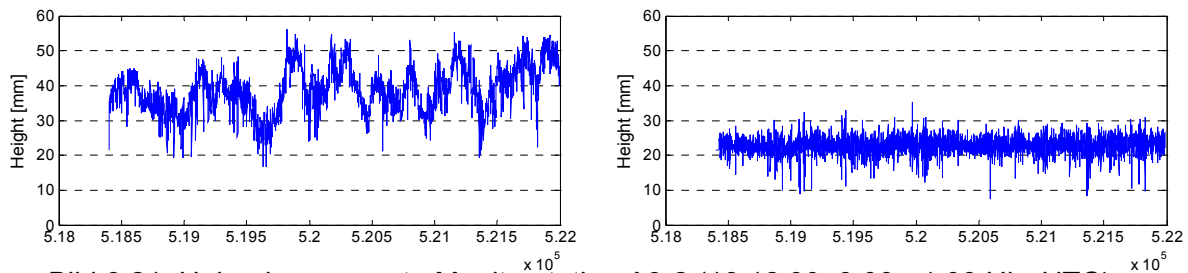


Bild 8.21: Höhenkomponente Monitorstation A3-2 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt

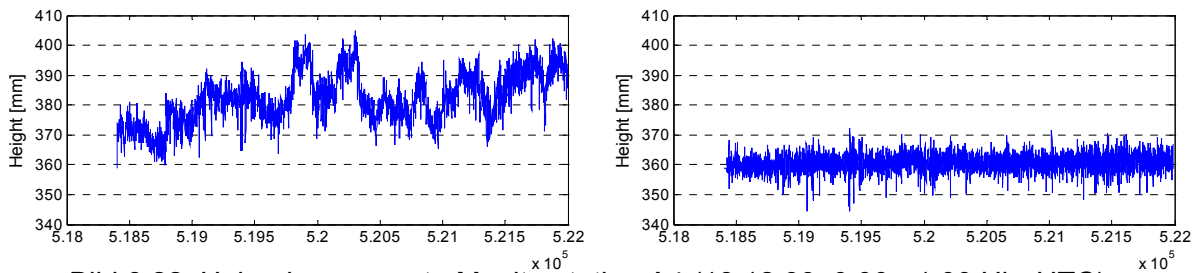


Bild 8.22: Höhenkomponente Monitorstation A4 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt

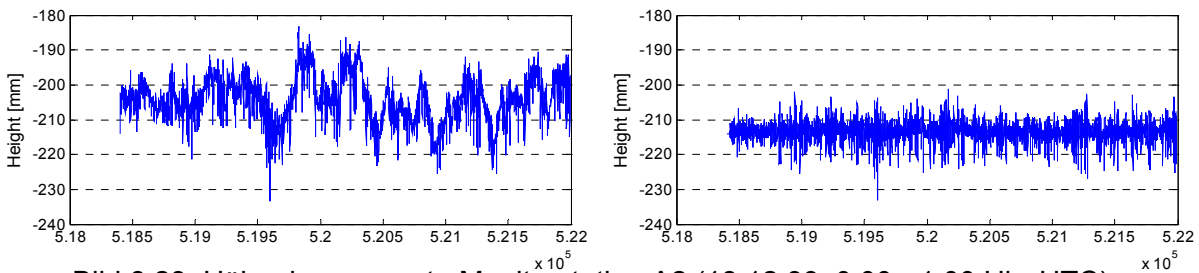


Bild 8.23: Höhenkomponente Monitorstation A2 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt

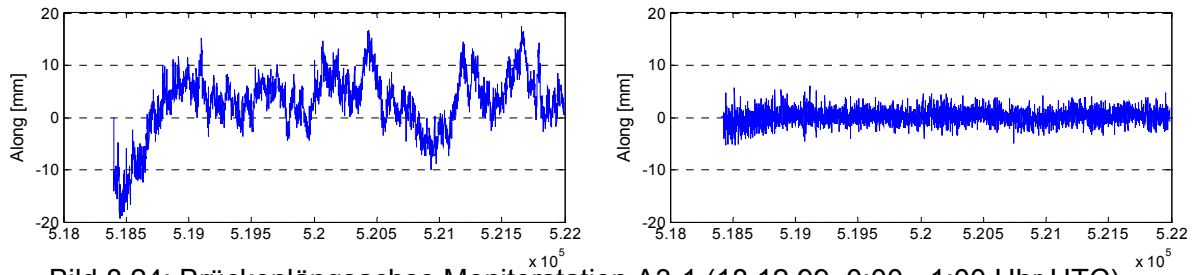


Bild 8.24: Brückenlängsachse Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC),
links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt

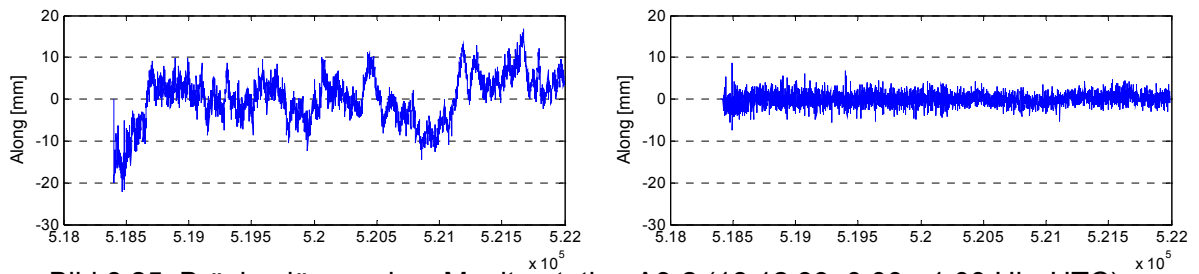


Bild 8.25: Brückenlängsachse Monitorstation A3-2 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC),
links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt

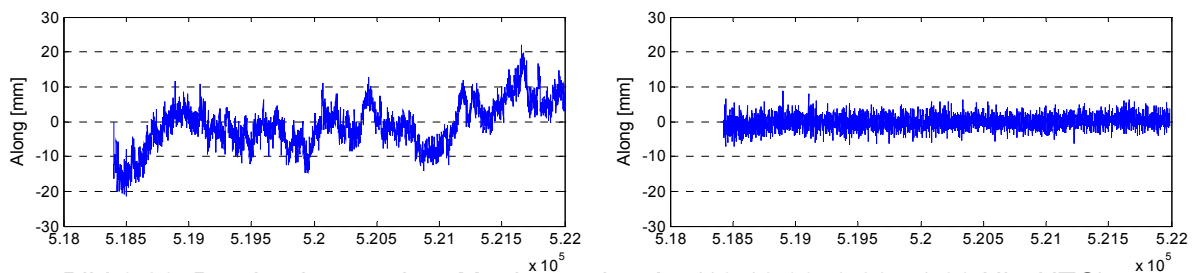


Bild 8.26: Brückenlängsachse Monitorstation A4 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC),
links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt

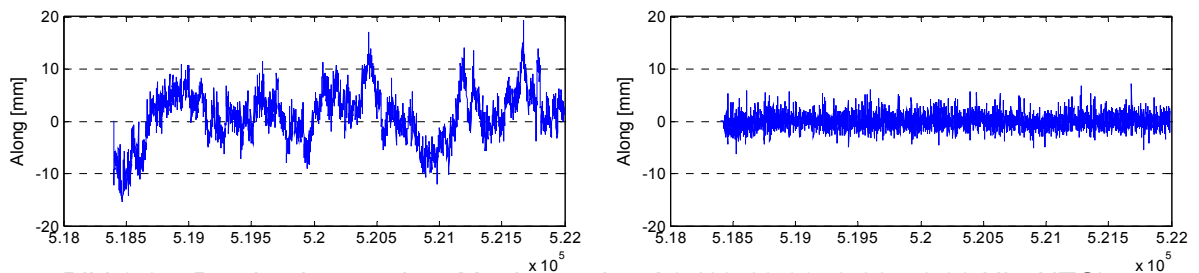


Bild 8.27: Brückenlängsachse Monitorstation A2 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC),
links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt

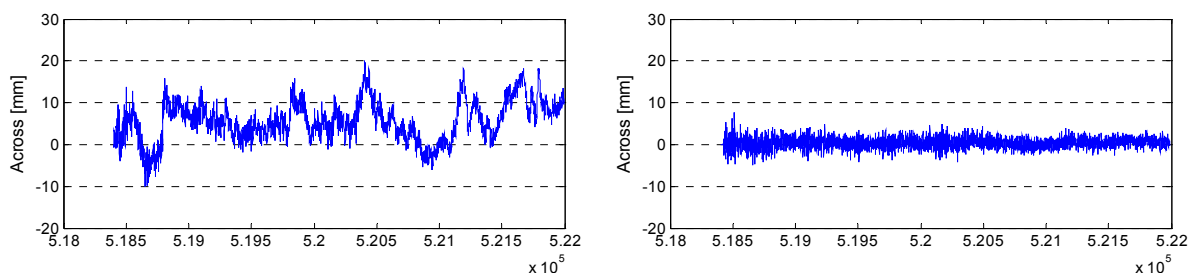


Bild 8.28: Brückenquerachse Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC),
links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt

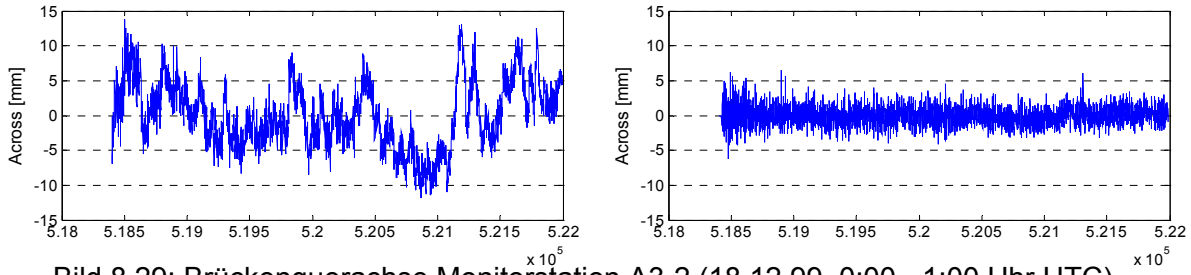


Bild 8.29: Brückenquerachse Monitorstation A3-2 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt

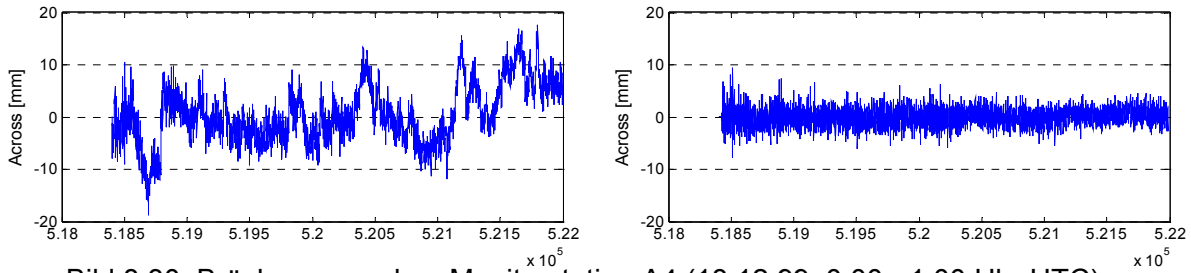


Bild 8.30: Brückenquerachse Monitorstation A4 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt

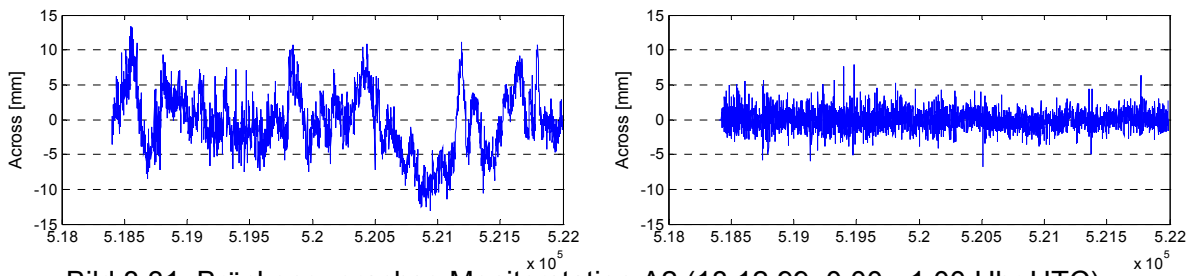


Bild 8.31: Brückenquerachse Monitorstation A2 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt

Die obigen Plots zeigen für die drei Komponenten Höhe, Brückenlängsachse und -querachse die Deformationen ohne Eliminierung der Mehrwegeeffekte (links) sowie bei Anwendung des Filterverfahrens (rechts). Die Höhenkomponente bezieht sich dabei auf eine gemeinsame Referenzhöhe von 472 m über dem WGS84-Ellipsoid.

Weitere Plots zu einem längeren Zeitabschnitt finden sich im folgenden Kapitel 9.

Betrachtet man die unkorrigierten Plots für die einzelnen Stationen, so könnte man den Eindruck gewinnen, alle Stationen wiesen im Wesentlichen ähnliche Positionsänderungen auf und die Variationen seien nicht durch Mehrwegeeffekte verursacht. Bei näherer Betrachtung finden sich aber eine Reihe von Indizien, die gegen diese Anschauung stehen. Zum Ersten sind die Verläufe zwar ähnlich, aber eben nicht identisch. Weiter sind insbesondere Veränderungen in Brückenlängs- und -querachse nicht in der gleichen Größenordnung wie bei der Höhenänderung zu erwarten – genau dies würde sich aber aus den Plots ergeben. Haupteinflüsse für beobachtete Deformationen sind Einwirkungen durch Auflasten (Fahrzeuge), Temperaturänderungen und durch Wind hervorgerufene Kräfte. Erstere sind insbesondere für vertikale Deformationen verantwortlich, die kurzperiodischer Natur sind und den Hauptanteil der gemessenen Verformungen darstellen. In geringem Maße wirken diese Kräfte auch auf horizontale Änderungen des Brückendecks ein. Die einzelnen Antennen sind auf einer Brückenseite im Abstand von 10 m angeordnet. Die Brücke selbst besteht aus einem sogenannten Durchlaufträger, also einem zusammenhängenden Stahlbauteil, das beim Überfahren eines Fahrzeugs kontinuierlich deformiert wird und damit keine größeren Höhenabweichungen an den einzelnen Messpunkten entstehen. So kommt es zu einer

Distanzänderung zwischen zwei Stationen um 0,5 mm bei einer Höhendifferenz von 10 mm. Zwischen den Stationen sind also Differenzen in der Längsachse der Brücke maximal im unteren Millimeterbereich zu erwarten. Ein ähnliches Bild erhält man für die Brückenquerachse.

Der zweite Einflussfaktor, also Temperaturänderungen, bewirkt langperiodische Positionsänderungen, die dem Tagesgang folgen und sich über mehrere Stunden langsam und kontinuierlich ändern. In den hier gezeigten Plots sind jedoch Änderungen im Bereich einiger Minuten zu verzeichnen, was Temperatureinflüsse ausschließt. Anzumerken ist an dieser Stelle noch, dass die Messungen im Dezember stattfanden und zum betreffenden Zeitpunkt die Differenz zwischen Tageshöchst- und -tiefsttemperatur nur etwa 5° C betrug. Verformungen durch Temperaturdifferenzen sind also nur geringfügig im Tagesverlauf zu erwarten.

Dritte Größe, die zur Verformung eines Objekts führen kann und insbesondere bei Brücken mit großer Feldlänge bzw. Höhe über Grund berücksichtigt werden muss, ist die jeweils herrschende Windstärke. An den Messtagen spielt Wind jedoch keine Rolle, da er im Messgebiet nur mit geringer Stärke von im Mittel maximal 1 – 5 m/s gemessen wurde (Quelle: DWD) und die Brücke zudem in einem von Hügeln umgebenen Gebiet liegt. Windeinflüsse lassen sich in zwei Kategorien unterteilen, statische bzw. dynamische Windlasten (Luther, 2004). Erstere sorgen für eine dauerhafte Auslenkung eines schwingungsanfälligen Bauwerks, Letztere führen schließlich zu eher kurzperiodischen Deformationen, die um einen Mittelwert, hervorgerufen durch die statische Windlast, pendeln.

In den folgenden Plots sollen zum Vergleich mit den unkorrigierten Positionslösungen der einzelnen Stationen Vergleichswerte präsentiert werden. Alle Plots werden für den Monitorsensor A3-1 gezeigt, zunächst im Vergleich zweier unterschiedlicher Masterstationen A1 bzw. A2. A2 befindet sich dabei in unmittelbarer Nähe von A1 und ist so im Wesentlichen den gleichen Mehrwegeeffekten ausgesetzt. Dennoch zeigen sich Unterschiede im Zeitverlauf.

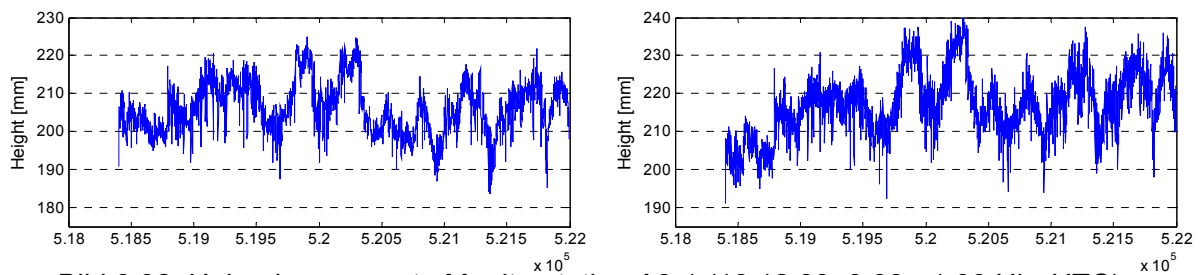


Bild 8.32: Höhenkomponente Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: Masterstation A1, rechts: Masterstation A2

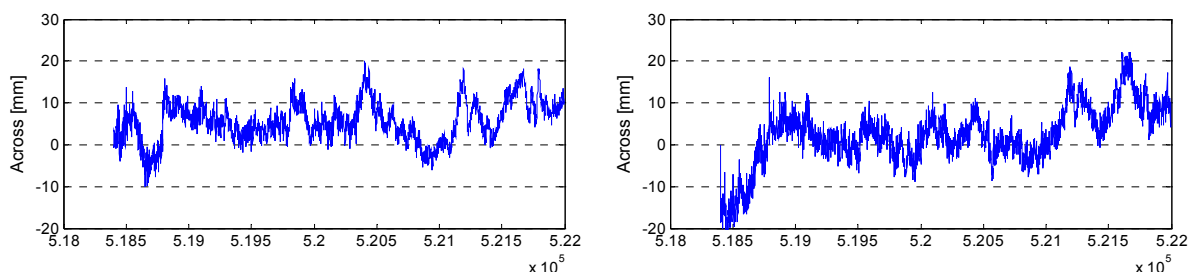


Bild 8.33: Brückenquerachse Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: Masterstation A1, rechts: Masterstation A2

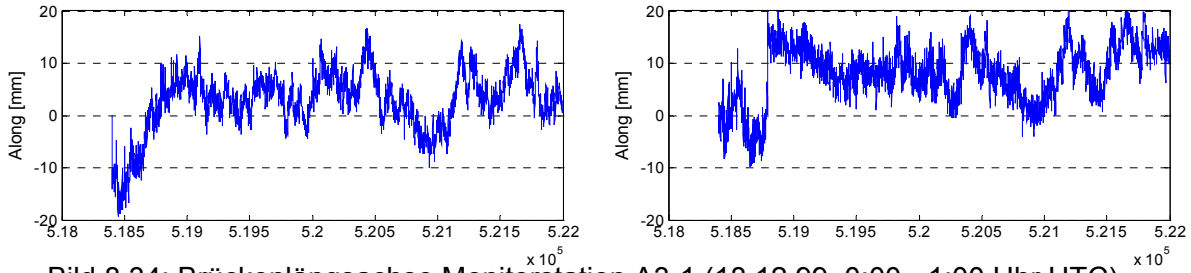


Bild 8.34: Brückenlängsachse Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: Masterstation A1, rechts: Masterstation A2

Plots 8.35 bis 8.37 zeigen schließlich Koordinatendifferenzen zwischen beiden Masterstationen auf der einen Seite (linke Plots), woraus sich sehr gut die unterschiedlichen Mehrwegeinflüsse auf diesen beiden Stationen ablesen lassen. Auf der anderen Seite werden Differenzen zwischen zwei Monitorsensoren (A3-1 und A3-2) dargestellt, die ebenfalls in allen drei Achsen deutliche Variationen zeigen. Gerade diese Differenzen wären jedoch nicht zu erwarten, wenn die Beobachtungen mehrwegefrei wären und somit die Plots der unkorrigierten Deformationsverläufe tatsächlich Positionsänderungen zeigen würden.

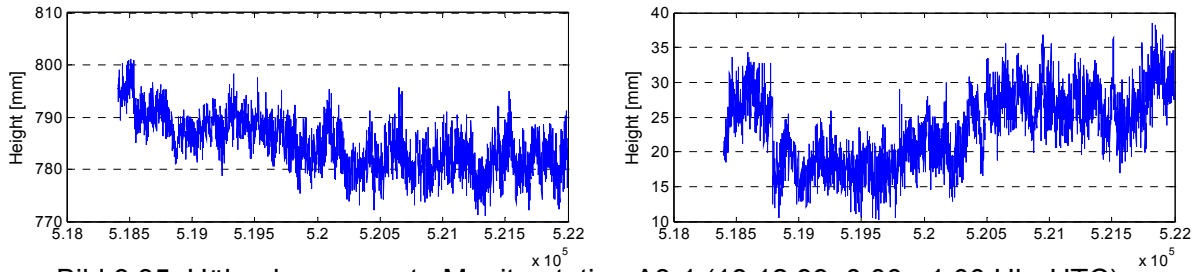


Bild 8.35: Höhenkomponente Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: Masterstation A1/Masterstation A2, rechts: Monitorstation A3-1/Monitorstation A3-2

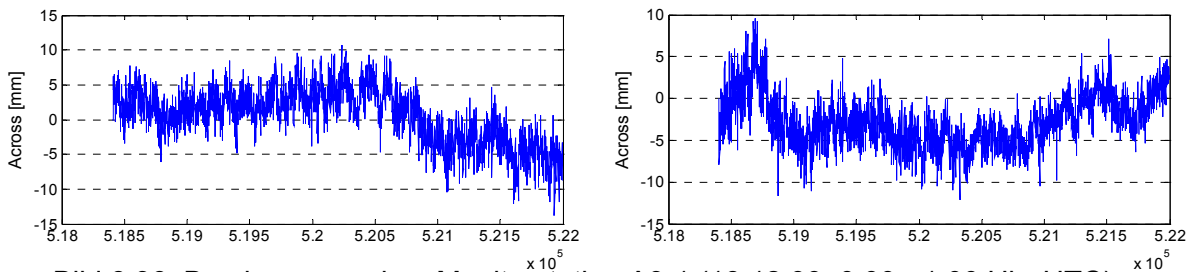


Bild 8.36: Brückenquerachse Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: Masterstation A1/Masterstation A2, rechts: Monitorstation A3-1/Monitorstation A3-2

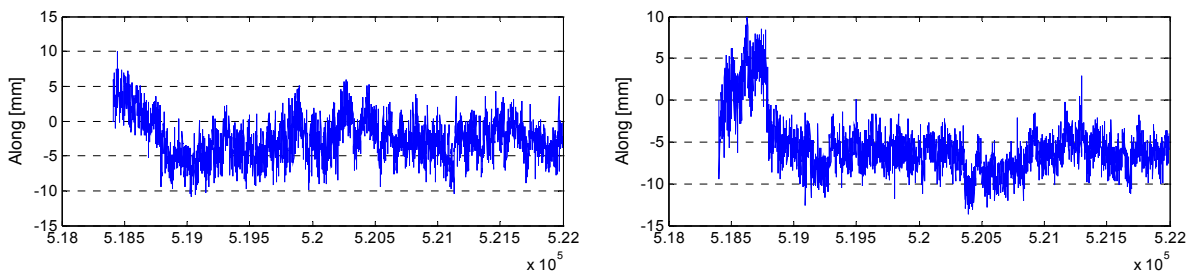


Bild 8.37: Brückenlängsachse Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: Masterstation A1/Masterstation A2, rechts: Monitorstation A3-1/Monitorstation A2

8.2 Wiederholbarkeit von Phasenmessungen

Basis für die erfolgreiche Anwendung der in Kapitel 4.5.1 beschriebenen Template-Methode ist die Wiederholbarkeit der Satellitengeometrie über mehrere Tage und Wochen. Eine

Untersuchung der Rohdaten über mehrere Tage bestätigt, dass die Geometrie stabil genug ist, um die einmal aufgezeichneten Templates mehrere Tage anwenden zu können. Zusätzlich wird durch die adaptive Kreuzkorrelation erreicht, dass sich geringe Änderungen im Umfeld der Station nicht auf eine Verschlechterung der Anwendbarkeit auswirken.

Exemplarisch soll für 6 Tage im Oktober 2000 gezeigt werden, wie die doppelten Differenzen der Trägerphasen sich über diesen Zeitraum verhalten. Im Bild 8.38 ist zunächst eine Übersicht über einen Zeitraum von 2,5 Std. beginnend am 19.10.2000 um 9:19 Uhr dargestellt. Die folgenden Tage wurden jeweils um 3 Minuten 56 Sekunden auf der Zeitachse entsprechend der Dauer eines siderischen Tages bzw. um 0,02 m auf der Ordinate zur besseren Sichtbarkeit verschoben. Am 23.10.2000 konnten wegen Problemen mit dem GPS-Empfänger keine Daten aufgezeichnet werden. Die Datensätze wurden als doppelte Differenzen zwischen den GPS-Satelliten 15 und 14 (Referenzsatellit) gebildet. Am rechten Darstellungsrand weisen die Kurven eine ansteigende Drift auf, die auf der Bewegung des Satelliten 15 Richtung Horizont zurückzuführen ist.

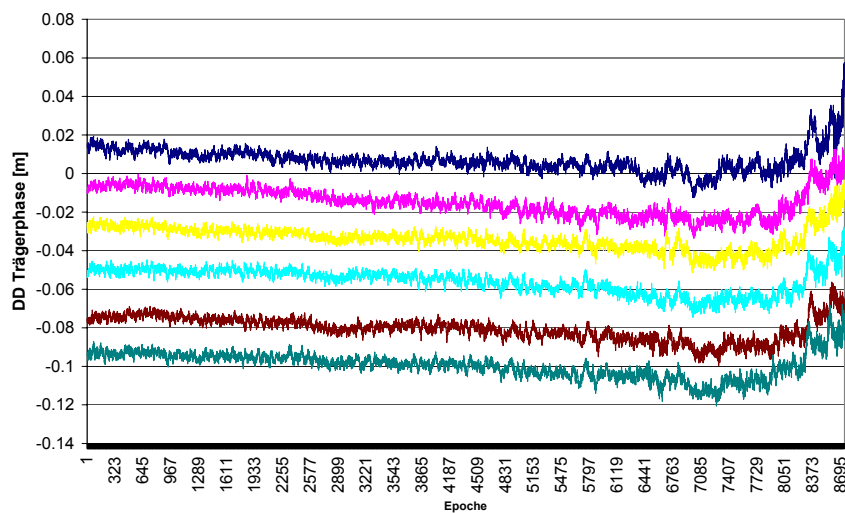


Bild 8.38: Doppelte Differenzen der Trägerphasenmessung an den Tagen 19.10.2000 (oberste Kurve) bis 25.10.2000 (unterste Kurve)

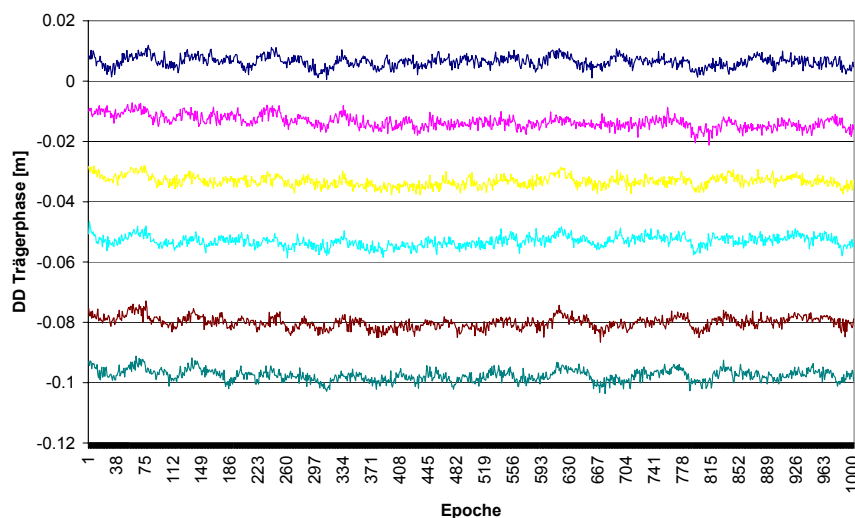


Bild 8.39: Doppelte Differenzen der Trägerphasenmessung an den Tagen 19.10.2000 (oberste Kurve) bis 25.10.2000 (unterste Kurve), Ausschnitt über 1000 Epochen

Einen Ausschnitt dieses Datensatzes über 1000 Epochen zeigt Bild 8.39.

Aus den Daten vom 19.10.2000 wurde ein Template generiert und für die folgenden Tage als Korrekturdatensatz verwendet. Die folgenden Bilder zeigen die gebildeten doppelten Differenzen jeweils vor und nach der Korrektur.

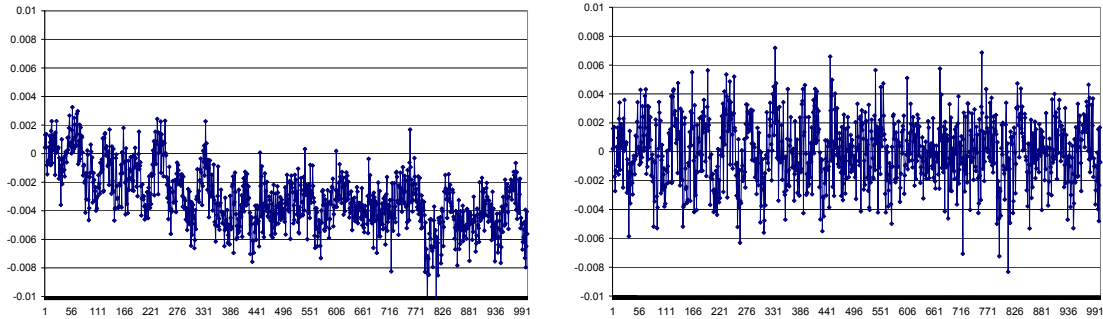


Bild 8.40: Doppelte Differenz links vor der Korrektur, rechts danach (20.10.2000)

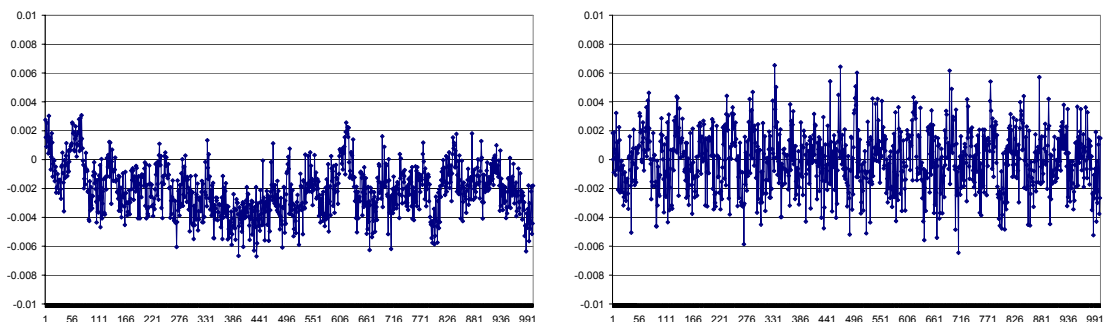


Bild 8.41: Doppelte Differenz links vor der Korrektur, rechts danach (21.10.2000)

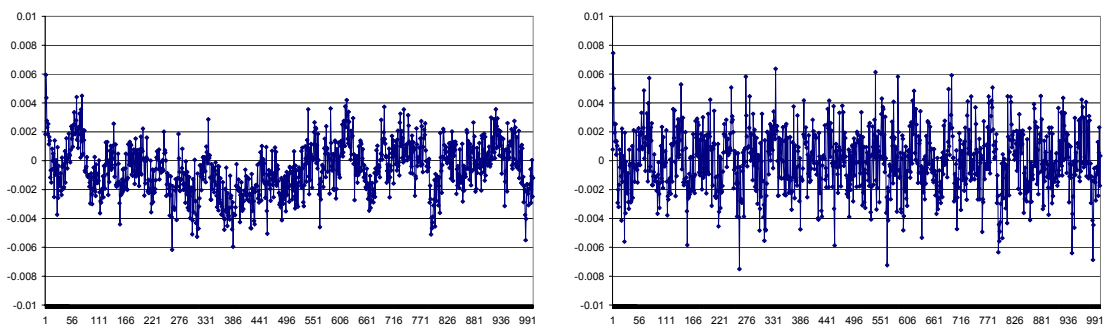


Bild 8.42: Doppelte Differenz links vor der Korrektur, rechts danach (22.10.2000)

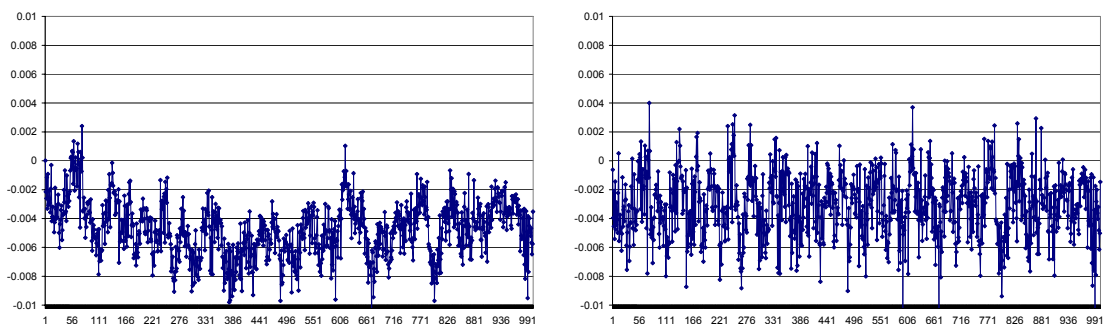


Bild 8.43: Doppelte Differenz links vor der Korrektur, rechts danach (24.10.2000)

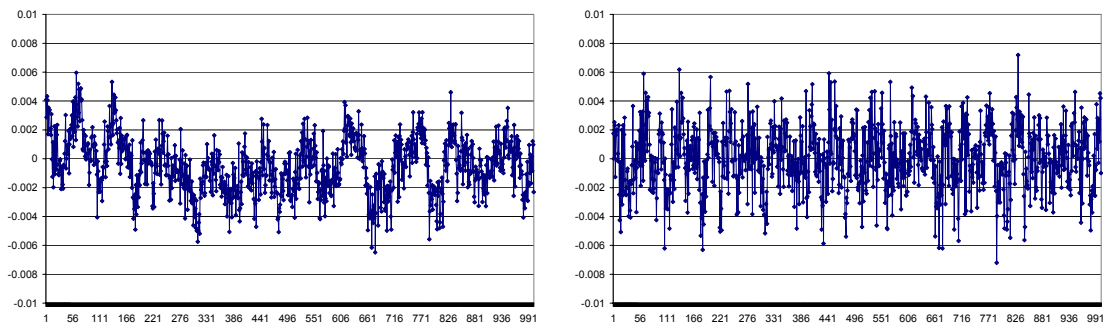


Bild 8.44: Doppelte Differenz links vor der Korrektur, rechts danach (25.10. 2000)

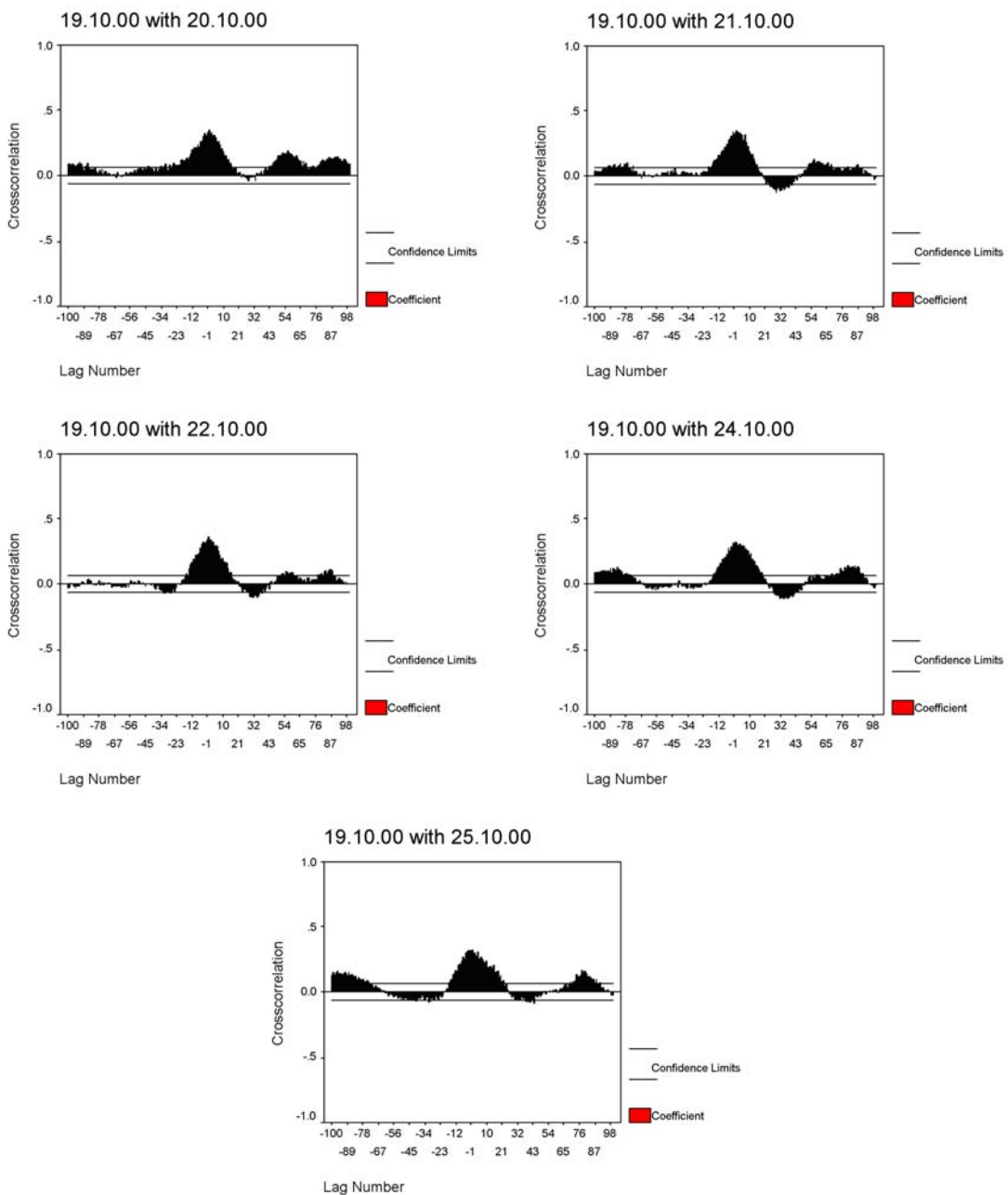


Bild 8.45: Kreuzkorrelation für fünf verschiedene Tage bezogen auf den 19.10.2000

Durch Anwendung des Templates auf die Daten der folgenden Tage können die durch Mehrwegeausbreitung in den doppelten Differenzen enthaltenen Signaturen größtenteils verringert werden. Allerdings zeigen nicht alle Datensätze eine so gute Performance wie in den Bildern dargestellt. Die Residuen der doppelten Differenzen sind etwa 1,5 mal größer als die der nicht durch das Template verbesserten Daten. Dies kann jedoch in Kauf genommen werden, wenn man bedenkt, dass für die Positionsermittlung bzw. die Bestimmung der Positionsänderung ein Kalman-Filter mit zusätzlicher Tiefpass-Filterung der Rohdaten implementiert ist.

Zur Abschätzung des Lags zwischen zwei aufeinanderfolgenden Tagen wird, wie bereits beschrieben, die Kreuzkorrelation verwendet. Für die Übereinstimmung des Templates und der Daten des jeweiligen Tages kann Bild 8.45 einen Anhaltspunkt geben.

Das Maximum liegt an allen Tagen bei oder nahe 0, zeigt also eine sehr gute Wiederholbarkeit der Satellitengeometrie.

Angemerkt werden muss noch, dass durch nicht exakte Aufstellung der Antennen an den einzelnen Tagen hier keine perfekte Übereinstimmung erreicht werden konnte. Die Antennen wurden jeweils neu ausgerichtet, wobei durch Horizontierung und Justierung durchaus mit Fehlern in der Größenordnung von einigen Millimetern zu rechnen ist. Bei einer dauerhaften Installation der Geräte sind derartige unerwünschte Effekte nicht zu erwarten.

8.3 Funktionstest und Verifikation des Überwachungssystems

Hauptaufgabe des Deformationsüberwachungssystems ist die Detektion von Veränderungen eines Messpunktes in einem Überwachungsnetz. Zur Überprüfung der Leistungsfähigkeit des Hardware-/Softwarekonzepts wurden zahlreiche Messungen insbesondere auf dem Gelände der Universität der Bundeswehr in Neubiberg/München durchgeführt. Neben der 6 Messpfiler vor dem Hauptgebäude des Instituts für Erdmessung und Navigation (IfEN) konnten auch Einrichtungen auf dem Dach des Gebäudes 33 genutzt werden. Weiter wurden auf dem Vorfeld des ehemaligen Flughafens Neubiberg Messdaten für die Analyse und Entwicklung der Mehrwegereduktionskomponenten aufgenommen.

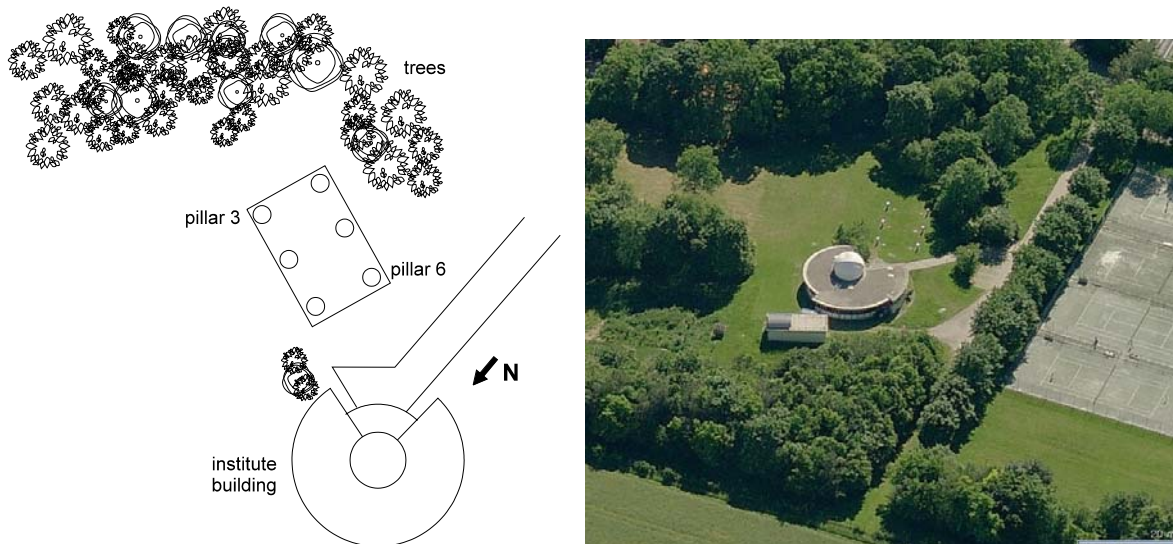


Bild 8.46: Institutsgebäude mit Testfeld
[Luftbild: Microsoft Virtual Earth]

Bild 8.46 zeigt das Gebäude 62 (Institut) sowie das Messfeld mit dem unmittelbaren Umfeld. Das Institutsgebäude liegt in einer sehr von Mehrweg geprägten Umgebung, was zu häufigen Problemen bei der Akquisition von Satelliten führt und entsprechend fehlerbehaftete

Phasenmessungen zur Folge hat. Vorteilhaft ist dagegen die einfache Erreichbarkeit des Messgebietes sowie die Verfügbarkeit von Stromversorgung sowie Datenleitungen.

Neben den Tests mit dem Deformationsüberwachungssystem konnten auf dem Vorfeld des ehemaligen Flughafengeländes auch Tests mit dem Telemetriesystem durchgeführt werden, das ja einen autonomen Betrieb der Monitorstationen ermöglicht. Im Rahmen dieser Tests konnten wichtige Erkenntnisse für die Dimensionierung und den störungsfreien Betrieb einer Datenfunkstrecke gewonnen werden. Für weitere Details zum Datentransfer im Allgemeinen und Funksystemen im Speziellen sei auf Kapitel 6.11 verwiesen.

Zur Verifizierung der Template-Methode (vgl. Kapitel 4.5.1) wurden sowohl statische als auch Tests mit künstlich erzeugten Deformationen durchgeführt und entsprechende Datensätze aufgezeichnet. Die Bilder 8.47 und 8.48 zeigen einen statischen Datensatz, aufgenommen am 19.4.1999. Im unteren Bild sind die Residuen auf den Koordinaten Breite, Länge, Höhe deutlich reduziert. Auf Breite und Länge bleiben noch etwa 2 – 3 mm, auf der Höhe 4 mm Rauschen. Durch die Anwendung der Template-Methode kann der Fehler auf der Trägerphasenbeobachtung bzw. die Positionslösung damit um über 50% verbessert werden.

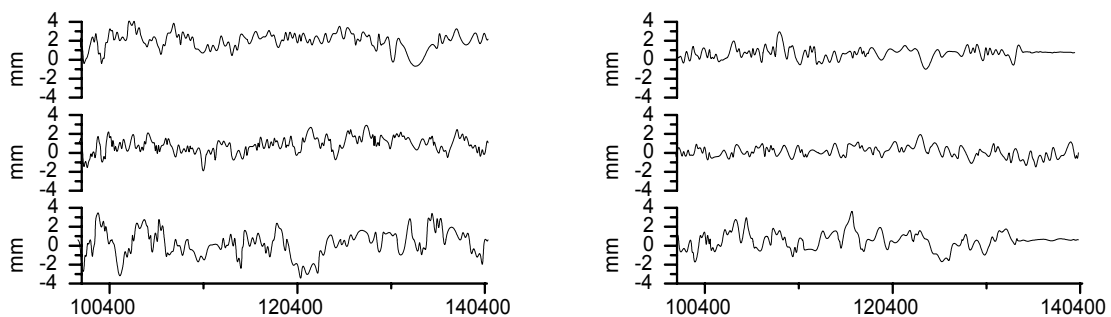


Bild 8.47: Positionslösung (Breite, Länge, Höhe) auf der Basislinie Pfeiler 3-6
links: ohne Template-Methode, rechts: mit Template-Methode

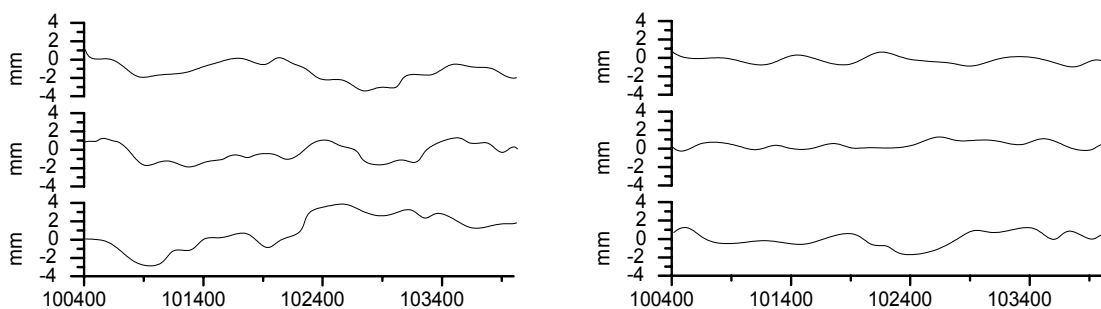


Bild 8.48: Ausschnitt des obigen Datensatzes
links: ohne Template-Methode, rechts: mit Template-Methode

Mit einer Verschiebeeinrichtung, die exakte Positionsänderungen mit 0,1 mm Genauigkeit erlaubt, wurde am 8.5.1999 auf den Pfeilern 3 und 6 vor dem Institutsgebäude eine Deformation simuliert. Der Empfänger auf Pfeiler 3 wurde zunächst um 10 mm Richtung Osten verschoben. Diese Positionsänderung wird vom System nachgeführt (vgl. Bild 8.49). Anschließend wurde nach ungefähr 10 min die Ausgangsposition wieder eingenommen. Auch hier ist wieder eine deutliche Reduzierung des Rauschens auf der Positionsebene bei Verwendung der Template-Methode zu erkennen.

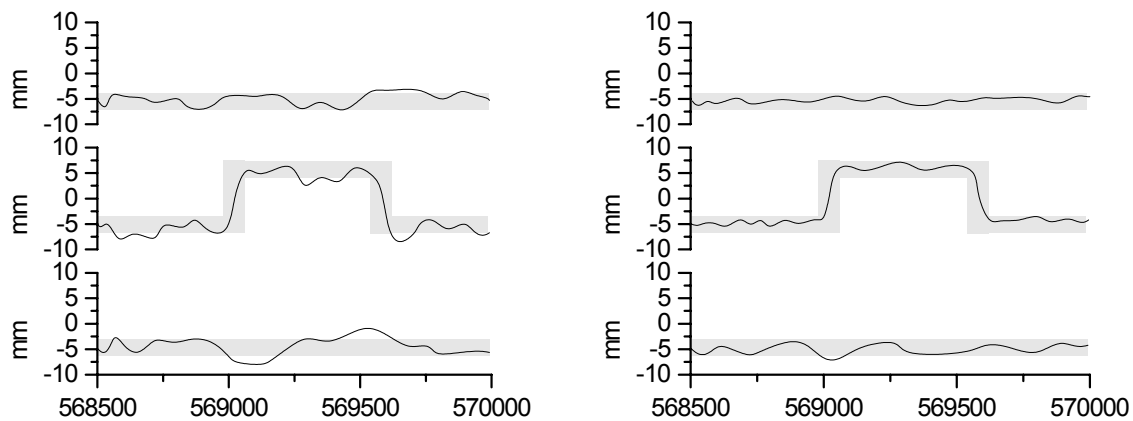


Bild 8.49: Positionslösung (Breite, Länge, Höhe) auf der Basislinie Pfeiler 3-6 mit simulierter Deformation
links: ohne Template-Methode, rechts: mit Template-Methode

Eine Verbesserung der Genauigkeit findet auf allen 3 Koordinatenachsen statt. Die höchste Varianz weist – wie auch bei einer Positionslösung ohne Template – die Höhenkomponente auf. Grund hierfür ist bekanntermaßen die Geometrie der Satelliten über der Empfangsposition auf der Erde.

9 Feldtest

Das Deformationsüberwachungssystem DREAMS, das im Rahmen dieser Arbeit entwickelt wurde, sollte zum Abschluss des Vorhabens und zur Verifikation auf seine Einsatztauglichkeit außerhalb einer simulierten Umgebung getestet werden. Hierfür kam nur ein Szenario in Frage, das in der Realität Deformationen unterworfen ist, die auch in einem überschaubaren Zeitraum abgebildet werden können.

Die Wahl fiel – auch aufgrund bestehender Kontakte – auf die Überwachung einer Brücke. In Zusammenarbeit mit dem Institut für Konstruktiven Ingenieurbau – Professur Stahlbau an unserer Universität und der Autobahndirektion Nordbayern wurde als zu überwachendes Objekt eine Autobahnbrücke im Spessart entlang der A3 zwischen Würzburg und Frankfurt ausgewählt. Diese Brücke eignet sich hervorragend für einen derartigen Test, da sie auf einem stark befahrenen Streckenabschnitt liegt und somit ständigen Deformationen, insbesondere durch die hohen Lasten der LKWs, ausgesetzt ist.

Die vom Überwachungssystem gewonnenen Daten können in einem zweiten Schritt in die Arbeiten der Bauingenieure einfließen, die damit in die Lage versetzt werden, ihre Finite-Elemente (FE) Modelle der Brücke mit Daten von der realen Brücke abzugleichen und zu verfeinern. Das Finite-Elemente Modell wird anhand der von der Autobahndirektion zur Verfügung stehenden Pläne erstellt, und in einer Simulation unter realistischen Lastannahmen die Eigenschwingungen der Brücke extrahiert. Jede Brücke weist dabei eine eigene Charakteristik auf, die sowohl von den verwendeten Materialien als auch von der Konstruktion der Brücke abhängen. Anhand der mit DREAMS ermittelten Deformationen können die Eigenschwingungen der Brücke aus der Realität mit denen der Simulation verglichen und damit das FE-Modell abgeglichen und ergänzt werden. Diese Arbeiten können später dazu verwendet werden, Brückenbauwerke schon in der Planungsphase an realen Lastmodellen bereits bestehender und überwachter Brücken zu orientieren, aber auch in der Betriebsphase des Bauwerks zur ständigen Überwachung und Abgleich von Ist- und Sollzuständen dienen. Damit kann während des laufenden Betriebs Sorge getragen werden, dass Veränderungen an der Struktur frühzeitig erkannt und schnell darauf reagiert werden kann. Diese Möglichkeiten waren eines der Hauptziele bei der Entwicklung des Deformationsüberwachungssystems DREAMS. Nebenbei könnte das System auch der Überwachung der Verkehrsströme dienen, insbesondere aber auch zur Geschwindigkeitskontrolle, die, wie aus Kapitel 4.5.2 bereits bekannt ist, anhand der Verformungen der Brücke errechnet werden kann.

Ein wichtiger Aspekt ist noch die Möglichkeit zur Reduzierung von Kosten für die alle 2 Jahre notwendigen Brückenbegehungen, die dann nur noch in wesentlich größeren Abständen bzw. bei von DREAMS detektierten Veränderungen des Zeitverhaltens der Brücke notwendig wären.

9.1 Aufbau des Überwachungssystems

Für die Installation eines Echtzeit-Deformationsüberwachungssystems sind eine Reihe von vorbereitenden Maßnahmen notwendig, die von der Auswahl der Aufstellpunkte der GPS-Systeme und der dafür zu verwendenden Befestigungsmechanismen über die Koordinierung der Arbeitsschritte bis zu den Installationsarbeiten selbst reichen. Die dabei gesammelten Erfahrungen ermöglichen es, für künftige Einsätze des Systems bei der Installation und dem Betrieb weitaus schneller agieren und dabei auf bereits erarbeitete Prozeduren zurückgreifen bzw. neue Methoden ohne langwierige Vorarbeiten implementieren zu können.

9.1.1 Konzeption

Wie bereits in der Einleitung erwähnt, wurden die Arbeiten auf der Brücke in Zusammenarbeit mit Kollegen aus dem Fachbereich Bauingenieurwesen durchgeführt. Gemeinsam mit der Autobahndirektion Nordbayern fiel in einer Vorbesprechung die Wahl auf eine Brücke auf der A3 zwischen Würzburg und Frankfurt im Spessart nahe der Raststätte Rohrbrunn (vgl. Bild 9.1 bis Bild 9.3), die Haseltalbrücke (Bild 9.4). Diese Brücke wurde in den 60er Jahren geplant und erbaut und ist eine reine Stahlkonstruktion, bestehend aus 2 sehr hohen Stegen, auf denen eine orthotrope Platte – dies ist der Fahrbahnträger auf dessen Oberfläche die eigentliche Straße aufgebaut ist – aufgesetzt ist. Die Einzelteile sind mit Nieten und Schweißnähten miteinander verbunden und durch eine räumliche Aussteifung mit Querverstrebungen stabilisiert (Bild 9.5).

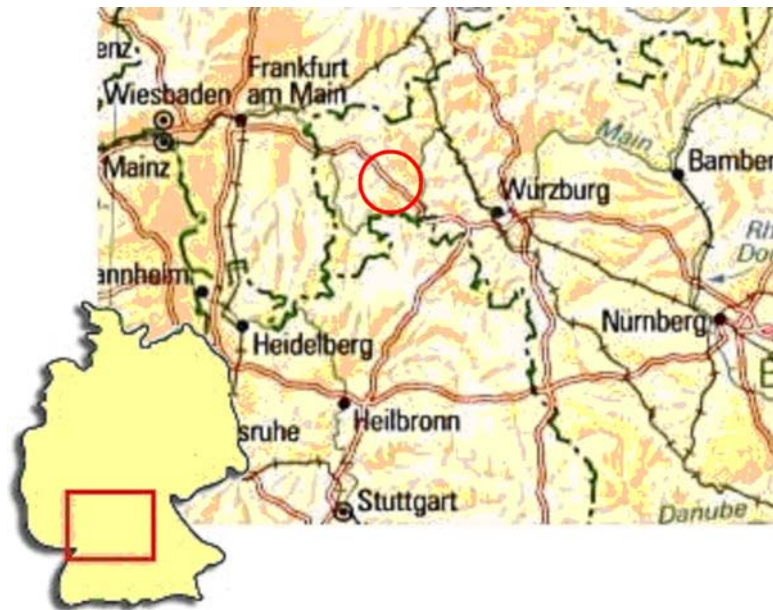


Bild 9.1: Kartenausschnitt mit der Autobahnstrecke Würzburg – Frankfurt

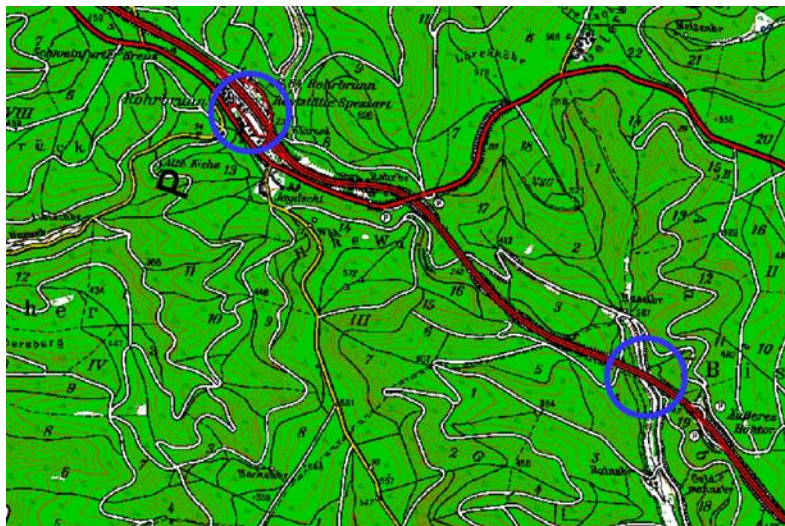


Bild 9.2: Haseltalbrücke (rechter Kreis) und Referenzstation am Rastplatz Rohrbrunn an der Autobahn A3

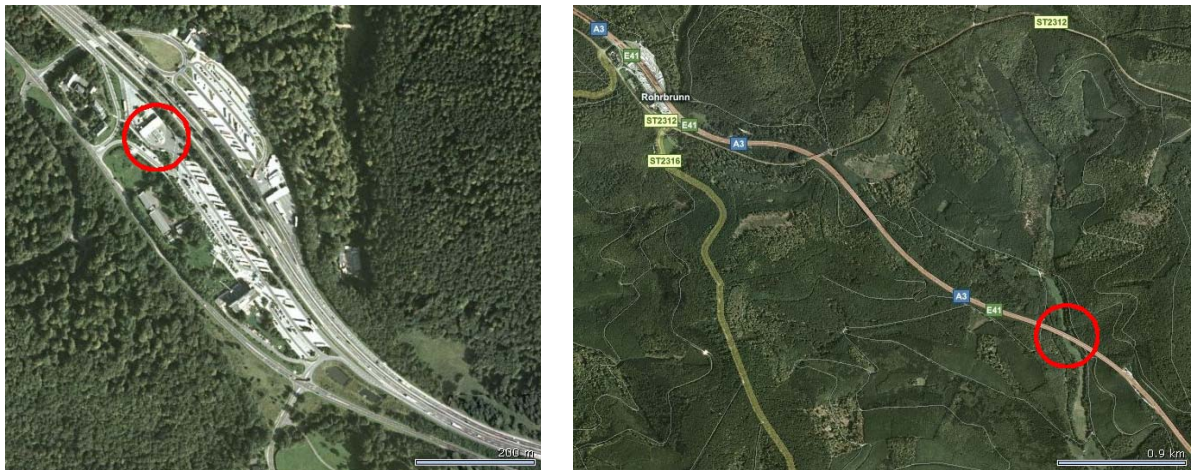


Bild 9.3: links: Antennenstandort Masterstation am Rastplatz Rohrbrunn,
rechts: Standort Haseltalbrücke
[Bildmaterial: Microsoft Virtual Earth]



Bild 9.4: Haseltalbrücke (von Würzburg in Richtung Frankfurt blickend)

Die Stegkonstruktion wird auf 6 Pfeilern sowie zwei Widerlagern an jedem Ende der Brücke gelagert. In Bild 9.6 sind die Pfeiler fünf und sechs, die auch als Achsen bezeichnet werden, markiert. Zwischen den Achsen befinden sich die Felder der Brücke, die jeweils eine Länge von 101,60 m aufweisen. Technisch gesehen ist die Haseltalbrücke ein sogenanntes Durchlaufträgersystem. Jedes Feld ist also nicht auf jeweils zwei Pfeilern einzeln gelagert,

sondern alle Felder sind über die Stege bzw. die orthotrope Platte miteinander verbunden und laufen vom östlichen Widerlager auf der Würzburger Seite bis zum Frankfurter Widerlager als gemeinsames Element durch. Die Brücke überspannt auf einer Gesamtlänge von 660 m eine Schlucht – den Haselbruch – mit einer Maximalhöhe von ca. 75 m über Grund.



Bild 9.5: Unterseite der Brücke mit Stahlträgerkonstruktion und Wartungsweg (links)

Wichtige Voraussetzung für den erfolgreichen Einsatz eines Deformationsüberwachungssystems ist eine sehr gute Kenntnis der Gegebenheiten vor Ort. Bei einer Begehung der Brücke mit einem Mitarbeiter der Autobahndirektion sollten Einzelheiten im Zusammenhang mit den technischen Voraussetzungen für die Anbringung der GPS-Antennen sowie die Unterbringung der Geräte auf und neben der Brücke sowie die Stromversorgung geklärt werden.

Weiter sollte bei dieser Gelegenheit auch ein geeigneter Punkt für die Masterstation gesucht werden. Wie in Bild 9.2 deutlich zu erkennen ist, befindet sich die Brücke in einem Gebiet, das fast vollständig bewaldet ist. Für die Masterstation sollte ein Punkt gewählt werden, der möglichst freie Sicht bis nahe zum Horizont bietet, um möglichst wenig Abschattungen – verursacht von Gebäuden oder Flora – zu haben. Allerdings ist es auch unabdingbar, dass Stromversorgung und stabile Aufstellung für die Geräte gewährleistet sind, ebenso wie sichergestellt sein muss, dass der Zugang für Dritte möglichst unterbunden werden kann, um Veränderungen bzw. Beschädigungen an den Messeinrichtungen oder Diebstahl weitestgehend auszuschließen. Dies trifft ebenfalls, wenn auch in geringerem Maße, für die Stationen auf der Brücke zu. Nach Besichtigung verschiedener potentiell geeigneter Punkte insbesondere am Rastplatz Rohrbrunn fiel die Wahl schließlich auf das Flachdach der Tankstelle an der Südseite dieser Raststätte in Fahrtrichtung Würzburg. Dies war gleichfalls die einzig verfügbare Position, die im Umkreis von ca. 5 km um die Brücke die genannten Kriterien weitestgehend erfüllte und bei der keine größeren Vorarbeiten für die Aufstellung der GPS-Antennen notwendig waren. Hier ist insbesondere zu erwähnen, dass sich im Prinzip nur Flachdächer für die Anbringung eignen, da bei Steil- oder Satteldächern oder anderen Dachformen nur unter sehr großem Aufwand geeignete Halterungen hergestellt werden können, die über den Dachfirst hinausragen. Hier spielen auch Fragen der Stabilität der Haltevorrichtungen in Verbindung mit dem Dach eine nicht unbedeutende

Rolle. Zudem wäre für bauliche Veränderungen das Einverständnis des Besitzers einzuholen, was für einen temporären Einsatz des Messsystems und in Anbetracht des Aufwands für Herstellung und die Installationsarbeiten nicht gerechtfertigt erschien. Antennenmasten, wie sie für Mobilfunkanwendungen (GSM) häufig zum Einsatz kommen, sind für die Anbringung von GPS-Antennen bei einem hochgenauen Überwachungssystem aufgrund der Deformationen des Mastes oder Turms selbst als Masterstation ungeeignet und schieden daher aus der Betrachtung aus.



Bild 9.6: Achsen 5 und 6 der Haseltalbrücke (vom Würzburger Widerlager in Richtung Frankfurt blickend)

Der gewählte Standort für die Masterstation erfüllte zudem die Bedingung der leichten Erreichbarkeit. Dies ist einmal für die Installationsarbeiten aber auch während des Betriebs für Kontrollen des Systems sehr wichtig.

Auf der Brücke selbst standen Fragen zur sicheren und stabilen Anbringung der GPS-Antennen sowie zur Unterbringung der Geräte wie GPS-Empfänger und Computersysteme sowie die Möglichkeiten zur Verlegung der Verkabelung zwischen den Einzelkomponenten im Vordergrund.

Im Nachgang zur Brückenbesichtigung konnte nun anhand der vor Ort gewonnenen Erkenntnisse und mit Hilfe der zur Verfügung gestellten Pläne mit der eigentlichen Planung der Messungen sowie dem Entwurf der anzufertigenden Haltekonstruktionen begonnen werden. Für den Bau dieser Halterungen stand insbesondere eine kraftschlüssige Verbindung zwischen dem Brückenkörper und der Halterungen bis zu den Antennen im Vordergrund. Eine Spezialanfertigung aus Rechteck-Stahlrohr und Verspannbügeln erfüllt

die gestellten Anforderungen und hält den starken Vibrationen der Brücke dauerhaft stand. Der Anbau erfolgt an den an der Brückenoberseite verlaufenden Geländern und ist mit diesen starr verbunden (Bild 9.7). Problematisch und für einen dauerhaften Einsatz zu überdenken sind jedoch die Eigenschwingungen des Geländers, die allerdings bei derzeitiger Empfängertechnologie noch im Messrauschen verborgen sind.



Bild 9.7: Spezialhalterung für die Montage der GPS-Antennen am Brückengeländer



Bild 9.8: Abdeckkappe zur Sicherung der DreifüÙe gegen Dejustierung durch Dritte

Neben den technisch notwendigen Halterungen sollten die für die Horizontierung der Antennen verwendeten und auf den Halterungen aufgesetzten DreifüÙe gegen unbeabsichtigtes und mutwilliges Verstellen aber auch gegen Diebstahl geschützt werden. Dazu wurden Abdeckhauben entworfen, die zwischen DreifuÙ und GPS-Antenne sitzen und den

Dreifuß überdecken (Bild 9.8). Die GPS-Empfänger sollten ebenfalls gegen Witterungseinflüsse aber mehr noch gegen Diebstahl geschützt werden. Dazu wurden Geräteboxen angefertigt, die genügend Raum für die Empfänger bieten, am Geländer verschraubt und mit einem Schloss gesichert werden können (Bild 9.9).



Bild 9.9: Abschließbare Gerätebox zur sicheren Unterbringung und zum Schutz der GPS-Empfänger

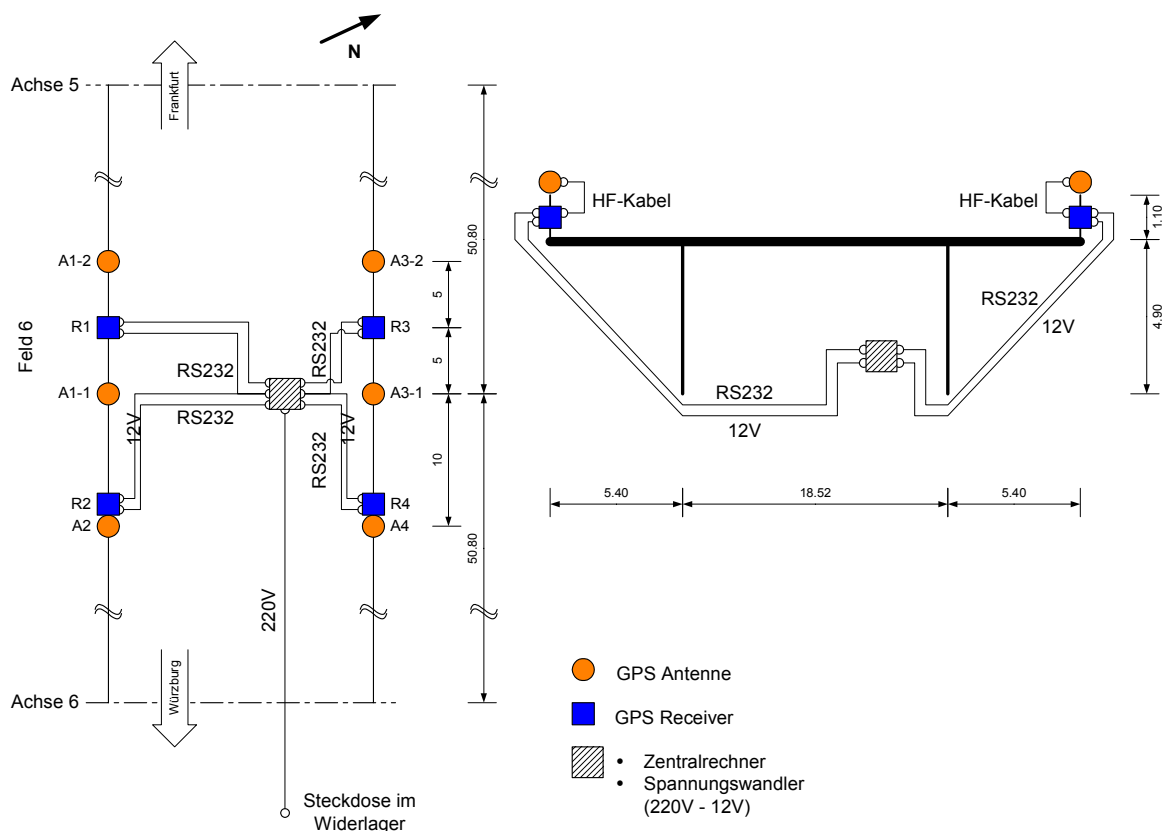


Bild 9.10: Hardware-Übersicht mit Positionen der Empfänger und Geräte auf der Brücke und Verkabelung

Parallel zu diesen Arbeiten wurde mit der Vorbereitung für die Verkabelung der Komponenten auf der Brücke begonnen. Aus den Plänen und den auf der Brücke ermittelten Maßen wurden die Kabeltrassen festgelegt (Bild 9.10) und mit der Produktion der speziell anzufertigenden Kabel für Stromversorgung und Datenübertragung begonnen.

Für die HF-Kabel zwischen Antennen und Empfänger wurden zwei Längen gewählt. Für die kürzeren Strecken beträgt die Kabellänge 4 m, wohingegen insbesondere für die Empfänger mit zwei Antennen (NovAtel BeeLine) 10 m lange Kabel eingesetzt wurden.

9.1.2 Systeminstallation

Nach Beendigung aller Vorarbeiten und Tests der Einzelkomponenten auf deren Funktion im Zusammenspiel wurde mit der Installation der eigentliche Einsatz des Systems begonnen. Die Arbeiten wurden am 16. und 17. Dezember 1999 durchgeführt und das Gesamtsystem am Abend des zweiten Tages in Betrieb genommen.



Bild 9.11: Blick auf den Inspektionswagen, der für die Verkabelungsarbeiten genutzt wurde

Die Arbeiten auf der Brücke gestalteten sich relativ schwierig, was auch mit der zu legenden Kabeltrasse von den Empfängern auf der Brückenkappe zum Inspektionsgang auf der Unterseite der Brücke zu tun hatte, die alleine über 4 Stunden in Anspruch nahm. Bild 9.11 zeigt den Inspektionswagen mit Hebebühne, mit dessen Hilfe die Verlegung der Kabeltrasse erfolgte. Die Trasse selbst ist in Bild 9.10 graphisch dargestellt und in den Bildern 9.12 und 9.13 sind die verlegten Kabel mit Pfeilen markiert. Die widrigen Witterungsverhältnisse mit Temperaturen unter 0°C taten ihr Übriges und verhinderten zügiges Arbeiten. Der

Zentralrechner für die Aufzeichnung und Auswertung der Daten befand sich auf der Unterseite der Brücke auf dem schon oben erwähnten Inspektionsgang und ist in Bild 9.14 zu sehen. Der Datenfluss von den Empfängern und innerhalb der Software ist zusammen mit den wichtigsten Softwaremodulen in Bild 9.15 dargestellt.



Bild 9.12: Verlauf der Hauptkabeltrasse von der Brückenkappe (Nordseite) zur Unterseite der Brücke (blauer Pfeil)

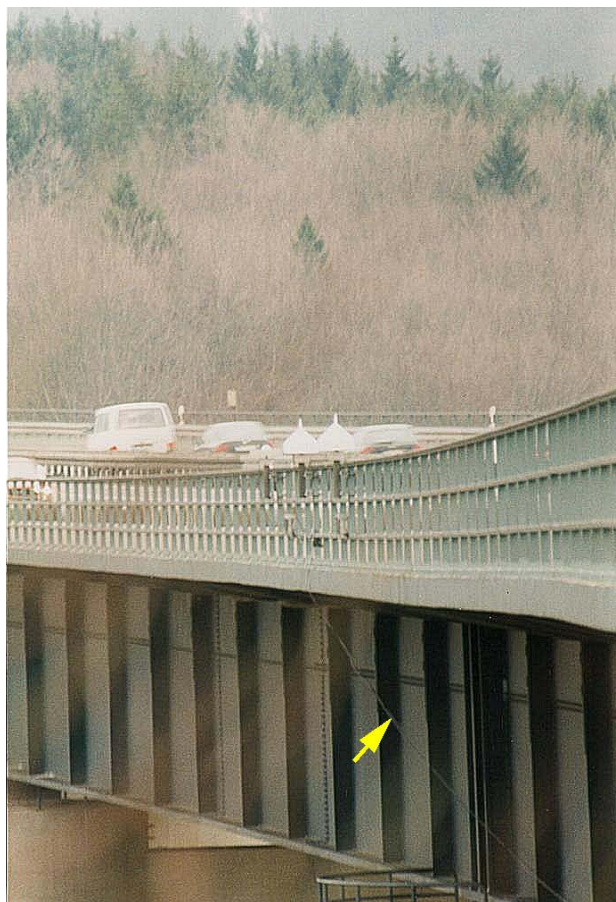


Bild 9.13: Blick auf die Mitte des Feldes 6 (Südseite) mit GPS-Antennen



Bild 9.14: Zentralrechner für alle Monitorstationen

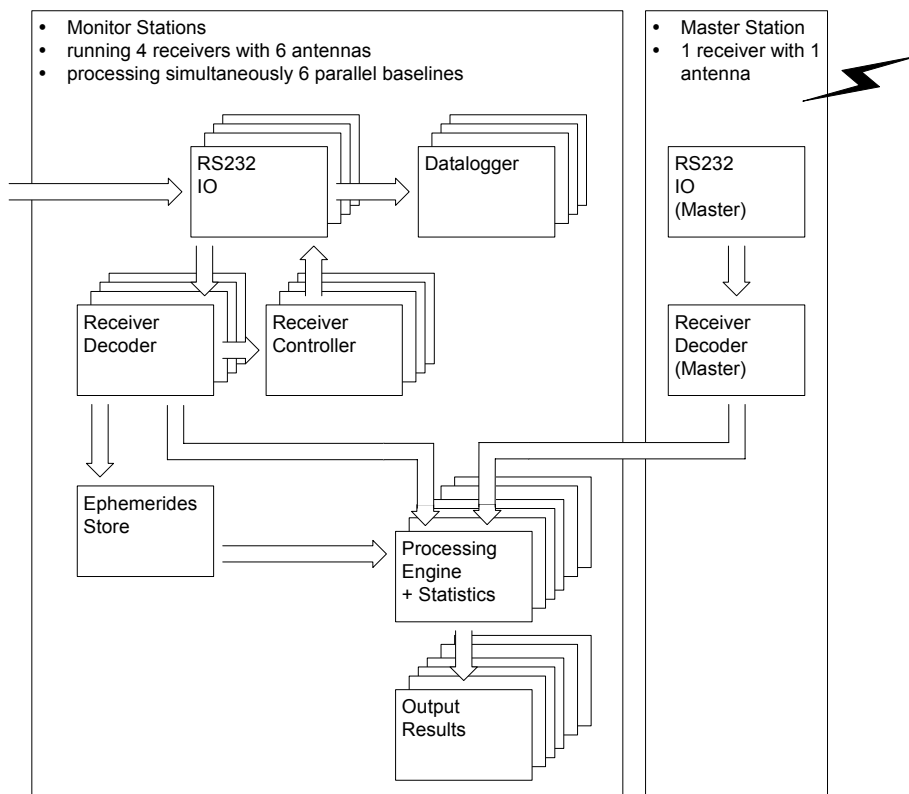


Bild 9.15: Blockdiagramm der Softwarearchitektur von DREAMS mit Datenströmen für die Verarbeitung der Sensordaten

Neuere Brücken wie die Haseltalbrücke sind üblicherweise mit einem Stromanschluss ausgestattet, der normalerweise für Brückeninspektionen genutzt wird. Dieser Anschluss

befindet sich im Widerlager auf der Würzburger Brückenseite (Bild 9.16) und wurde uns zur Verfügung gestellt, so dass spezielle Maßnahmen zur Stromversorgung, wie die Installation eines Generators oder einer Photovoltaikanlage, nicht notwendig waren.



Bild 9.16: Widerlager auf der Würzburger Seite (im oberen Bildausschnitt ist der Zugang zur Brücke zu erkennen)

Bedingt durch die große Anzahl an installierten Empfängern war es leider nicht möglich, für jeden Receiver und jede Antenne gleiche Gerätetypen zu verwenden, sondern es wurde auf das am Institut vorhandene Equipment zurückgegriffen. Diese sogenannte Mischinstallation bietet zum einen zwar die Möglichkeit, Unterschiede der einzelnen Systeme analysieren zu können, zum anderen aber auch Nachteile bei der Prozessierung, da nicht mit gleichen Parametern für das gesamte System gearbeitet werden kann. Dieser Nachteil zeigt sich dann auch bei der Qualität der erzielbaren Ergebnisse zwischen Basislinien, die mit zweierlei Empfängern bestückt sind. Die eingesetzten GPS-Empfänger bestanden überwiegend aus NovAtel-Geräten und einem System der Fa. Javad Positioning Systems (JPS). Nachfolgende Tabelle listet die verwendeten Geräte korrespondierend mit Bild 9.10 auf.

Tabelle 9.1: Übersicht über verwendete GPS-Geräte auf der Haseltalbrücke

	Receiver		Antenne
R1	NovAtel Beeline	A1-1	NovAtel 503 (+ Chokering)
		A1-2	NovAtel 501 (+ Chokering)
R2	NovAtel Millennium RT2	A2	NovAtel 503 (+ Chokering)
R3	NovAtel Beeline	A3-1	NovAtel 503 (+ Chokering)
		A3-2	NovAtel 501 (+ Chokering)
R4	Javad Eurocard	A4	Javad Regant1 (inkl. Chokering)

Nach Abschluss der Installationsarbeiten auf der Brücke waren beide Seiten des Feldes 6 mit jeweils 3 Antennen bestückt (Bild 9.18 und Bild 9.17), die im Abstand von je ca. 10 m um die Mitte des Feldes angeordnet wurden (Bild 9.19 und Bild 9.10). Deutlich zu erkennen sind hier die unterschiedlichen Antennentypen.



Bild 9.17: GPS-Antennen auf der Nordseite zwischen den Achsen 5 und 6



Bild 9.18: Installierte Antennen auf der Südseite in der Mitte des Feldes 6

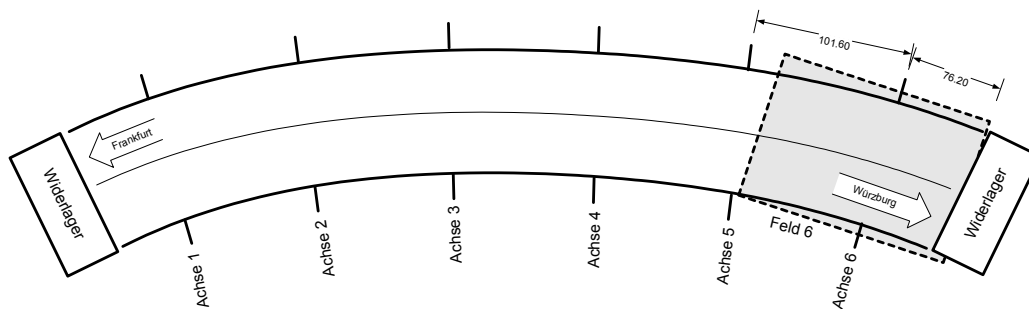


Bild 9.19: Grundriss des Gesamtaufbaus der Brücke

Wie bereits in Kapitel 9.1.1 erwähnt, wurde die Masterstation auf dem Flachdach einer Tankstelle am Autobahnrastplatz Spessart-Süd bei Rohrbrunn installiert. Dazu wurden 2 Stative mit jeweils einer Antenne aufgestellt (Bild 9.20). Die Stative wurden mit Haltebändern an den Stativsternen fest verbunden. Allerdings war die Bitumendeckung des Flachdaches nach Schneefällen mit einer dünnen Eisschicht überzogen, die sich – ohne in Kauf zu nehmen, die Abdichtung des Daches zu beschädigen – nicht entfernen ließ. So musste die Standfestigkeit der Stative durch zusätzliche Gewichte gesichert werden. Aus Mangel an Alternativen wurden Müllsäcke mit Salz gefüllt und auf die Stativsterne gelegt. Diese zusätzliche Sicherung empfiehlt sich generell, da die Antennen auch durch Wind oder Fremdeinwirkung verschoben werden könnten. Letzteres wird man bei einem für einen längeren Zeitraum installierten System durch spezielle Halterungen ausschließen, die beispielsweise direkt am Gebäude angeschraubt werden.



Bild 9.20: GPS-Antennen an der Masterstation auf dem Dach der Tankstelle



Bild 9.21: Masterstation mit Notebook und Netzgerät im Generatorraum der Tankstelle

Das Computersystem (Bild 9.21) und die GPS-Empfänger (Bild 9.22) wurden in einem Geräteraum der Tankstelle aufgestellt, der uns freundlicherweise zur Verfügung gestellt wurde.



Bild 9.22: GPS-Empfänger (links: NovAtel; rechts: Javad in „Black-Box“) an der Masterstation im Generatorraum der Tankstelle

An der Masterstation waren GPS-Empfänger und Antennen entsprechend Tabelle 9.2 im Einsatz.

Tabelle 9.2: Übersicht über verwendete GPS-Geräte an der Masterstation

	Receiver		Antenne
R1	NovAtel Millennium RT2	A1	NovAtel 503 (+ Chokering)
R2	Javad Eurocard	A2	Javad Regant1 (inkl. Chokering)

In einer ersten Session von Freitag Abend, 17.12.1999, bis Sonntag Nachmittag wurden ca. 600 MB Daten von den GPS-Empfängern der Monitorsensoren mit einer Datenrate von 1 Hz generiert, zur Zentralstation übertragen und für das Postprocessing aufgezeichnet. Die zweite Session erstreckte sich von Sonntag, 19.12.1999, bis Dienstag und wurde leider durch ein Problem mit dem Zentralrechner der Monitorstationen unterbrochen. Am letzten Tag der Kampagne, dem 23.12.1999 wurden noch weitere Messungen mit höherer Datenrate durchgeführt, um hochfrequente Anteile der Brückenschwingungen zu untersuchen.

Einer der Empfänger auf der Brücke, die NovAtel BeeLine 1 (vgl. Bild 9.10 und Tabelle 9.1), fiel bereits bei der Inbetriebnahme aus. Im Labor konnte nach Abschluss der Arbeiten die Ursache auf einen Wackelkontakt zurückgeführt werden, der von den starken Vibrationen auf der Brücke hervorgerufen wurde. Das Ziel der Arbeiten war damit jedoch nicht gefährdet, da durch die hohe Redundanz der Empfänger von den verbliebenen vier Antennen ausreichend Daten für die Auswertung zur Verfügung standen.

9.2 Datenauswertung

Die während der Kampagne gewonnenen Rohdaten umfassen vier CD-ROMs und wurden für weitere Untersuchungen im Rahmen dieses Projekts verwendet. Die im vorliegenden Kapitel gezeigten Basislinien wurden im Postprocessing ermittelt, aufgrund der algorithmischen Identität sind Ergebnisse aus der Echtzeit-Verarbeitung jedoch äquivalent.

Für sämtliche im Folgenden gezeigten Ergebnisse wurde als Masterstation der Empfänger R1 mit einer NovAtel Millennium RT2 (vgl. Tabelle 9.2) verwendet. Alle Berechnungen erfolgten einzig mit der L1-Frequenz, da auch die NovAtel BeeLine-Empfänger nur über L1 verfügen und eine möglichst gute Vergleichbarkeit der gerechneten Deformationen zwischen den unterschiedlichen Empfängern gewährleistet werden sollte. In den Plots ist jeweils der Empfänger an der Monitorstation (Tabelle 9.1) vermerkt.

Die von DREAMS benötigten Koordinaten der Masterstation wurden mit Hilfe von Stationen aus dem IGS-Netz im Vorfeld bestimmt.

Die Darstellung der Zeitreihen in der horizontalen Komponente erfolgt nicht wie üblich in Länge und Breite auf dem WGS84-Ellipsoid, da für die Weiterverwendung der Ergebnisse die Verformung der Brücke in ihrer Längs- und Querachse interessiert. Hierfür wurde in DREAMS eine Transformationskomponente implementiert, die jede beliebige Verdrehung der gerechneten Basislinien erlaubt. Damit werden Einflüsse auf die Lage der Brücke unmittelbar sichtbar. Eine Transformation erfolgt um die z-Achse abhängig von einem Drehwinkel α und ist in Bild 9.23 und (9.1) dargestellt.

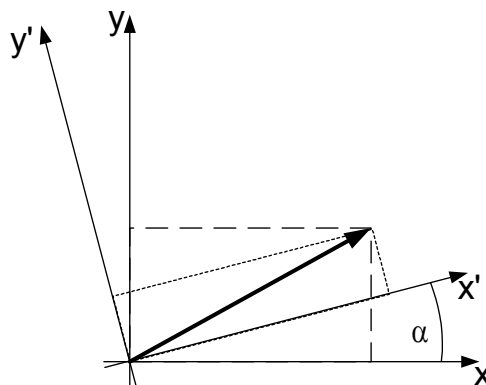


Bild 9.23: Transformation zweier horizontaler Koordinatensysteme

$$\begin{pmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & \sin(\alpha) & 0 \\ -\sin(\alpha) & \cos(\alpha) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} \quad (9.1)$$

Um die volle Dynamik der Verformungen der Brücke abbilden zu können war es erforderlich, den Kalman-Filter auf diese Umgebung zu adaptieren, d.h. die Systemparameter nach bekannten Regeln entsprechend einzustellen. Allerdings erkaufte man sich diese hohe Reaktivität des Systems mit einem erhöhtem Rauschen bei den erzielbaren Ergebnissen, die dann in erster Linie vom Noise-Level des Empfängers und den DOPs (Dilution of Precision) an der Monitorstation abhängen. Normalerweise erreicht man eine Verbesserung der DOP-Werte durch die Verwendung einer möglichst hohen Anzahl an Satelliten – bei gleichzeitig günstiger Geometrie – in der Positionslösung, allerdings war in der durch Hügel bestimmten Umgebung um die Brücke teilweise mit Elevation Cutoff-Werten

von 25° zu arbeiten, um plausible Ergebnisse zu erhalten. DREAMS adaptiert diese Cutoffs über den Signal-Rauschabstand des jeweils beobachteten Satelliten.

Für die Auswertung standen 4 Stationen auf der Brücke zur Verfügung, für die in den folgenden Bildern über einen Zeitraum von 2 Std. die errechneten Koordinaten bzw. deren Komponenten dargestellt werden. Als Zeitraum wurde der 17.12.1999 zwischen 21:00 Uhr und 23:00 Uhr UTC gewählt. Die Elevationen der Satelliten sind in Bild 9.24 gegeben.

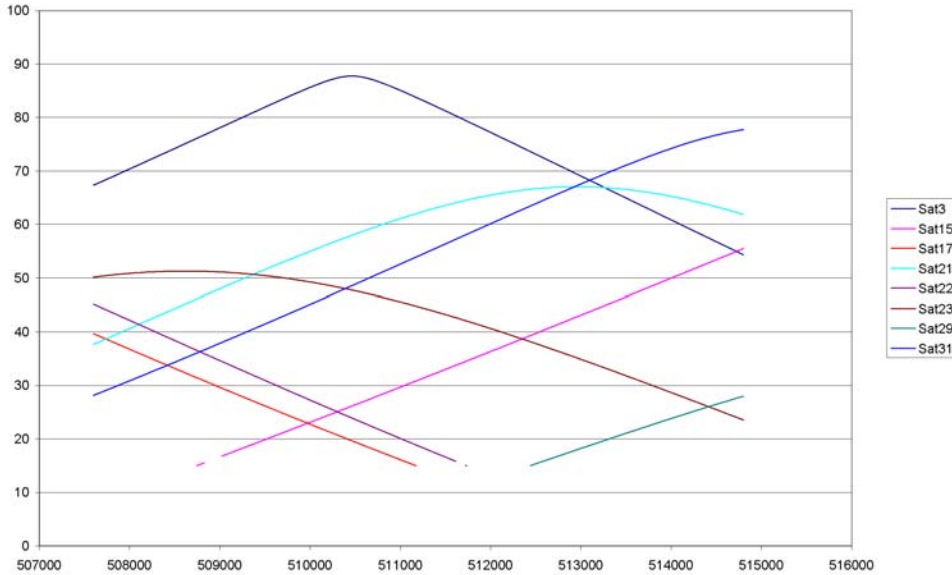


Bild 9.24: Verfügbare Satelliten und deren Elevationswinkel

Die Höhenkomponente der Positionslösung für die vier betrachteten Antennen findet sich für den Untersuchungszeitraum in nachfolgenden Bildern. Dabei zeigen die linken Plots jeweils die unkorrigierten Positionsänderungen, die rechten Bilder die Zeitverläufe nach Entfernung der Mehrwegeanteile entsprechend der aus Code – Trägerphase ermittelten Frequenzbereiche.

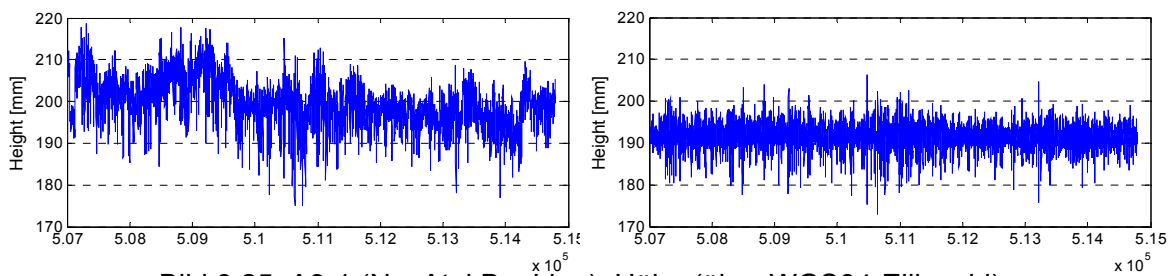


Bild 9.25: A3-1 (NovAtel BeeLine), Höhe (über WGS84-Ellipsoid)

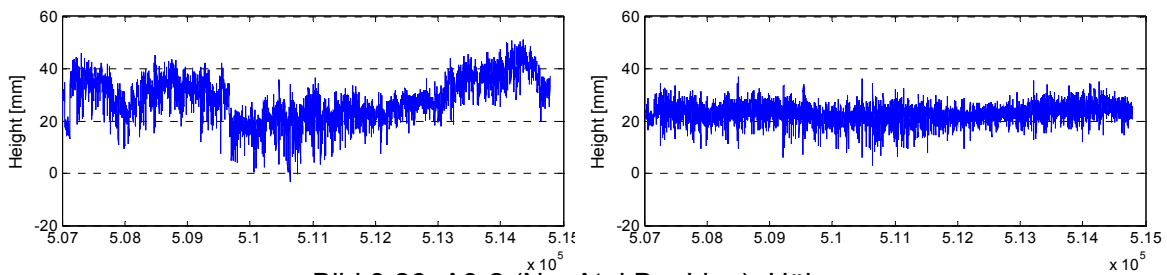


Bild 9.26: A3-2 (NovAtel BeeLine), Höhe

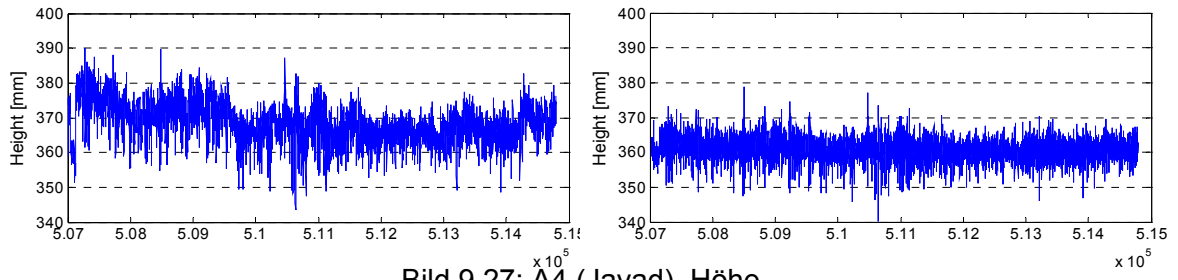


Bild 9.27: A4 (Javad), Höhe

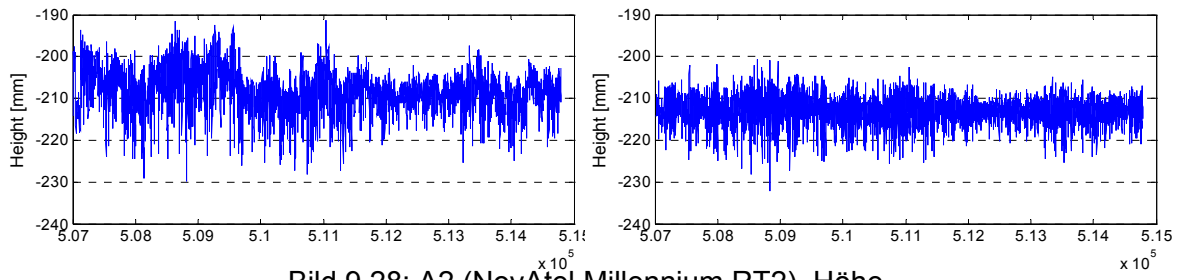


Bild 9.28: A2 (NovAtel Millennium RT2), Höhe

Analog erhält man für die Variationen in der Brückenlängs- und querachse folgende Ergebnisse.

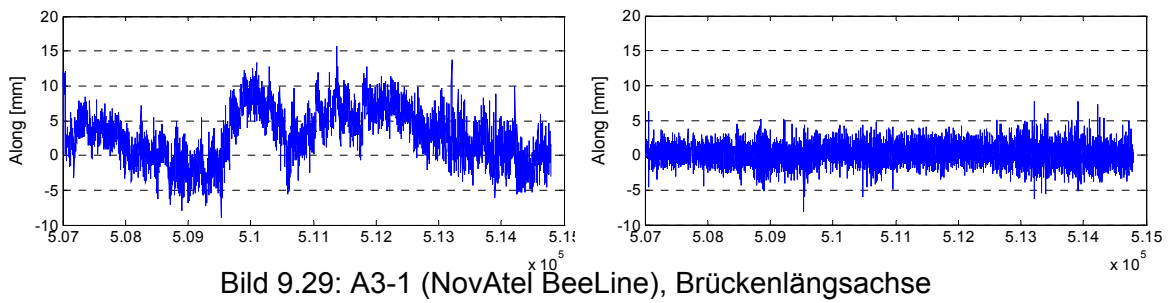


Bild 9.29: A3-1 (NovAtel BeeLine), Brückenlängsachse

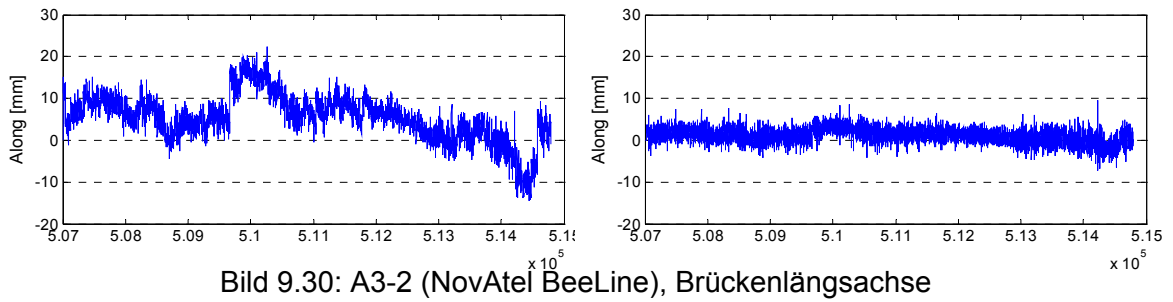


Bild 9.30: A3-2 (NovAtel BeeLine), Brückenlängsachse

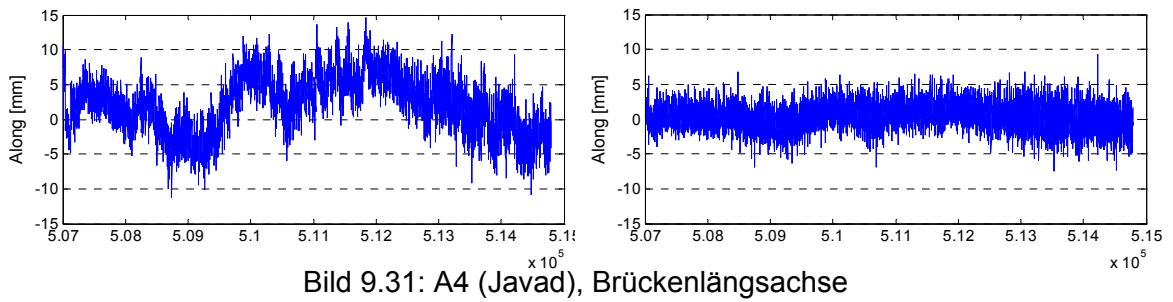


Bild 9.31: A4 (Javad), Brückenlängsachse

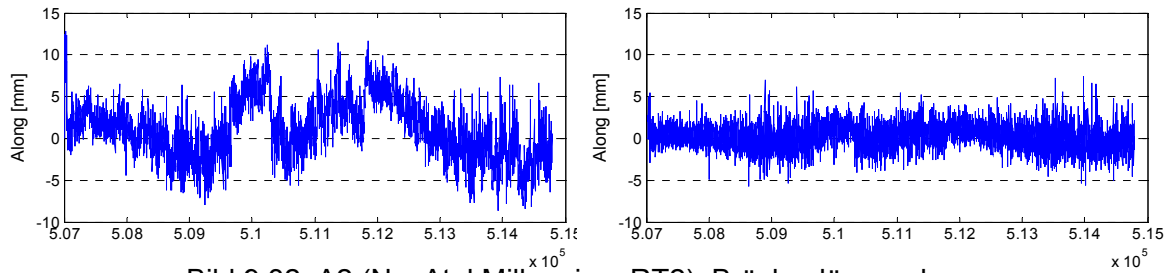


Bild 9.32: A2 (NovAtel Millennium RT2), Brückenlängsachse

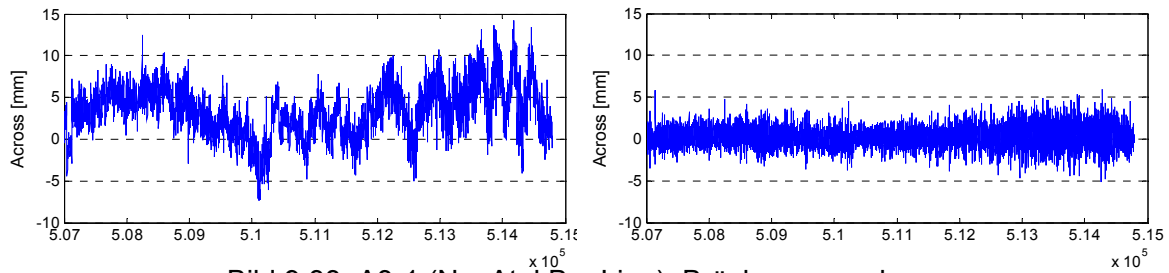


Bild 9.33: A3-1 (NovAtel BeeLine), Brückenquerachse

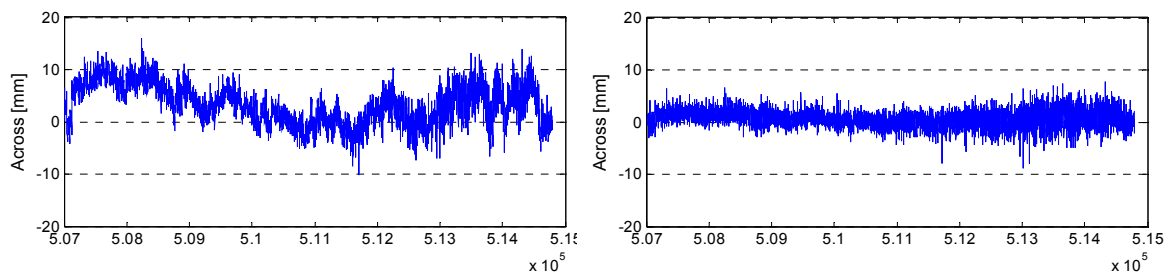


Bild 9.34: A3-2 (NovAtel BeeLine), Brückenquerachse

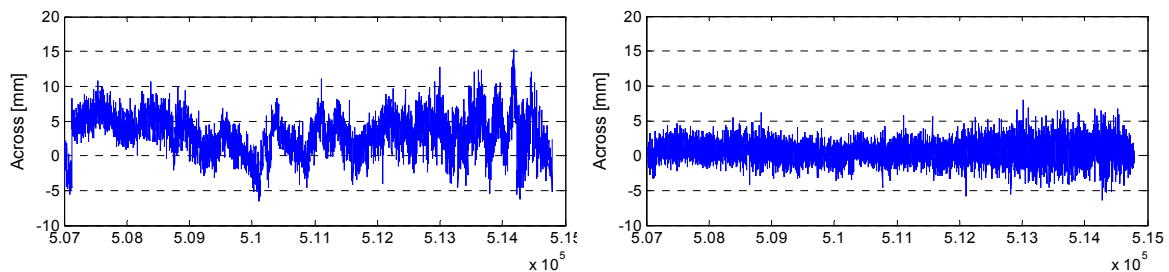


Bild 9.35: A4 (Javad), Brückenquerachse

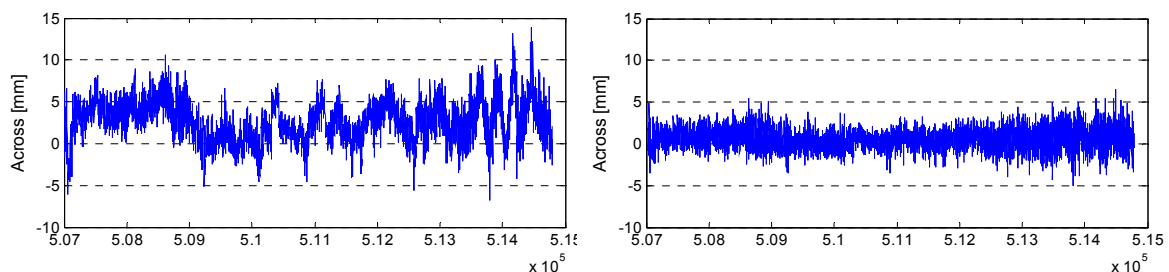


Bild 9.36: A2 (NovAtel Millennium RT2), Brückenquerachse

Zur Beurteilung der Verbesserung der Positionslösung durch die Entfernung von Mehrwegeanteilen kann die Standardabweichung der Teilkomponenten Höhe sowie Längs- und Querachse der Brücke herangezogen werden. Eine Übersicht für unkorrigierte und korrigierte Lösung findet sich in Tabelle 9.3. Für Längs- und Querachse reduziert sich die Standardabweichung um den Faktor 2 oder höher, bei der Vertikalkomponente liegt die

Verbesserung deutlich unter diesem Wert. Grund für diese Abweichung sind die tatsächlich vorhandenen und gemessenen Deformationen, die vornehmlich die Vertikalachse betreffen. In der Horizontalen hingegen finden sich vor allem Rauschanteile, die wesentlich niedrigere Standardabweichungen bedingen.

Tabelle 9.3: Standardabweichungen aller untersuchten Stationen
(17.12.99 21:00 – 23:00 Uhr UTC)

	Standardabw. (unkorrigiert) [mm]			Standardabw. (Mehrweg entfernt) [mm]		
	Höhe	Längsachse	Querachse	Höhe	Längsachse	Querachse
A3-1	5,5	3,7	3,0	3,0	1,4	1,2
A3-2	8,2	5,6	3,8	3,5	1,8	1,6
A4	5,5	4,0	2,9	3,3	1,9	1,6
A2	4,9	3,5	2,4	3,1	1,4	1,2

Tabelle 9.4: Kreuzkorrelationskoeffizienten zwischen allen 4 Stationen
(obere Zeile (orange): unkorrigiert; untere Zeile (grün): Mehrweg entfernt)

		Längsachse				Querachse				Höhe			
		A3-1	A3-2	A4	A2	A3-1	A3-2	A4	A2	A3-1	A3-2	A4	A2
Längsachse	A3-1		0,61	0,82	0,77	-0,20				-0,27			
			0,39	0,36	0,26	0,16				-0,22			
	A3-2			0,59	0,66		-0,05				-0,64		
				0,37	0,36		0,16				-0,37		
	A4				0,73		-0,00					-0,29	
					0,29		0,12					-0,22	
	A2							-0,04					-0,16
								0,15					-0,16
Querachse	A3-1					0,60	0,70	0,67	-0,04				
						0,42	0,42	0,23	-0,10				
	A3-2						0,55	0,49		0,36			
							0,37	0,26		-0,03			
	A4							0,65			0,12		
								0,25			-0,03		
	A2											-0,09	
												-0,17	
Höhe	A3-1									0,44	0,82	0,27	
										0,70	0,73	-0,14	
	A3-2										0,55	0,20	
											0,65	-0,08	
	A4											0,24	
												-0,10	
	A2												

Darüber hinaus ist es interessant, die Unterschiede bzw. Gemeinsamkeiten der Zeitreihen einzelner Stationen untereinander zu betrachten. Mit Hilfe der Kreuzkorrelation, die die Ähnlichkeit zweier Signale zeigt, können diese Faktoren sichtbar gemacht werden. Die Kreuzkorrelation zwischen den einzelnen Stationen weist bei den horizontalen Komponenten Quer- und Längsachse nach der Korrektur niedrigere Werte auf (Tabelle 9.4). Dies ist auf die Entfernung des Mehrwegeanteils zurückzuführen, der bei den horizontalen Achsen den Hauptanteil der Koordinatenvariation ausmacht. Im Vergleich zur

Höhenkomponente sind die Korrelationskoeffizienten nach der Korrektur jedoch deutlich niedriger. Erklärt werden kann dies mit der tatsächlich vorhandenen Deformation in der Vertikalen, die durch die Entfernung des Mehrwegs deutlich stärker sichtbar wird. Längs- und Querachse weisen dagegen in der Hauptsache zufälliges Verhalten auf.

Betrachtet man nun einen Ausschnitt aus den gezeigten Daten über einen Zeitraum von 1000 Epochen (GPS Sekunden 510000 bis 511000), so erhält man folgende Darstellungen (Bilder 9.37 bis 9.40). Bilder 9.41 bis 9.44 zeigen darüber hinaus für den gleichen Zeitabschnitt die direkte Überlagerung der jeweiligen Höhenverläufe. Deutlich ist die gute Übereinstimmung der Deformationen (Peaks verursacht durch induzierte Auflastverläufe) zwischen unkorrigierter und korrigierter Zeitreihe zu erkennen.

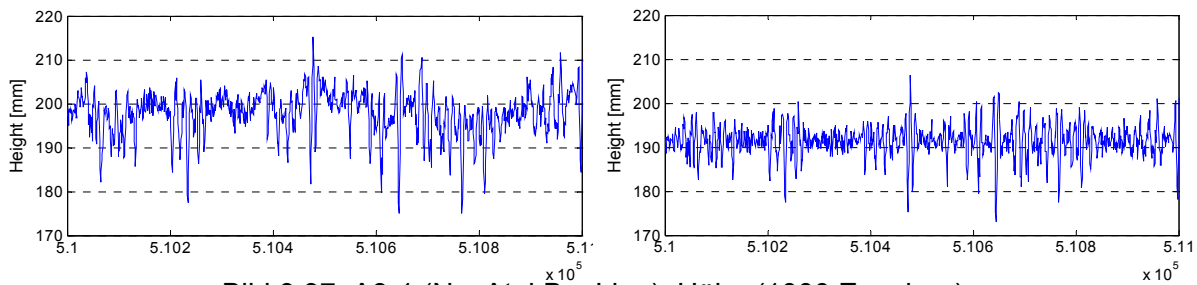


Bild 9.37: A3-1 (NovAtel BeeLine), Höhe (1000 Epochen)

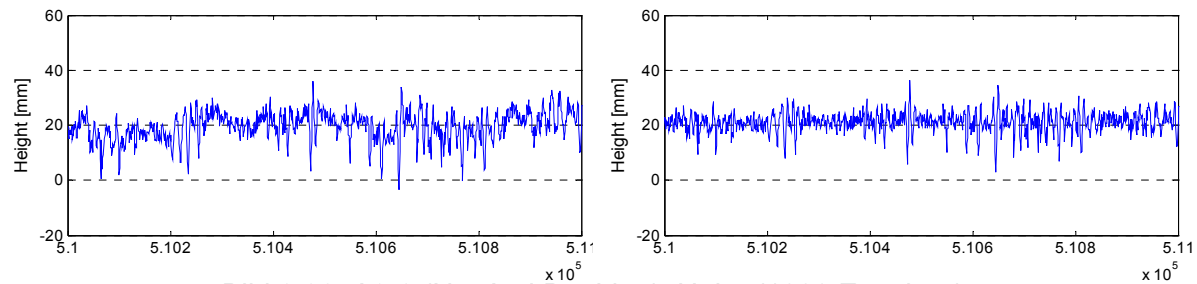


Bild 9.38: A3-2 (NovAtel BeeLine), Höhe (1000 Epochen)

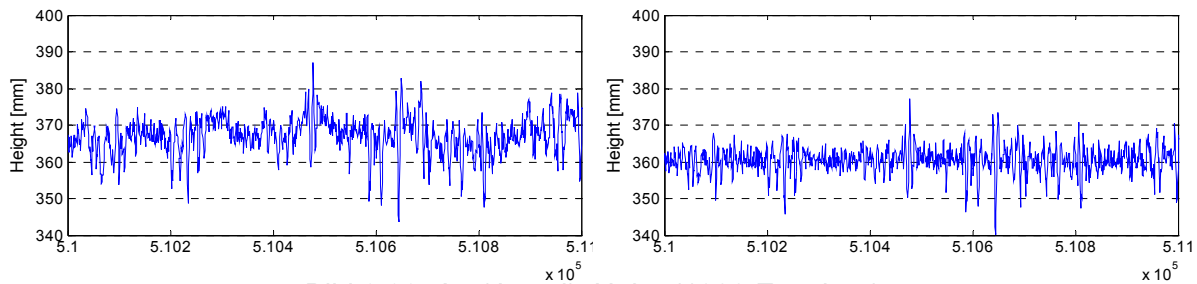


Bild 9.39: A4 (Javad), Höhe (1000 Epochen)

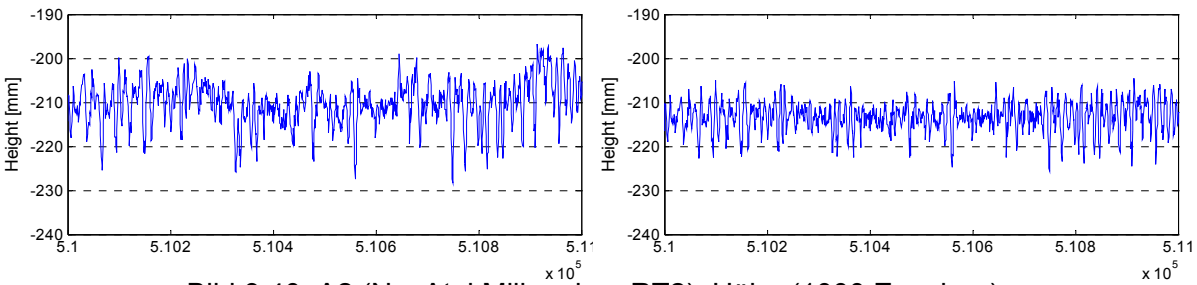


Bild 9.40: A2 (NovAtel Millennium RT2), Höhe (1000 Epochen)

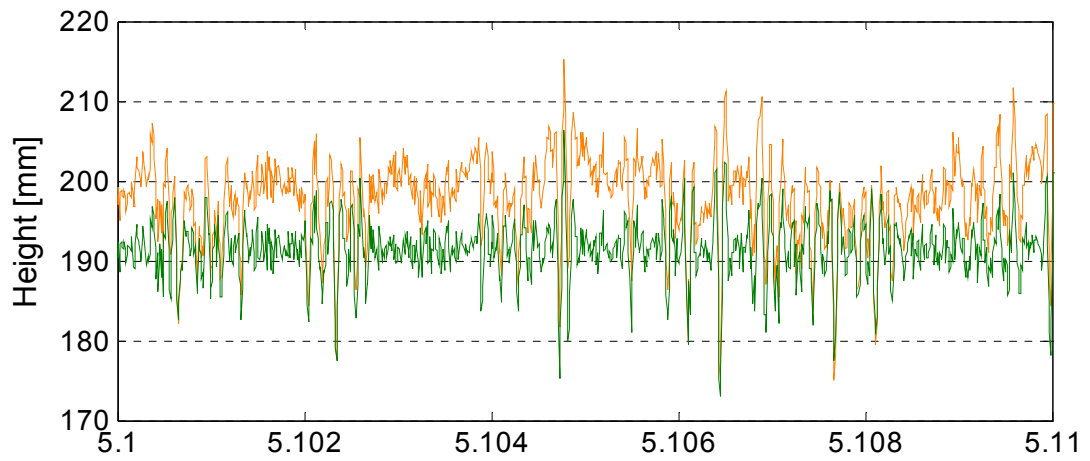


Bild 9.41: A3-1 (NovAtel BeeLine), Höhe (1000 Epochen) $\times 10^5$
(orange: unkorrigiert; grün: Mehrweg entfernt)

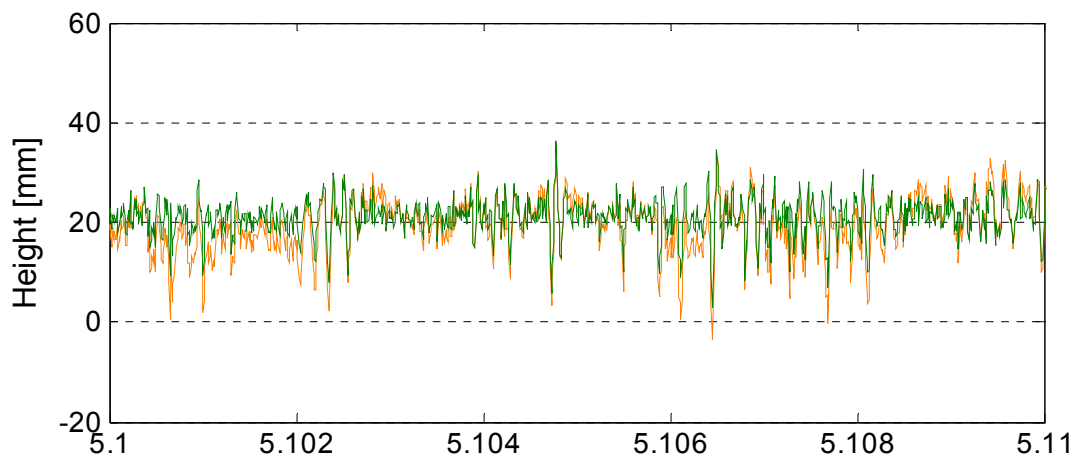


Bild 9.42: A3-2 (NovAtel BeeLine), Höhe (1000 Epochen) $\times 10^5$

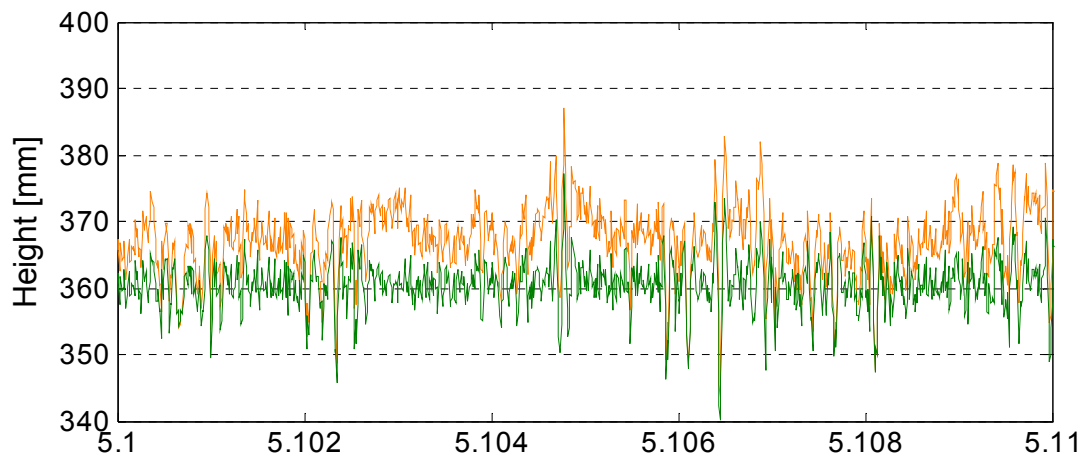


Bild 9.43: A4 (Javad), Höhe (1000 Epochen) $\times 10^5$

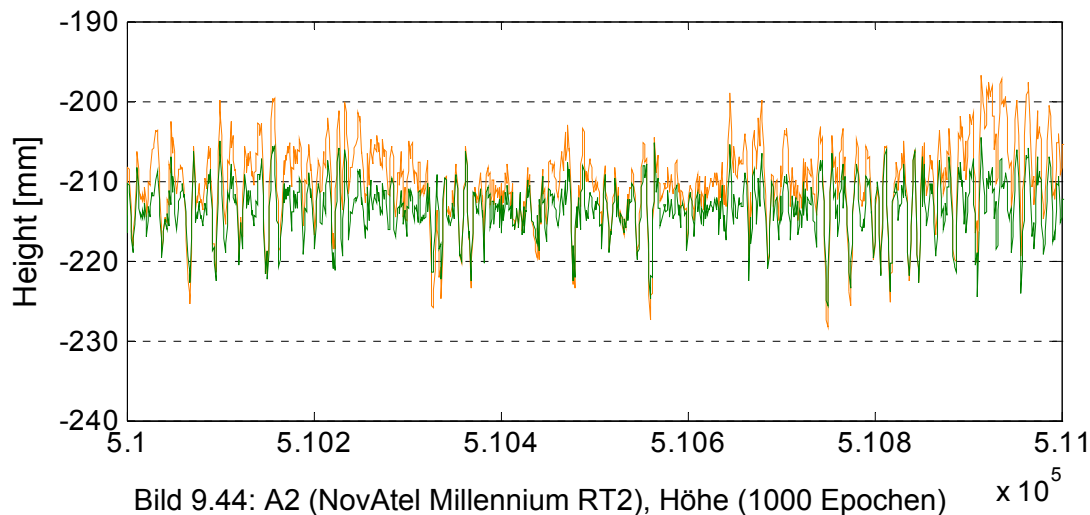


Bild 9.44: A2 (NovAtel Millennium RT2), Höhe (1000 Epochen) $\times 10^5$

Deutlich ist in Bild 9.13 die Neigung der Brücke in der Querachse zu erkennen. Daraus resultieren die Höhendifferenzen zwischen den Ergebnissen der GPS-Antennen auf der Nord- und Südseite, also der Antennen A3/A4 und der Antenne A2. Bild 9.45 zeigt in einer Gesamtdarstellung die Höhenkomponenten aller vier Antennen. Zur besseren Veranschaulichung wurden die Zeitreihen in der Ordinate derart verschoben, dass ihre Eigenschaften visuell besser hervortreten. Die überlagerten Linien (obere drei Kurven) der Antennen auf der Nordseite der Brücke (A3-1, A3-2 und A4) zeigen dabei weitestgehende Deckungsgleichheit. Insbesondere trifft dies auf diejenigen Segmente zu, die deutliche Auslenkungen in der Vertikalachse aufweisen (z.B. Epoche 2200 – 2250). Die übrigen Bereiche sind auf das Empfängerrauschen zurückzuführen und verhalten sich stochastisch (z.B. Epoche 2150 – 2200).

Bei der vierten Antenne (untere Linie) kann eine derartige Deckungsgleichheit in der Höhenkomponente nicht festgestellt werden, der Verlauf weicht deutlich von den anderen drei Zeitreihen ab. Dies verwundert nicht, da sich die Brücke ja nicht nur entlang ihrer Vertikalachse verformt, sondern auch Torsionen innerhalb des Baukörpers unterworfen ist. Als Hauptursache dürften aber die unterschiedlichen Auflasten auf jeder Seite der Brücke durch die unabhängigen Verkehrsströme anzusehen sein – bedingt durch die beiden Richtungsfahrbahnen.

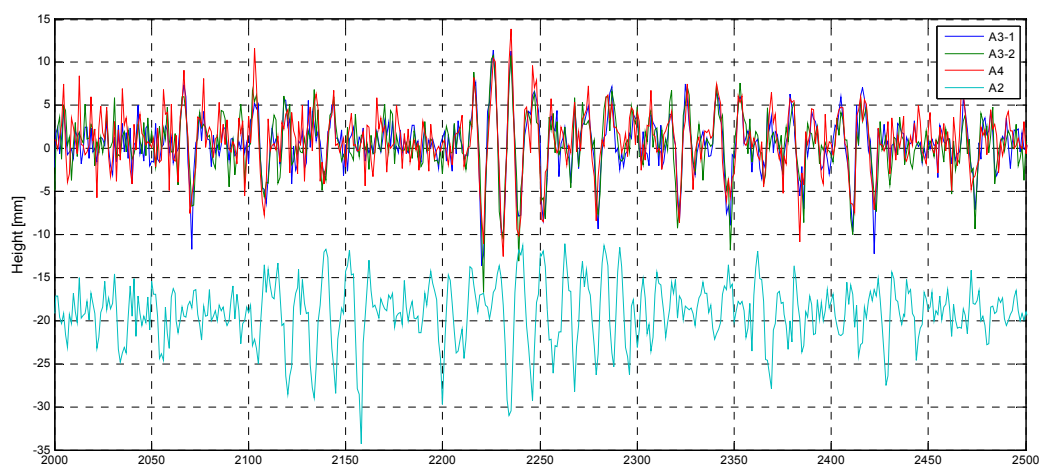


Bild 9.45: Höhenkomponenten aller 4 Antennen (GPS Sekunden 509000 – 509500)

Eine Unterscheidung zwischen den einzelnen Messpunkten der Antennen auf der Nordseite kann anhand der Höhenveränderungen nicht vorgenommen werden, die zeitliche Abfolge des Passierens der jeweiligen Antenne durch das Fahrzeug ist nicht auflösbar. Dies steht im Zusammenhang mit der gewählten Abtastrate, die im vorliegenden Test bei 1 Hz lag und aufgrund des Nyquist-Theorems damit nur eine Auflösung bis zu einer Frequenz von 0,5 Hz bietet. Wie in Kapitel 4.5.2 dargestellt wurde, legt ein LKW in einer Sekunde bei der erlaubten Höchstgeschwindigkeit von 80 km/h eine Strecke von ca. 22 m zurück. Dies entspricht in etwa der Distanz zwischen den beiden äußeren Antennen A4 und A3-2. Will man diese beiden Messpunkte in den Datenreihen voneinander unterscheiden können, benötigt man eine minimale Abtastrate von 2 Hz, für die Unterscheidung aller 3 Antennen wäre aufgrund der halbierten Distanz die doppelte Abtastrate erforderlich.

Bild 9.46 zeigt für den 23.12.99 eine Zeitreihe mit einer Länge von 125 Sekunden bei einer Updaterate von 2 Hz. Ein eindeutige Zuordnung der einzelnen Antennen zur Montageposition auf der Brücke und damit zur Fahrtrichtung der Fahrzeuge ist auch hier nicht möglich. Durch die starre Verbindung der Messpunkte auf dem Brückendeck ist vielmehr zu erwarten, dass die maximale Auslenkung in der Vertikalen für alle Sensoren zum gleichen Zeitpunkt erreicht wird. Lediglich die maximale Amplitude der Deformation wird an der mittleren Antenne (A3-1) im Vergleich zu den beiden äußeren Antennen etwas höher ausfallen. In der linken Bildhälfte lässt sich dies für einige Spitzenwerte auch nachweisen, hier ist die Amplitude der blauen Kurve (A3-1) größer als die der beiden anderen Zeitreihen. Für einen Teil der Peaks trifft dies jedoch nicht zu, was auf den systemimmanenten Rauschanteil der Trägerphasenbeobachtungen zurückgeht.

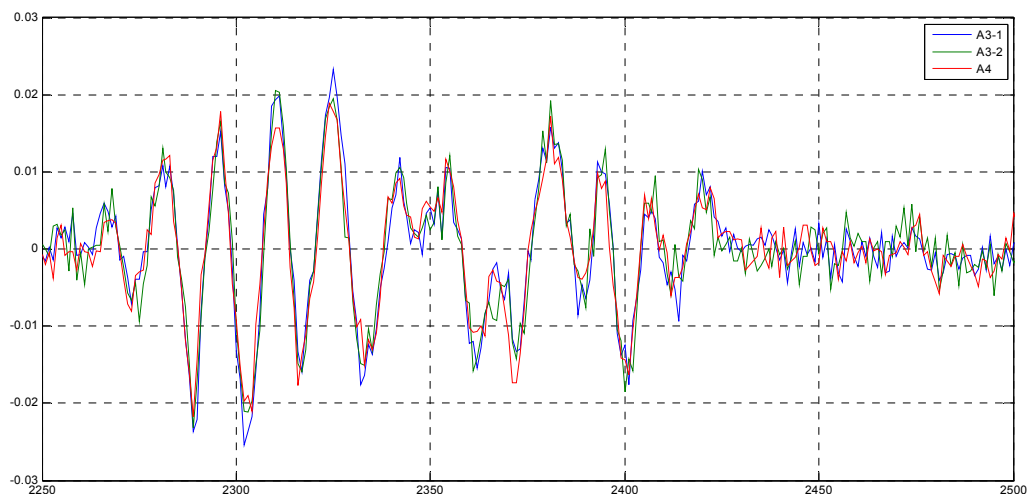


Bild 9.46: Vertikalbewegung der Antennen auf der Brückennordseite
(23.12.99, 12:14:05 – 12:16:10 Uhr UTC)

Zur Beurteilung der erzielbaren Genauigkeit der von DREAMS gerechneten Lösungen sind in Bild 9.47 PDOP, HDOP und VDOP über der Antenne A3-2 dargestellt. Die hier ermittelten Werte lassen erkennen, dass nur in Teilbereichen des gezeigten Ausschnitts von zwei Stunden eine ausreichende Genauigkeit erzielt werden kann. Wünschenswert sind DOP-Werte um 2 oder besser, die für eine brauchbare Gesamtgeometrie stehen. Zusammen mit dem jeweiligen Trägerphasenrauschen lässt sich daraus der Rauschanteil auf der Positionslösung ermitteln (vgl. Kapitel 3.3). Bei einem VDOP von 3 und 1 mm Rauschen auf der Trägerphase (NovAtel Receiver) ist mit einem Fehler in der Vertikalkomponente von ca. 3 mm zu rechnen. Betrachtet man nochmals Bild 9.45, so erkennt man einen Peak-to-Peak

Rauschanteil von ca. +/- 4 mm (Epoche 2150 bis 2200), was sehr gut mit dieser a priori Einschätzung übereinstimmt.

In der Darstellung der DOPs sind nur Satelliten berücksichtigt, die auch tatsächlich im Kalman-Filter verwendet wurden. Allerdings muss angemerkt werden, dass in ungünstigen Zeitbereichen auch DOPs über 10 erreicht wurden – bedingt durch eine geringe Zahl an sichtbaren Satelliten. Die dann erzielbare Positionierungsgenauigkeit reicht für eine hochpräzise Deformationsüberwachung auf einer dynamischen Struktur wie einer Brücke mit höherfrequenten Verformungen keinesfalls mehr aus.

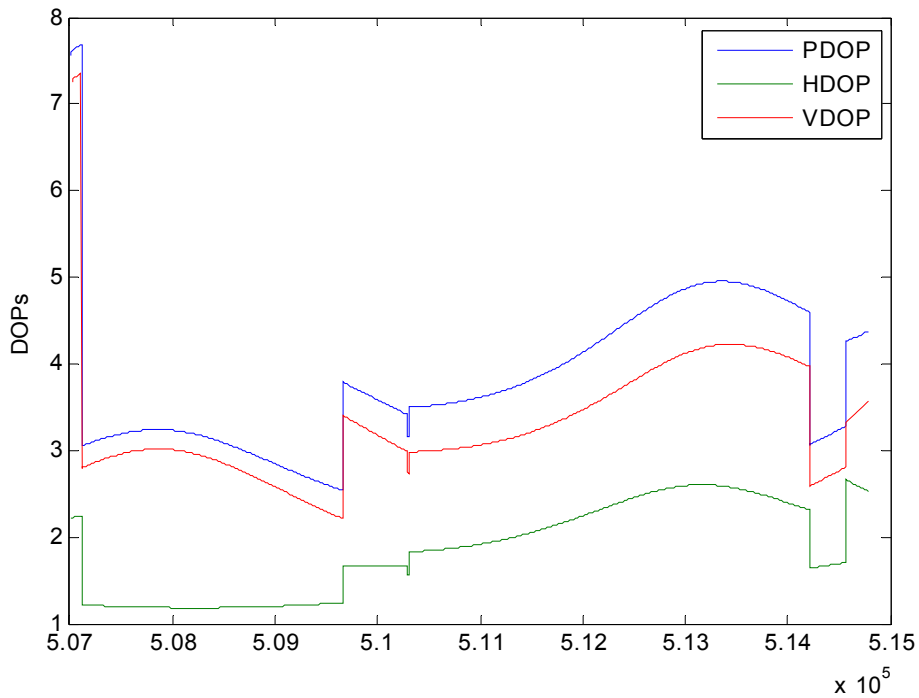


Bild 9.47: DOPs über der Antenne A3-2 auf der Südseite der Brücke

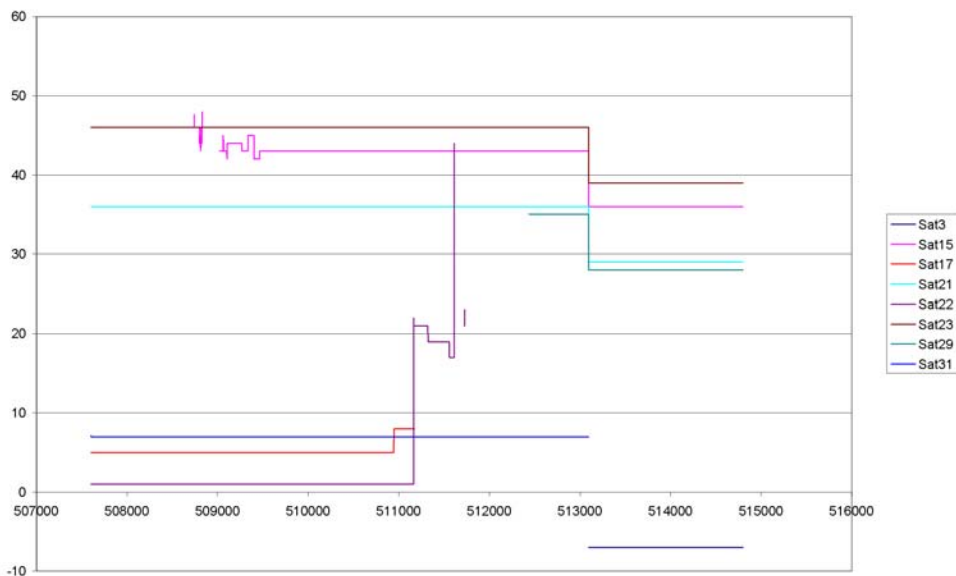


Bild 9.48: Ambiguities aus der Prozessierung der Antenne A3-2 auf der Nordseite der Brücke

In Bild 9.48 werden die vom System ermittelten ganzzahligen Ambiguities ebenfalls für die Antenne A3-2 gezeigt. Sehr gut kann man die von DREAMS detektierten Cycle-Slips erkennen, die sich insbesondere für die Satelliten 15 und 22 mehrfach wiederholen. Satellit 15 steigt dabei gerade über den Horizont auf, während PRN 22 aus der Lösung herausgenommen wird. Der letzte Sprung auf der rechten Bildhälfte ist nicht im eigentlichen Sinne ein Cycle-Slip, sondern auf den Wechsel des Referenzsatelliten zurückzuführen.

Welche Frequenzanteile sich in den gemessenen Deformationen – aufgeteilt in die drei Achsen – finden, kann wiederum mit einer MTFD-Analyse ermittelt werden. Für die drei Monitorstationen auf der Nordseite der Brücke ist wieder für den Zeitraum 21:00 – 23:00 Uhr UTC das Ergebnis dieser Untersuchung im Folgenden dargestellt. Die Bilder 9.49 – 9.51 zeigen dabei die Deformationen entlang der Vertikalachse, rote Färbung entspricht wieder den vorherrschenden Frequenzen. Im Bereich von 0,05 – 0,15 Hz ist ein breites Band vorherrschender Frequenzen zu erkennen. Dieser Bereich korrespondiert mit den lastinduzierten Verformungen der Brücke durch darüberfahrende Fahrzeuge. Der Verlauf ist dabei für alle drei Stationen sehr ähnlich, so dass sich daraus eine gute Übereinstimmung der Deformationen ablesen lässt. Im hochfrequenten Bereich oberhalb 0,15 Hz sind darüber hinaus einige Bereiche identifizierbar, die ebenfalls Frequenzanteile enthalten. Hier handelt es sich im Wesentlichen um Zonen mit hohem Rauschanteil, also ohne induzierte Verformungen.

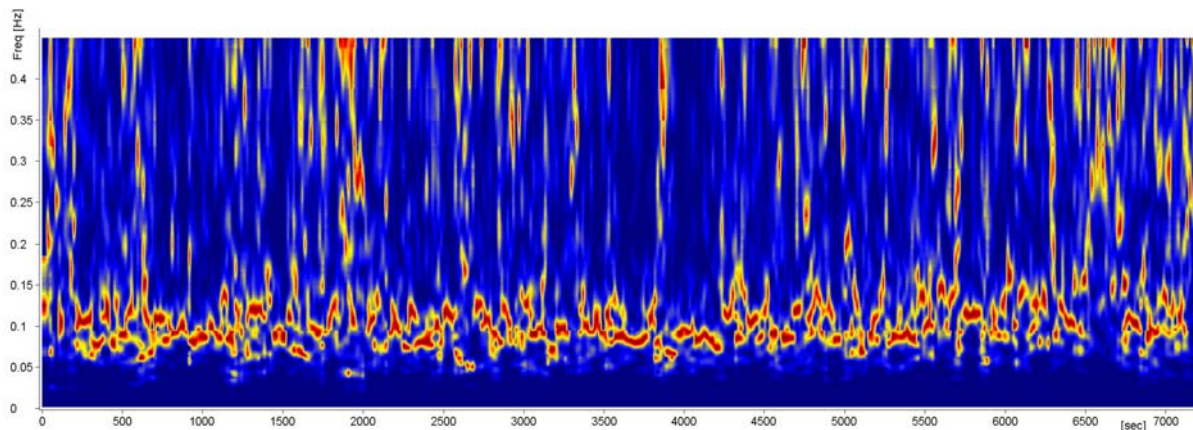


Bild 9.49: MTFD der Höhenkomponente, Antenne A3-1

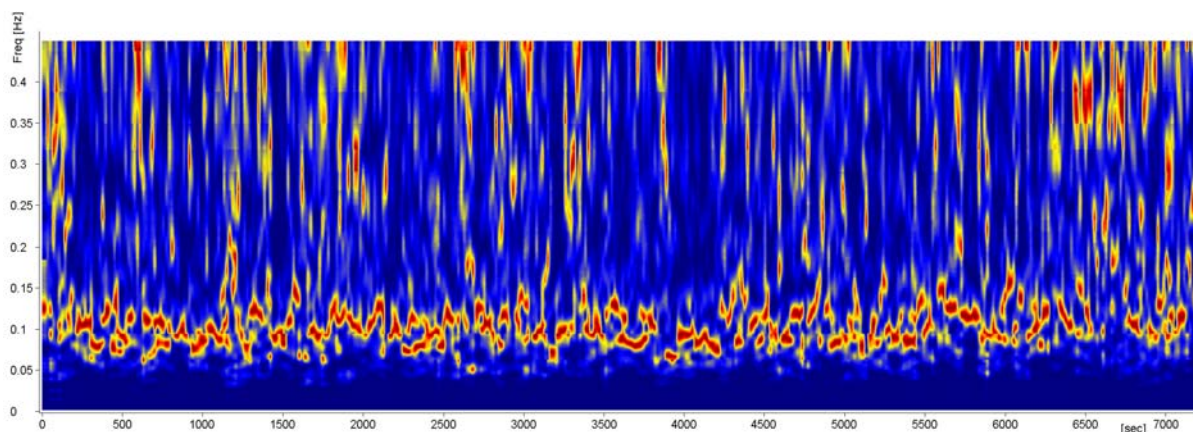


Bild 9.50: MTFD der Höhenkomponente, Antenne A3-2

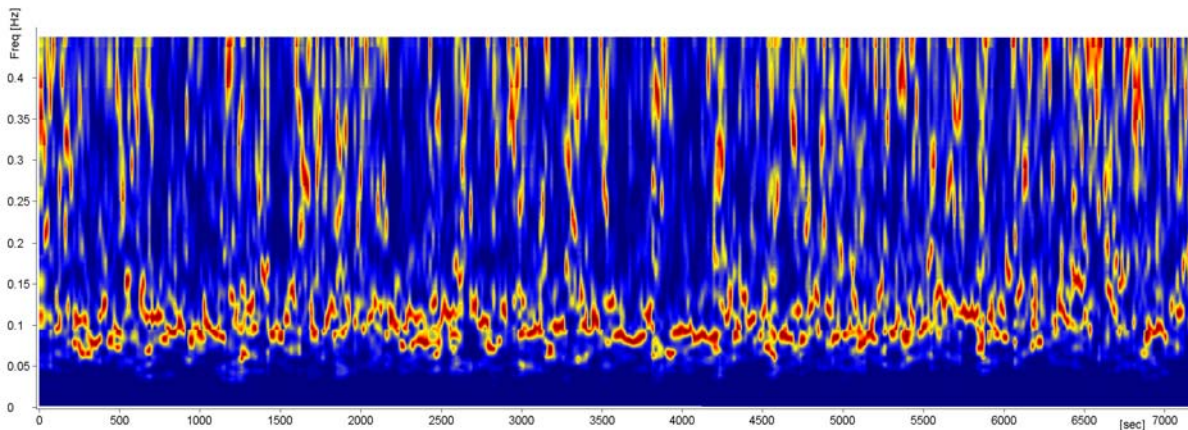


Bild 9.51: MTFD der Höhenkomponente, Antenne A4

Bild 9.52 zeigt den Höhenverlauf für die Station A3-1 über einen Zeitraum von 500 Epochen. Deutlich ist im linken Teil des Bildes bis etwa zur Epoche 200 Rauschen mit einer Amplitude einiger Millimeter zu erkennen. Im rechten Teil des Bildes überwiegen dagegen die tatsächlich ermittelten Verformungen des Brückendecks mit Amplituden von ca. 20 mm und niedrigeren Frequenzen. Die zugehörige MTFD findet man in Bild 9.53. Augenfällig ist hier der linke Bereich, der mehr oder weniger das gesamte dargestellte Frequenzband umfasst (Zone mit hohem Rauschanteil) und daneben der Bereich mit vorherrschenden Frequenzen um 0,1 Hz.

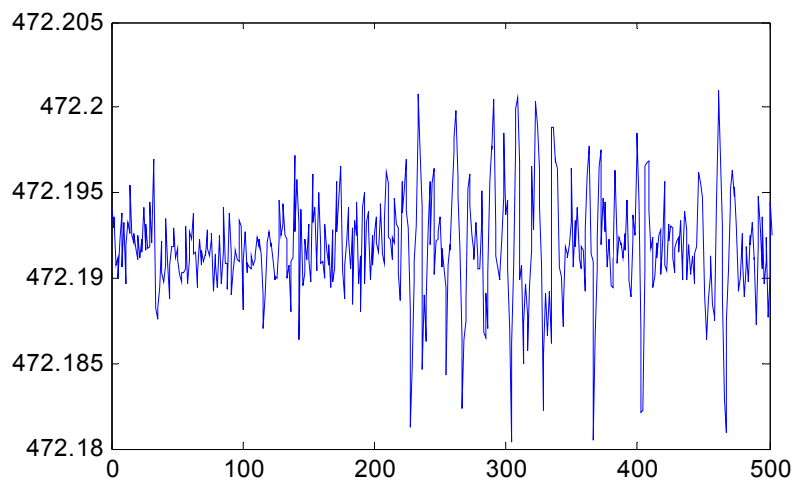


Bild 9.52: Zeitverlauf Höhenkomponente Antenne A3-1
(17.12.99, 21:00:00 – 21:08:20 Uhr UTC)

Für Fahrzeuge großer Masse – die zu entsprechend signifikanten Amplituden im Zeitverlauf der Vertikalverformung des Brückendecks führen – können die aus der MTFD entnommenen Frequenzen wiederum zur Ermittlung der Fahrgeschwindigkeit herangezogen werden. Voraussetzung dafür ist allerdings, dass sich Auflasten jeweils einzeln in einem Brückenfeld befinden, da es sonst zu Überlagerungen der induzierten Schwingungen kommt und eine Trennung der jeweiligen Fahrzeuge nicht mehr möglich ist.

Quer- und Längsachse der Brücke zeigen im Vergleich zur Vertikalachse wesentlich mehr hochfrequente Schwingungsanteile (vgl. Bilder 9.54 und 9.55), was auf die deutlich geringere auflastinduzierte Verformung des Brückendecks in Richtung dieser Achsen zurückzuführen ist. Es dominiert dort hauptsächlich Rauschen, insbesondere in der Längsachse finden sich kaum Zonen mit Frequenzanteilen im Bereich der Lastinduktion. Diese

Feststellung korrespondiert mit den in Tabelle 9.4 angegebenen Korrelationskoeffizienten zwischen den einzelnen Brückenachsen am Messpunkt A3-1. Allerdings lässt sich aus den Daten kein eindeutiger Ausschluss herleiten, dass Längs- und Querachse nicht auch von den Fahrzeugen beeinflusst werden. Hierfür wäre ein deutlich niedrigeres Trägerphasenrauschen notwendig, das mit den in den Tests verwendeten Empfängern leider nicht verfügbar war.

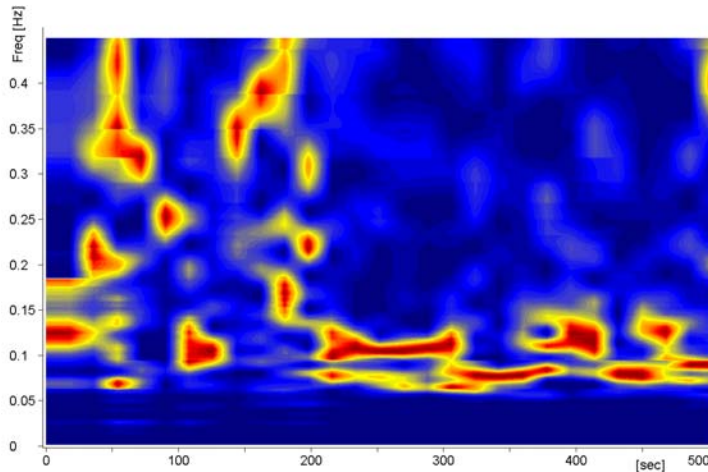


Bild 9.53: MTFD der Zeitreihe aus Bild 9.52

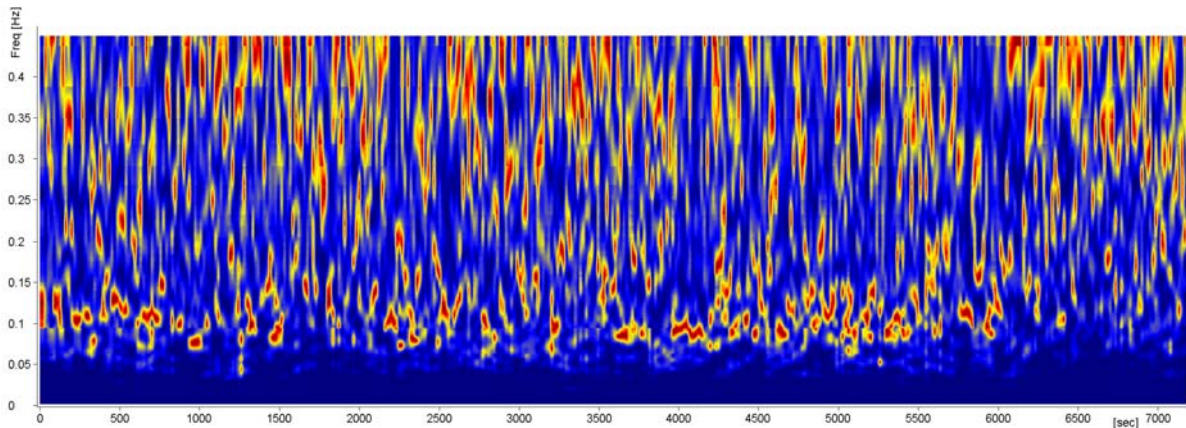


Bild 9.54: MTFD der Querachse, Antenne A3-1

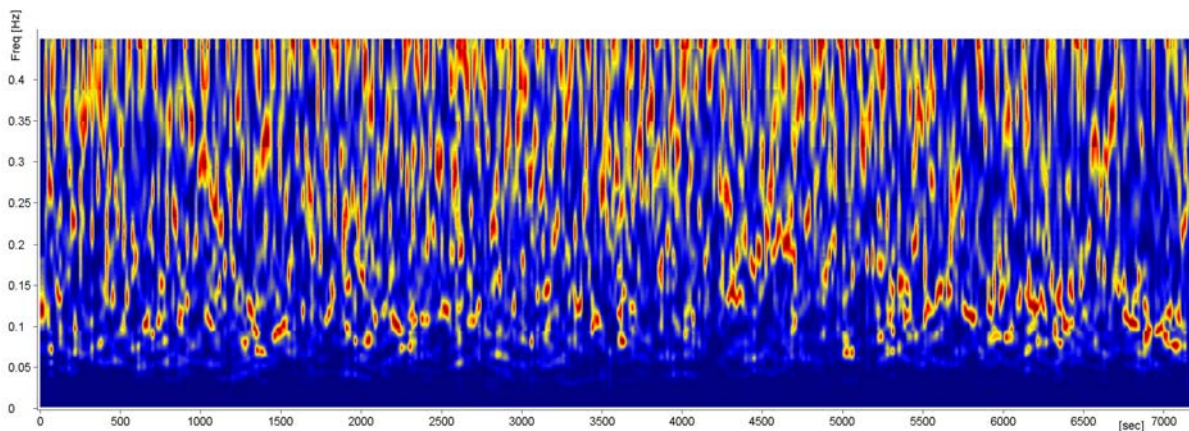


Bild 9.55: MTFD der Längsachse, Antenne A3-1

Bisher wurden nur kurzfristige Zeitverläufe über wenige Stunden gezeigt. Zum Abschluss der Datenauswertung soll der Zeitverlauf für eine Station (A2 auf der Südseite der Brücke) für den Zeitraum 17.12.99 bis 20.12.99 präsentiert werden. Bild 9.56 zeigt den Verlauf der Höhenänderungen des Brückendecks. Diese Daten wurden anders als die bisher gezeigten nicht auf einer epochenweisen Basis berechnet, sondern stundenweise. Die zugrundeliegenden Beobachtungen sind jedoch identisch mit denen der Kurzzeitauswertung. In diesem Fall sind Mehrwegeeffekte nicht mit Hilfe von Bandpassfiltern entfernt worden, sondern reduzieren sich durch die Filterung über einen Zeitraum von einer Stunde. Am Sonntag beobachtet man partiell einen geringfügig höheren Verlauf der ermittelten Höhenkomponente im Vergleich zu den anderen Tagen. Eine mögliche Erklärung dafür ist die geringere Zahl an Fahrzeugen, die zu diesem Zeitpunkt die Brücke überquert haben könnte, vor allem dürfte aber das Sonntagsfahrverbot für schwere LKWs (über 7,5 t) als Ursache in Betracht kommen. Insgesamt zeigen die Verläufe aller drei Tage große tageszeitliche Übereinstimmung. In den Morgenstunden ist eine deutliche Absenkung des Brückenfeldes zu erkennen, was auf den Berufsverkehr zurückzuführen sein dürfte. Am späteren Vormittag nimmt die Verkehrslast etwas ab, um mittags wieder geringfügig zuzunehmen. In den Nachmittagsstunden ist die Last am geringsten und zeigt zwei signifikante Peaks um 18:00 bzw. 21:00 Uhr.

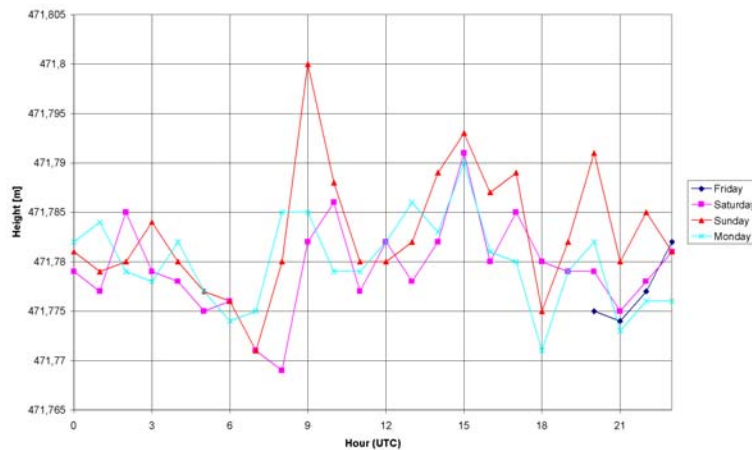


Bild 9.56: Monitorstation A2 (NovAtel Millennium RT2), Höhenkomponente, Freitag 17.12.1999 – Montag 20.12.1999

10 Zusammenfassung und Ausblick

Deformationsüberwachung basierend auf Satellitennavigationssystemen ist in den letzten Jahren durch eine Reihe von Softwarepaketen mehr und mehr automatisiert worden. Heutige Produkte oder auch experimentelle Systeme sind in der Lage, interoperabel mit verschiedenster Hardware – nicht nur GNSS-Receivern – Positionsänderungen abhängig von der Genauigkeit der jeweiligen Sensoren zu detektieren. Hauptproblem bleibt allerdings nach wie vor der starke Einfluss von Mehrwegeeffekten, die insbesondere bei hochpräzisen Anwendungen mit Fehlern bis zu 4,8 cm auf der Phasenmessung enormes Fehlerpotential in eine Positionslösung einbringen.

Bisher wurde vor allem mit Glättungs- und Gewichtungungsverfahren versucht, diese Fehler zu reduzieren. Ersteres eignet sich definitiv nicht für Echtzeitanwendungen und schließt die Überwachung hochfrequenter Bewegungen aus. Letzteres bringt zwar durch selektive Verbesserung einzelner Messungen aufgrund niedrigerer Gewichtung in der Positionslösung Vorteile, je mehr Satelliten von Mehrweg betroffen sind, desto stärker wird jedoch das Signal (Positionsänderung) gedämpft und nähert sich letztlich wieder der Glättungsvariante an. Besonders problematisch ist dieses Verhalten wenn eine Referenzstation viele Satelliten mit Mehrweg aufweist, denn dann wirken sich die Fehler auf das gesamte Messnetz aus.

Das im Rahmen der vorliegenden Arbeit erstellte Deformationsüberwachungssystem DREAMS ist ein komplettes Messsystem für die geodätische Überwachung von Objekten, die Verformungen unterschiedlichster Genese unterworfen sind. Deformationen, die über einen längeren Zeitraum von mehreren Stunden, Tagen oder gar Wochen verlaufen, stellen dabei das klassische Anwendungsgebiet der Deformationsüberwachung mit Satellitennavigationsmethoden dar. Fehlereinflüsse wie Mehrwegeeffekte können in diesem Fall durch Filter mit entsprechend starkem Tiefpasscharakter eliminiert werden. Anders verhält es sich für Deformationen hoher Frequenz, wie sie vor allem bei Ingenieurbauwerken zu finden sind. Im Rahmen dieser Arbeit konnten Erfahrungen mit der Überwachung von Brückenbauwerken gesammelt werden, die die Trennung von Mehrwegeeffekten und Bewegung der Struktur notwendig machten. Der Einsatz eines Tiefpassfilters würde zwangsläufig zur Eliminierung der Bewegungsmuster führen und die Resultate unbrauchbar machen. Aus diesem Zwang heraus wurden umfangreiche Analysen des verfügbaren Datenmaterials vorgenommen und auf Basis der Differenz aus Code- und Trägerphasenmessung mit Hilfe eines Wavelet-basierten Verfahrens die unterlegten Frequenzen des Mehrwegs ermittelt. Diese als Multiscale Time Frequency Distribution bezeichnete Methode stellt eine wesentliche Verbesserung der herkömmlichen Fourier-Transformation dar. Sie bietet gleichermaßen hohe Zeit- und Frequenzauflösung und dies mit besserer Qualität als Transformationsmethoden wie beispielsweise die Short Time Fourier Transformation (STFT), die ebenfalls eine Zuordnung ermittelter Frequenzen zu einzelnen Zeitbereichen versucht.

Einen weiteren Schwerpunkt der Arbeit bildet die ausführliche Darstellung aller für den Aufbau und Betrieb eines Messsystems notwendigen Hardware-Bausteine sowie der erforderlichen Infrastruktur zum Transfer der gesammelten Daten von den Monitorstationen zur zentralen Masterstation. GNSS-Empfänger werden zusammen mit einer Recheneinheit und ggf. einem Funksystem in einem wetterfesten Gehäuse über eine selbst entwickelte Platine verbunden. Der stabile Betrieb des Systems wird durch eine Überwachungseinheit – einen Watchdog – garantiert. Bei einem Ausfall kann auf diese Weise ohne Nutzereingriff ein Neustart durchgeführt werden. Sollen Messungen nicht rund um die Uhr, sondern nur zu bestimmten Zeiten erfolgen, steht ein ebenfalls selbst implementierter Scheduler zur Verfügung, der eine frei programmierbare Steuerung bei geringem Stromverbrauch gestattet. Für den autonomen Betrieb werden sinnvollerweise regenerative Energiequellen eingesetzt.

Am flexibelsten sind dabei für viele Einsatzgebiete photovoltaische Anlagen, die durch intelligente Steuerung und Überwachung weitestgehend wartungsfrei bleiben. Die Dimensionierung einer derartigen PV-Insulanlage ist in einem eigenen Abschnitt dargestellt.

Dem eigentlichen Kernstück von DREAMS – also der Software zur Berechnung der Deformationen – ist ein weiteres Kapitel gewidmet. Hier werden Interna der Implementierung und der zugrundeliegenden Entwurfskonzepte erläutert. Grundlegende Konzepte der Objektorientierung spielen dabei ebenso eine Rolle wie die Nutzung einheitlicher Schnittstellen zur internen Bereitstellung von Daten über eine Client-/Server-Architektur und ein flexibles Messaging-Interface. Über Letzteres wird die gesamte Kommunikation der Programmmodule untereinander abgewickelt. Die Software ist frei konfigurierbar und nicht auf GNSS-Empfänger eines einzelnen Herstellers beschränkt. Neue Geräte können durch Hinzufügen eines weiteren Decoders angebunden werden. Für die Fernübertragung der aufgezeichneten Daten von den Monitorstation zum Master können verschiedene Verfahren eingesetzt werden, als Beispiel seien hier in Eigenregie betriebene Funkmodems oder kommerzielle Mobilfunksysteme genannt.

Anhand der für den Feldtest gewählten Versuchsumgebung und der hier vorgestellten Ergebnisse konnte die Einsatzfähigkeit des Systems in der Praxis gezeigt werden. Die Überwachung einer Brückenkonstruktion stellt eine sehr anspruchsvolle Aufgabe für ein Überwachungssystem dar, wobei als Gründe neben der Mehrwegeproblematik vor allem der Charakter der Deformationen mit ihren schnellen Bewegungen zu nennen sind. Will man Millimetergenauigkeit erreichen und gleichzeitig die hohe Dynamik der Verformungen nicht einschränken, sind den Daten inhärente Fehler möglichst zu kompensieren. Im vorliegenden Fall konnte durch geeignet eingestellte Bandsperrfilter das aus der berechneten Code-Trägerphasenmessung ermittelte Frequenzspektrum der darin enthaltenen Mehrwegeeffekte entfernt werden. Die Korrekturen wurden dabei an den Rohdaten angebracht, so dass eine selektive Reduktion von Fehlern anhand der für den jeweiligen Satelliten ermittelten Einflusses des Mehrwegs ermöglicht wird. Es verbleiben schließlich vor allem hochfrequente Anteile, die neben dem Empfängerrauschen die eigentliche Bewegung des Brückendecks repräsentieren. Mehrere in kurzer Entfernung voneinander auf der Brücke angebrachte Sensoren lieferten eine gute Überlagerung der errechneten Höhenkomponente – Hauptachse der ermittelten Verformungen. Die erreichbare Genauigkeit liegt im Bereich einiger Millimeter und korrespondiert mit der Satellitengeometrie (DOPs) und dem Trägerphasenrauschen. Im Test wurden in erster Linie NovAtel-Empfänger eingesetzt, die vor allem bei den Trägerphasenbeobachtungen deutliche Schwächen aufweisen. Somit ist eine erreichte Genauigkeit von ca. 2,5 bis 5 mm – abhängig von den jeweils sichtbaren Satelliten – nicht als schlechtes Resultat zu werten.

Die flexible Hardware- und Softwarearchitektur von DREAMS bietet die Unterstützung einer theoretisch unbegrenzten Anzahl an Monitorstationen – einzig begrenzt durch die Leistungsfähigkeit der verwendeten Rechner und Übertragungstrecken zwischen den Stationen. Das Überwachungssystem ist nicht nur auf den Einsatz bei Ingenieurbauwerken beschränkt. Vielmehr eignet es sich ebenso hervorragend für die Überwachung von Hangrutschungen oder Schleusenbauwerken, aber auch für die Beobachtung von Turmbauwerken, Staudämmen und Vulkankegeln bzw. deren unmittelbarer Umgebung.

Hier werden sich in Zukunft durch die Verwendung von kompakteren GPS-Empfängern und Rechnersystemen zusammen mit einer Reduzierung des Stromverbrauchs weitere Einsatzgebiete erschließen lassen. Hauptvoraussetzung für den erfolgreichen Einsatz bleibt jedoch eine stabile kraftschlüssige Verbindung des unter Beobachtung stehenden Objektes und der Messeinrichtung, also der GNSS-Antenne. Gerade bei Objekten, die starken Vibrationen ausgesetzt sind, werden sonst unter Umständen auf die Antenne induzierte Bewegungen gemessen, nicht jedoch die Verformung des untersuchten Objekts selbst.

Zum Schluss soll an dieser Stelle noch ein kleiner Blick in die Zukunft von Deformationsüberwachungssystemen gegeben werden und einige konkrete Verbesserungs- bzw. Weiterentwicklungsmöglichkeiten aufgezeigt werden.

- Die Kombination von GPS mit weiteren Satellitennavigationssystemen wird spätestens mit der Verfügbarkeit von Galileo durch die Verdoppelung sichtbarer Satelliten zu niedrigeren DOPs und folglich höherer Genauigkeit führen. DREAMS ist für diese Erweiterung vorbereitet und kann davon profitieren.
- Weiteres Verbesserungspotential liegt im Einsatz von GNSS-Empfängern mit geringerem Phasenrauschen. Vor allem für die Detektion von Verformungen an Strukturen, die hochfrequenten Änderungen unterworfen sind, kann dies zu einer Auflösungssteigerung in den unteren Millimeterbereich führen.
- Die in der Arbeit auf Basis von Wavelets entwickelte Filtermethode zur Identifikation von Mehrweegeinflüssen sollte adaptiv Frequenzen des in den Daten (Code – Phase) enthaltenen Mehrweges identifizieren und in einer Regelschleife dem mehrstufigen FFT-Filter zuführen.
- Die mit der neuen Mehrwege-Reduktionsmethode erreichte Genauigkeitssteigerung insbesondere für hochfrequente Deformationen kann bei Kenntnis des Schwingungsverhaltens eines untersuchten Objekts möglicherweise dergestalt weiterentwickelt werden, dass auch im Phasenrauschen des Empfängers verborgene Schwingungsanteile extrahiert werden können.
- Zum Test der Software und weiteren Verbesserung der Algorithmen könnte eine Simulationshardware aufgebaut werden, die ähnlich einer computergesteuerten Fräsmaschine eine 3-achsige Ansteuerung einer Testplattform ermöglicht. Auf dieser Plattform sind dann GNSS-Antennen montiert, die von Schrittmotoren millimetergenau und vor allem zeitgesteuert positioniert werden können. Gleichzeitig werden die von den Empfängern generierten Messungen mit DREAMS aufgezeichnet und können den durch die Simulationshardware vorgenommenen Positionsänderungen präzise zugeordnet werden. Damit wäre es erstmals möglich, alle denkbaren kleinräumigen Deformationen millimetergenau auszuwerten und vor allem auch in Hinblick auf die Mehrwege-Problematik neue Einblicke zu gewinnen.
- Üblicherweise werden – wie auch in der vorliegenden Arbeit – GNSS-Empfänger als sog. Black-Boxes betrachtet und ohne Nutzung spezieller Einstellmöglichkeiten für Regelkreise oder Dynamikverhalten verwendet. Zur individuellen Anpassung eines Empfängers an eine spezielle Aufgabenstellung wie der Überwachung von Deformationen sollten weitere Untersuchungen durchgeführt werden. Diese Untersuchungen können ggf. mit der erwähnten Simulationshardware kombiniert werden, um beispielsweise Grenzwerte einzelner Parameter für bestimmte Szenarien festzulegen.
- Die in Kapitel 9 gewonnenen Resultate beruhen ausschließlich auf der Nutzung von GPS-Messungen. In einem zukünftigen Messeinsatz auf einer Brücke sollten zur Verifikation der Ergebnisse und weiteren Verbesserungen der Algorithmen zusätzliche Messungen mit komplementären Messmethoden durchgeführt werden. Hierfür könnten beispielsweise Laserscanner verwendet werden. Darüber hinaus sollte der Verkehrsstrom mit einer Videokamera aufgezeichnet werden, um eine Zuordnung der einzelnen Auflasten zu den gemessenen Verformungen vornehmen zu können.

Literaturverzeichnis

- Abramson, Norman (1985):** Development of the ALOHANET. IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-31, No. 2, March 1985
- Akhter, Shameem; Roberts, Jason (2006):** Multi-Core Programming. Intel Press, Hillsboro
- Anderson, John (1999):** Digital Transmission Engineering. IEEE Press, Piscataway, NJ
- Arbesser-Rastburg, B. (2006):** The Galileo single frequency ionospheric correction algorithm. Paper presented at the Third European Space Weather Week, Brussels, Belgium, November 13-17
- Ashby, N.; Spilker, J.J. Jr. (1996):** Introduction to Relativistic Effects on the Global Positioning System. In: Parkinson, Spilker: Global Positioning System: Theory and Applications, Vol. 1, American Institute of Aeronautics, Washington, DC
- Axelrad, Penina; Comp, Christopher; MacDoran, Peter (1994):** Use of Signal-To-Noise Ratio for Multipath Error Correction in GPS Differential Phase Measurements: Methodology and Experimental Results. ION GPS-94, Proc. of the 7th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation, 20.-23.9.1994, Salt Lake City, UT, USA, S. 655-666
- Bachmann, H. (1997):** Vibration problems in structures – practical guidelines. Birkhäuser Verlag, Basel, 1. Nachdruck
- Bäumker, M.; Fitzen, H.-P.; Backhausen, D. (2000):** Dreidimensionale permanente Überwachung der Edertalsperre mit GPS. In: Ingenieurvermessung 2000, XIII. International Course on Engineering Surveying, Hg.: K. Schnädelbach, M. Schilcher, Vermessungswesen bei Konrad Wittwer, Band 33, Verlag Konrad Wittwer, Stuttgart
- Becker, D; Thiel, K. H.; Hartl, Ph. (1994):** A Special Method of Managing Multipath Effects. ION GPS-94, Proc. of the 7th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation, 20.-23.9.1994, Salt Lake City, UT, USA, S. 157-163
- Bernadin, C.P. (1993):** C/Math Toolchest for Engineering and Scientific Applications. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 0-13-605866-3
- Bierman, G. J. (1977):** Factorization Methods for Discrete Sequential Estimation. Academic Press, San Diego, CA
- Bletzacker, Frank R. (1985):** Reduction of multipath contamination in a geodetic GPS receiver. First International Symposium on Precise Positioning with the Global Positioning System, 15.-19.4.1985, Rockville, MD, USA, S. 413-422
- Blomenhofer, H. (1996):** Untersuchungen zu hochpräzisen kinematischen DGPS-Echtzeitverfahren mit besonderer Berücksichtigung atmosphärischer Einflüsse. Dissertation, Schriftenreihe Studiengang Vermessungswesen, Heft 51, Universität der Bundeswehr München
- Bona, P. (2000):** Precision, Cross Correlation, and Time Correlation of GPS Phase and Code Observations. GPS Solutions, Volume 4, Number 2, Fall 2000
- Bona, P.; Tiberius, C.C.J.M. (2000):** An experimental comparison of noise characteristics of seven high-end dual frequency GPS receiver-sets. Proceedings of the IEEE Position Location and Navigation Symposium, San Diego, CA, March 13-16, 2000

- Brodhage, H.; Hormuth, W. (1977):** Planung und Berechnung von Richtfunkverbindungen. Siemens AG, Berlin, 10. Auflage
- Brown, Robert G.; Hwang, Patrick (1992):** Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering. Wiley, New York, 2nd Edition
- Brunner, F.K.; Hartinger, H.; Troyer, L. (1999):** GPS signal diffraction modelling: The stochastic SIGMA- Δ model. Journal of Geodesy, Vol. 73, pp. 259-267
- Buchmann, Isidor (2001):** Batteries in a Portable World. Cadex Electronics Inc, 2001
- Bundesnetzagentur (2008):** Frequenznutzungsplan. April 2008; <<http://www.bundesnetzagentur.de/media/archive/13358.pdf>>; 2008-06-12
- CCIR Rep. 719 (1978):** Recommendations and Reports of the CCIR. XIV Plenary Assembly, Kyoto, Vol. 5
- Cohen, L. (1987):** Time-frequency distributions – a review. Proc. of the IEEE, Vol. 77, No. 7, pp. 941-981
- Collins, J.P.; Langley, R.B. (1999):** Possible Weighting Schemes for GPS Carrier Phase Observations in the Presence of Multipath. Contract report for the United States Army Corps of Engineers Topographic Engineering Center, No. DAAH04-96-C-0086 / TCN 98151
- Comp, C.; Axelrad, P. (1996):** An Adaptive SNR-Based Carrier Phase Multipath Mitigation Technique. Proc. of the 9th international meeting of the ION, Sept. 1996, Kansas City, USA, S. 683-697
- Conrad Electronic (1998):** C-Control Station Bedienungsanleitung. Conrad Electronic GmbH, Hirschau, 1998
- DIN EN 60529 (2000):** Schutzarten durch Gehäuse (IP-Code). Beuth Verlag, Berlin
- Doll, Bernhard; Wolters, Reinhard; Lampen, Martin (1998):** Battery assembly for a satellite. European Patent EP0862228; <<http://www.freepatentsonline.com/EP0862228A1.html>>, 2008-03-30
- Eberspächer, J.; Vögel, H.-J.; Bettstetter, C. (2001):** GSM Global System for Mobile Communication. Teubner, Stuttgart, 3. Auflage
- Eissfeller, B. (1997):** Ein dynamisches Fehlermodell für GPS Autokorrelationsempfänger. Schriftenreihe der Universität der Bundeswehr München, Heft 55, Neubiberg
- Fliegel, H. F.; Gallini, T. E. (1992):** Global Positioning System Radiation Force Model for Geodetic Applications. Journal of Geophysical Research, Vol. 97, No. B1
- Freeman, Roger (1995):** Practical Data Communications. Wiley, New York
- Freeman, Roger L. (1999):** Fundamentals of Telecommunications. Wiley, New York
- Frohwein, W. (1986):** Dehnungsmeßstreifen in der Ingenieurgeodäsie. Dissertation, DGK, Reihe C, Heft Nr. 320, München
- Georgiadou, Y.; Kleusberg, A. (1988):** On Carrier signal multipath effects in relative GPS positioning. manuscripta geodaetica, Vol. 13, No. 3, S. 172-179
- Gianniou, M. (1996):** Genauigkeitssteigerung bei kurzzeit-statischen und kinematischen Satellitenmessungen bis hin zur Echtzeitanwendung. Dissertation, DGK, Reihe C, Heft Nr. 458, München
- Gibbons, Glen (2008):** GLONASS – A New Look for the 21st Century. Inside GNSS, May/June 2008

- Graphviz (2008):** Graphviz – Graph Visualization Software. 2008; <<http://www.graphviz.org>>; 2008-02-20
- Hartinger, H. (2001):** Development of a Continuous Deformation Monitoring System using GPS. Dissertation, Graz, Technical University, Shaker Verlag, Aachen
- Hartinger, H.; Brunner, F. K. (1999):** Variances of GPS phase observations: The SIGMA- ϵ model. GPS Solutions, Volume 2, Number 4
- Heinrichs, G.; Restle, M.; Dreischer, C.; Pany, T. (2007):** NavX-NSR – A Novel Galileo/GPS Navigation Software Receiver. ION GNSS-2007, Proc. of the 20th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation, 25.-28.9.2007, Fort Worth, TX, USA
- Hennecke, F.; Werner, H. (1986):** Ingenieurgeodäsie. VEB Verlag für Bauwesen, Berlin, 2. Auflage
- Hofmann-Wellenhof B.; Lichtenegger H.; Collins, J. (1992):** Global Positioning System, Theory and Practice. Springer-Verlag, Wien, New York
- Hofmann-Wellenhof, B.; Lichtenegger, H.; Wasle, E. (2008):** GNSS Global Navigation Satellite Systems. Springer, Wien, New York
- Hopfield, H. S. (1977):** Tropospheric correction of electromagnetic ranging signals to a satellite: A study of parameters. Proceedings of the International Symposium on Electromagnetic Distance Measurement and the Influence of Atmospheric refraction, International Association of Geodesy, Wageningen, Netherlands, May 23-28
- Inaudi, D. (1999):** Deformationsmessungen mit Glasfasersensoren – Anwendungen von Lichtwellenleitersensoren zur Überwachung der Bauwerke. In: TFB Veranstaltung 4371/72, 03.-06.12.1999, Wildegg, Switzerland
- Kälber, S.; Jäger, R.; Schwäble, R. (2000):** A GPS-Based Online Control and Alarm System. GPS Solutions, Volume 3, Number 3
- Klobuchar, J. (1986):** Design and Characteristics of the GPS Ionospheric Time Delay Algorithm for Single-Frequency Users. Proceedings of the PLANS-86 Conference, Las Vegas, NV, 4-7 November, pp. 280-286
- Kuchling, Horst (1988):** Taschenbuch der Physik. Verlag Harri Deutsch, 1988, 3-8171-1020-0
- Langley, R.B. (1997):** The GPS Error Budget. GPS World, March 1997
- Lienhart, W. (2007):** Analysis of Inhomogeneous Structural Monitoring Data. Dissertation, Graz, Technical University, Shaker Verlag, Aachen
- Lindner, Helmut; Brauer, Harry; Lehmann, Constans (1989):** Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik. Verlag Harri Deutsch, 3-8171-1035-9
- Liu, B. Y. H.; Jordan, R. C. (1960):** The interrelationship and characteristic distribution of direct, diffuse and total solar radiation. Solar Energy 4, 1960
- Luther, Philipp (2004):** Untersuchungen zum Querschwingungsverhalten von Brücken. Diplomarbeit, Bauhaus-Universität Weimar
- Mader, G. L. (1999):** GPS Antenna Calibration at the National Geodetic Survey. GPS Solutions, Vol. 3, No. 1, Summer 1999, Wiley
- Meinke, Gundlach (1986):** Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Springer-Verlag, Berlin, New York, 4. Auflage

- Mönicke, H.-J. (1996):** Kinematik im Vermessungswesen – Meßtechnik und Abgrenzung zu statischen Meßverfahren. In: Beiträge zum 39. DVW-Seminar am 19. und 20. Juni 1995 am Institut für Anwendungen der Geodäsie im Bauwesen der Universität Stuttgart, Schriftenreihe des DVW, Band 22, Verlag Konrad Wittwer, Stuttgart
- Möser, M. (Hrsg.) (2000):** Handbuch Ingenieurgeodäsie – Grundlagen. Wichmann Verlag, Heidelberg
- NEMA (2005):** NEMA Enclosure Types . 11/2005;
<http://www.nema.org/prod/be/enclosures/upload/NEMA_Enclosure_Types_11-05-2.doc>; 2008-03-24
- Ober, P.B. (1993):** Split-Second Ambiguity Resolution for GPS Using the Basis-Reduction Method. Report A-565, Telecommunications and Traffic-control Systems Group, Faculty of Electrical Engineering, Delft University of Technology
- Ogaja, C.; Li, X.; Rizos, C. (2007):** Advances in structural monitoring with Global Positioning System Technology: 1997-2006. Journal of Applied Geodesy 1, pp. 171-179
- Parkinson, B. W.; Spilker, J.J. Jr. (1996):** Global Positioning System: Theory and Applications. American Institute of Aeronautics, Washington, DC
- Pelzer, H. (1971):** Zur Analyse geodätischer Deformationsmessungen. Habilitation, DGK, Reihe C, Heft Nr. 164, München
- Pelzer, H. (1988):** Ingenieurvermessung – Deformationsmessungen, Massenberechnung. Vermessungswesen bei Konrad Wittwer, Heft 15, Verlag Konrad Wittwer, Stuttgart, 2. Auflage
- Pooch, H.; Köhler, K.; Gräber, H.-J. (1970):** Richtfunktechnik, Systeme – Planung – Aufbau – Messung. Fachverlag Schiele & Schön, Berlin
- Raquet, J. (1996):** Multiple Reference Receiver Multipath Mitigation Technique. Proc. of the 52th annual meeting of the ION, 1996, Cambridge, MA, USA, S. 681-690
- Rohan, P. (1991):** Introduction to Electromagnetic Wave Propagation. Artech House, Boston, London
- Roßbach, U. (2000):** Positioning and Navigation Using the Russian Satellite System GLONASS. Dissertation, Schriftenreihe Studiengang Geodäsie und Geoinformation, Heft 70, Universität der Bundeswehr München
- Roßbach, U.; Habrich, H.; Zaraoa, N. (1996):** Transformation Parameters between PZ-90 and WGS 84. Proceedings ION GPS-96, Kansas City, Missouri, 17.-20.9.1996, S. 279-286
- Rothacher, M.; Schmid, R. (2002):** GPS-Antennenkalibrierungen aus nationaler und internationaler Sicht. 4. SAPOS-Symposium 22.-23.5.2002
- Rüeger, M. (2006):** Overview of Geodetic Deformation Measurements of Dams. Proceedings of the ANCOLD (Australian National Committee on Large Dams) Conference 2006, Sydney, Australia, November 20-22, 2006
- Russer, Peter (1987):** Hochfrequenztechnik 1. Skriptum zur Vorlesung an der TU München, 4. Auflage
- Schlebusch, Volker (2006):** Angepasste Kommunikationssysteme für den effizienten Einsatz in dezentralen elektrischen Versorgungsstrukturen. Dissertation
- Schmidt, Michael (2000):** Grundprinzipien der Wavelet-Analyse und Anwendungen in der Geodäsie. Habilitationsschrift, TU München

- Schüler, T. (2001):** On Ground-Based GPS Tropospheric Delay Estimation. Dissertation, Schriftenreihe Studiengang Geodäsie und Geoinformation, Heft 73, Universität der Bundeswehr München
- Schupler, B.R.; Clark, T.A.; Allshouse, R.L. (1996):** Characterizations of GPS User Antennas: Reanalysis and New Results. GPS Trends in Precise Terrestrial, Airborne and Spaceborne Applications, Proceedings of the International Association of Geodesy Symposium, Boulder, CO, July 3-4, 1995, Springer-Verlag, Berlin
- Schwieger, V.; Foppe, K. (2004):** Kinematische Messmethoden "Vermessung in Bewegung". Beiträge zum 58. DVW-Seminar am 17. und 18. Februar 2004 in Stuttgart, Schriftenreihe des DVW, Band 45, Wißner Verlag, Augsburg
- Sedlbauer, Klaus (2002):** Bauphysik – Skript zur Vorlesung an der TU München. 11.11.2002;
<<http://www.bauphysik.de/lehre/tu-muenchen-kr/1-Einfuehrung.pdf>>; 2008-03-24
- Sonnenschein (2002):** Handbuch verschlossene Gel-Blei-Batterien Teil 2. 2002
- Stutzman, W. (1993):** Polarization in Electromagnetic Systems. Artech House, Boston, London
- Süd-Chemie (2008):** Berechnung Trockenmittel. 2008;
<http://www.trocken.de/information/methode/Berechnung_TM.pdf>; 2008-03-17
- Teunissen, P.J.G. (1994):** A New Method for Fast Carrier Phase Ambiguity Estimation. Proceedings IEEE Plans '94, April 11-12 1994, Las Vegas
- Townsend, A. A. R. (1988):** Digital Line-of-Sight Radio Links. Prentice Hall, New York
- Townsend, B. et. al. (1995):** L1 Carrier Phase Multipath Error Reduction Using MEDLL Technology. ION GPS-95, 13.-15.9.1995, Palm Springs, CA, USA
- Townsend, Bryan; Fenton, Patrick (1994):** A Practical Approach to the Reduction of Pseudorange Multipath Errors in a L1 GPS Receiver. ION GPS-94, Proc. of the 7th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation, 20.-23.9.1994, Salt Lake City, UT, USA, S. 143-148
- van Dierendonck, A. J.; Fenton, Pat; Ford, Tom (1992):** Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver. Navigation - Journal of the Institute of Navigation, Vol. 39, No. 3, S. 265-283
- Vandenhouten, Ralf (1998):** Analyse instationärer Zeitreihen komplexer Systeme. Dissertation, RWTH Aachen, Shaker Verlag, Aachen
- von Münch, Waldemar (1989):** Werkstoffe der Elektrotechnik. Teubner, Stuttgart, 6. Auflage
- Walke, Bernhard (2001):** Mobilfunknetze und ihre Protokolle. Teubner, Stuttgart, 3. Auflage
- Welsch, W.; Heunecke, O.; Kuhlmann, H. (2000):** Handbuch Ingenieurgeodäsie – Auswertung geodätischer Überwachungsmessungen. Wichmann Verlag, Heidelberg
- Werner, W. (1999):** Entwicklung eines hochpräzisen DGPS/DGLONASS Navigationssysteme unter besonderer Berücksichtigung von Pseudolites. Dissertation, Schriftenreihe Studiengang Vermessungswesen, Heft 64, Universität der Bundeswehr München
- Wieser, A.; Brunner F. K. (2000):** An extended weight model for GPS Phase observations. Earth, Planets and Space, Vol. 52, No. 10
- Winkel, Jon (2000):** Modeling and Simulating GNSS Signal Structures and Receivers. Dissertation, Universität der Bundeswehr München

- Witte, B.; Schmidt, H. (2006):** Vermessungskunde und Grundlagen der Statistik für das Bauwesen. Wichmann Verlag, Heidelberg, 6. Auflage
- Wübbena, G.; Schmitz, M.; Menge, F.; Seeber, G.; Völkse, C. (1997):** A New Approach for Field Calibration of Absolute GPS Antenna Phase Center Variations. Navigation: Journal of the Institute of Navigation, Vol. 44, No. 2
- Zhu, S. Y.; Groten, E. (1988):** Relativistic effects in GPS. In: Groten, Strauß: GPS-Techniques Applied to Geodesy and Surveying, Proceedings of the International GPS-Workshop Darmstadt, April 10 to 13, 1988, Springer, Berlin, Heidelberg

Abkürzungsverzeichnis

A/D	Analog/Digital
AC	Alternating Current
ACK	Acknowledged
ADR	Accumulated Doppler Range
AKF	Autokorrelationsfunktion (Auto Correlation Function)
AMU	Amplitude Measurement Unit (Trimble)
API	Application Programming Interface
ARP	Antenna Reference Point
ARQ	Automatic Repeat-reQuest
A-S	Anti-Spoofing
AWG	American Wire Gauge
BER	Bit Error Rate
BGAN	Broadband Global Area Network
BOC	Binary Offset Carrier
BPSK	Binary Phase Shift Keying
C	Capacity
C/A	Coarse Acquisition
CCIR	Comité Consultatif International des Radiocommunication
CDMA	Code Division Multiple Access
CGSIC	The Civil GPS Service Interface Committee
CMC	Code minus Carrier
COMPASS	Chinese Satellite Navigation System
COTS	Commercial off-the-shelf
CPU	Central Processing Unit
CRC	Cyclic Redundancy Check
CS	Commercial Service
CSMA	Carrier Sense Multiple Access
CWUSB	Certified Wireless USB
dB	Dezibel (Hilfseinheit zur logarithmierten Darstellung von Pegeln)
DC	Direct Current
DCE	data communication equipment
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunication
DGM	Digitales Geländemodell
DGPS	Differential GPS
DInSAR	Differential InSAR
DLL	Delay-Locked Loop
DMS	Dehnungsmessstreifen
DoD	Department of Defense
DOP	Dilution of Precision
DREAMS	Differential Real-time Deformation Monitoring System
DSP	Digital Signal Processor
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum

DTE	data terminal equipment
DWD	Deutscher Wetterdienst
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
EDM	Elektrooptische Distanzmessung
EIRP	Effective (equivalent) Isotropically Radiated Power
ERP	Effective Radiated Power
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FE	Finite Elemente
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transformation
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FOC	Full Operational Capability
FSM	Finite State Machine
Galileo	European Satellite Navigation System
Gbit/s	Gigabit per second
Gbps	Gigabit per second
GEO	Geostationary Orbit
GHz	Gigahertz
GIOVE	Galileo In-Orbit Validation Element
GLONASS	Global Navigation Satellite System (russisches Navigationssystem)
GNSS	Global Navigation Satellite System
GPRS	General Packet Radio Service
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communications
GTRF	Galileo Terrestrial Reference Frame
GUI	Graphical User Interface
HAL	Hardware Abstraction Layer
HDOP	Horizontal Dilution Of Precision
HF	High Frequency
IC	Integrated Circuit
ID	Identification Number
IEC	International Electrotechnical Commission
IF	Intermediate Frequency
IGS	International GNSS Service
IGSO	Inclined Geosynchronous Satellite Orbit
INS	Inertiales Navigationssystem
InSAR	Interferometric SAR
IO	Input/Output
IP	International Protection, Ingress Protection
IRNSS	Indian Regional Navigation Satellite System
ISDN	Integrated Services Digital Network
ISM	Industrial, Scientific, and Medical Band
ITRF	International Terrestrial Reference Frame
ITU	International Telecommunication Union
JPS	Javad Positioning Systems
kbit/s	Kilobit per second

kbps	Kilobit per second
LAN	Local Area Network
LHC	Left Hand Circular
LHCP	Left Hand Circular Polarized
Li-ion	Lithium Ionen
LNA	Low Noise Amplifier
LOS	Line-of-sight
Mbit/s	Megabit per second
Mbps	Megabit per second
MEDLL	Multipath Estimating Delay-Lock-Loop
MEO	Medium Earth Orbit
MET	Multipath Elimination Technology
Modem	MOdulator DEModulator
MTFD	Multiscale Time Frequency Distribution
NAK	Not Acknowledged
NAVSTAR	Navigation System with Timing And Ranging
NCO	Numerical Controlled Oscillator
NEMA	National Electrical Manufacturers Association
NiCd	Nickel Cadmium
NiMH	Nickel-Metal Hydrid
OS	Open Service
OSI	Open Systems Interconnection
PCB	Printed Circuit Board
PCO	Phase Center Offset
PCV	Phase Center Variation
PDOP	Position Dilution Of Precision
PER	Packet Error Rate
PLL	Phase-Locked Loop
PPP	Public Private Partnership
PRN	Pseudo Random Noise
PRS	Public Regulated Service
PSInSAR	Permanent Scatterer InSAR
PTP	Point to Point
QZSS	Quasi-Zenith Satellite System
RAS	Remote Access Service
RHC	Right Hand Circular
RHCP	Right Hand Circular Polarized
RLP	Radio Link Protocol
RPC	Remote Procedure Call
RSSI	Received Signal Strength Indication
S/A	Selective Availability
SAR	Search and Rescue
SAR	Synthetic Aperture Radar
SBC	Single-Board Computer
SMR	Signal-to-Multipath Ratio
SMS	Short Message Service

SNR	Signal-to-Noise Ratio
SOC	State-of-charge
SoL	Safety-of-Life
SRD	Short Range Devices
SRTM	Shuttle Radar Topography Mission
SSD	Solid State Disk
STFT	Short-Time Fourier Transformation
TDMA	Time Division Multiple Access
UERE	User Equivalent Range Error
UHF	Ultra High Frequency
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UPS	Uninterruptable Power Supply
URE	User Range Error
USB	Universal Serial Bus
USV	Unterbrechungsfreie Stromversorgung
VDOP	Vertical Dilution Of Precision
VHF	Very High Frequency
VLBI	Very Long Baseline Interferometry
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WAN	Wide Area Network
WGS-84	World Geodetic System of 1984
WLAN	Wireless LAN
XML	Extensible Markup Language

Tabellenverzeichnis

Tabelle 2.1: Messverfahren und ihre Eigenschaften	7
Tabelle 2.2: GPS-Deformationsüberwachungssysteme	12
Tabelle 3.1: Vergleich Satellitennavigationssysteme nach Hofmann-Wellenhof et al. (2008)	16
Tabelle 3.2: GPS-Fehler und ihre Größenordnung.....	23
Tabelle 3.3: GPS-Fehler bei Beobachtungskombinationen.....	27
Tabelle 3.4: Empfängerrauschen L1-Trägerphasenmessung für verschiedene Empfänger	28
Tabelle 3.5: Offset des Antennenphasenzentrums (PCO) für drei GPS-Antennen	37
Tabelle 4.1: Elektrische Materialeigenschaften verschiedener Stoffe	59
Tabelle 4.2: Beurteilung verschiedener Erkennungsmethoden	69
Tabelle 4.3: Beurteilung verschiedener Reduktionsmethoden	85
Tabelle 6.1: Zustandsübergänge der FSM des Schedulers – Teil 1.....	104
Tabelle 6.2: Ermittlung des Stromverbrauchs von Einzelkomponenten	107
Tabelle 6.3: Stromverbrauch der Teilsysteme und Abschätzung Gesamtverbrauch.....	107
Tabelle 6.4: erforderliche Spitzenleistung des Solarmoduls (für den Monat Dezember).....	113
Tabelle 6.5: Daten verschiedener Akku-Typen.....	114
Tabelle 6.6: Widerstandswert von Kupfer bei 20° C	121
Tabelle 6.7: verwendete Kabelübergänge/Steckverbinder Gehäuse/Umwelt	123
Tabelle 6.8: Maßnahmen zum Schutz von Kabelübergängen	123
Tabelle 6.9: ausgewählte physikalische Eigenschaften verschiedener Materialien (bei 20° C).....	124
Tabelle 6.10: Technische Daten Blitzschutz.....	128
Tabelle 6.11: Übersicht über Datenübertragungsverfahren.....	129
Tabelle 6.12: minimiertes Datenmodell	133
Tabelle 6.13: Frequenzspektren nach ITU	137
Tabelle 6.14: Funkfeldberechnung (nach Townsend, 1988)	147
Tabelle 6.15: Methoden zur Fehlerkorrektur.....	158
Tabelle 6.16: Frequenzen zur Nutzung auf eigenen Funkstrecken	159
Tabelle 6.17: Übersicht Funkmodems	160
Tabelle 6.18: Übersicht Satellitenfunkdienste.....	164
Tabelle 7.1: Zustandsübergänge der FSM des Moduls ReceiverIO.....	171
Tabelle 9.1: Übersicht über verwendete GPS-Geräte auf der Haseltalbrücke	217
Tabelle 9.2: Übersicht über verwendete GPS-Geräte an der Masterstation	220
Tabelle 9.3: Standardabweichungen aller untersuchten Stationen (17.12.99 21:00 – 23:00 Uhr UTC)	225
Tabelle 9.4: Kreuzkorrelationskoeffizienten zwischen allen 4 Stationen (obere Zeile (orange): unkorrigiert; untere Zeile (grün): Mehrweg entfernt).....	225
Tabelle A.1: IP-Schutzarten.....	257
Tabelle A.2: Zusammenhang NEMA Enclosure-Types zu IP-Schutzarten.....	258
Tabelle A.3: Umrechnung Dezibel – lineare Darstellung	259
Tabelle A.4: Übersicht Koaxial-Kabel	260
Tabelle A.5: Pinbelegung Switchboard (Steckverbinder DIN 41612 Typ C male).....	263

Abbildungsverzeichnis

Bild 3.1: Frequenzallokation von GPS, Galileo und GLONASS	15
Bild 3.2: Doppelte Differenz Trägerphase NovAtel Millennium (links PRN15, 50° Elevation; rechts PRN31, 30° Elevation)	28
Bild 3.3: Definition Antennenphasenzentrum.....	36
Bild 3.4: elevationsabhängige Variation des Antennenphasenzentrum (PCV) für drei im Feldtest eingesetzte GPS-Antennen [mm]	37
Bild 4.1: Signalfluss eines nicht-kohärenten GPS Empfängers	42
Bild 4.2: Zeigerdiagramm zur Überlagerung von direktem Signal und Mehrwegesignal	46
Bild 4.3: Signalamplitude und Phasenfehler des Mehrwegesignals abhängig vom Phasenwinkel.....	47
Bild 4.4: Mehrwegeausbreitung am Beispiel eines vertikalen und horizontalen Reflektors (n bezeichnet die Flächennormale)	48
Bild 4.5: Resultierender Mehrweg in Abhängigkeit der Elevation bei $\alpha_m = 0.5$ und einer Antennenhöhe $h=1$ m bei einem horizontalen Reflektor	49
Bild 4.6: Zusätzliche Wegstrecke am Beispiel eines resultierenden Mehrwegs von 10m	49
Bild 4.7: elektrisches und magnetisches Feld einer elektromagnetischen Welle	50
Bild 4.8: rechtsdrehend zirkular polarisierte Welle.....	52
Bild 4.9: E-Felder einer rechtsdrehend zirkular polarisierten Welle.....	52
Bild 4.10: Zur Definition der Einfallsebene und der Polarisationssebene.....	53
Bild 4.11: Reflexion und Brechung am Medium.....	53
Bild 4.12: Zur Definition der Fresnel-Zonen.....	55
Bild 4.13: Reflexion an rauen Oberflächen	56
Bild 4.14: Verlauf des Reflexionskoeffizienten bei unterschiedlichen Bodenunebenheiten.....	56
Bild 4.15: Reflexion an einer dielektrischen Oberfläche	57
Bild 4.16: Polarisationsänderung bei Reflexion an einer dielektrischen Oberfläche.....	58
Bild 4.17: Reflexion an einer leitenden Oberfläche.....	60
Bild 4.18: Depolarisation bei Reflexion an einer leitenden Oberfläche.....	61
Bild 4.19: Antennendiagramm einer GPS-Antenne, Verlauf des Antennengewinns: a) rechts-zirkular polarisiert, b) links-zirkular polarisiert.....	61
Bild 4.20: Differenz C/A-Code – L_1 -Phase GPS PRN3 am 31.3.1997 (Station auf dem Vorfeld des ehem. Flughafens Neubiberg)	62
Bild 4.21: Differenz C/A-Code – L_1 -Phase GPS PRN3 am 31.3.1997 (Station auf Pfeiler 6 vor dem Institutsgebäude)	62
Bild 4.22: Nassi-Shneiderman Diagramm des Detektionsalgorithmus (Epochendifferenz C/A-Code – L_1 -Phase)	64
Bild 4.23: SNR des Satelliten GPS PRN3 am 31.3.1997 (Station auf dem Vorfeld des ehem. Flughafens Neubiberg)	65
Bild 4.24: SNR des Satelliten GPS PRN3 am 31.3.1997 (Station auf Pfeiler 6 vor dem Institutsgebäude)	65
Bild 4.25: Aufbau eines GPS-Lageempfängers und Position eines Reflektors	67
Bild 4.26: Mehrwegeausbreitung bei einem 2-Antennensystem und einem vertikalen Reflektor	68
Bild 4.27: Satelliten Subsets: a) alle Satelliten b) 5 ausgewählte Satelliten	70
Bild 4.28: 3D-Szenario Nahaufnahme (Gebäude im Hintergrund, Antenne im Mittelpunkt)	77
Bild 4.29: 3D-Szenario Übersicht (Signalpfade treffen sich im Mittelpunkt der Antenne).....	77
Bild 4.30: Polarplot mit allen verfügbaren Satelliten	77

Bild 4.31: DLL-Fehler Satellit 18 [m]	78
Bild 4.32: DLL-Fehler Satellit 7 [m]	78
Bild 4.33: PLL-Fehler Satellit 18 [cm].....	78
Bild 4.34: PLL-Fehler Satellit 7 [cm].....	79
Bild 4.35: Fehler der Positionslösung (Ost-West) in Metern über der Zeit.....	79
Bild 4.36: Fehler der Positionslösung (Nord-Süd) in Metern über der Zeit	79
Bild 4.37: Positionslösung im Abstand von 15 sec	80
Bild 4.38: NovAtel MET-Empfänger mit 4 Korrelatoren	81
Bild 4.39: NovAtel MEDLL-Empfänger mit n Korrelatoren	82
Bild 4.40: Aufbau einer Choke-ring Antenne.....	84
Bild 4.41: Antennengewinn mit und ohne Choke-ring.....	84
Bild 4.42: Nassi-Shneiderman Diagramm der Applikation des Templates	87
Bild 4.43: Lastverlauf Durchlaufträgersystem (links), Zeitverlauf Messpunkt in der Mitte von Feld 2 bei überquerendem Fahrzeug (rechts).....	88
Bild 4.44: Amplitudenspektrum der Höhenvariation aus Bild 8.20 (links)	89
Bild 4.45: Recurrence-Plot der Höhenvariation aus Bild 8.20 (links)	90
Bild 4.46: STFT (Short Time Fourier Transformation) der Höhenvariation aus Bild 8.20 (links).....	90
Bild 4.47: links: Morlet-Wavelet; rechts: Zeit- und Frequenzlokalisierung der Wavelet- Transformation mit der Morlet-Funktion (nach Schmidt, 2000).....	92
Bild 4.48: MTFD der Höhenvariation aus Bild 8.20 (links)	92
Bild 5.1: Anbindung Monitorstationen an Masterstation (Auswahl).....	97
Bild 5.2: Hardware-Design der Masterstation	98
Bild 5.3: Hardware-Design der Monitorstation	98
Bild 6.1: Backplane und Switchboard (teilbestückt)	101
Bild 6.2: Funktionsweise Watchdog, Unterspannung	103
Bild 6.3: Statechart des Schedulers – Teil 1	105
Bild 6.4: Statechart des Schedulers – Teil 2 (Mainloop)	105
Bild 6.5: Blockschaltbild Solaranlage	108
Bild 6.6: mittlere tägliche Sonneneinstrahlung [Wh/m^2] (horizontale Fläche, Dezember) (links Deutschland, rechts Spanien).....	109
Bild 6.7: Bestrahlungsstärke abhängig vom Einfallswinkel	110
Bild 6.8: Sonnenstand in Abhängigkeit von Monat und Tageszeit (Polarkoordinaten) (links Würzburg, rechts Mallorca), berechnet mit dem Programm PVSYST 4.3.....	110
Bild 6.9: tägliche Sonneneinstrahlung [kWh/m^2], Globalstrahlung im Vergleich zu einer um den jeweiligen Wert aus der horizontalen geneigten Fläche (links Würzburg, rechts Mallorca), berechnet mit dem Programm PVSYST 4.3.....	111
Bild 6.10: Zusammenhang Sonnenstand/Solargenerator	112
Bild 6.11: Zusammenhang entnommene Kapazität/Zyklenzahl	115
Bild 6.12: Temperaturabhängigkeit von Kapazität und Lebensdauer	116
Bild 6.13: Zusammenhang Ladezustand/Ruhespannung	117
Bild 6.14: Kalibrierung A/D-Wandler CControl	118
Bild 6.15: Spannungswerte (links Tarom, rechts CControl)	118
Bild 6.16: Ladezustand (ermittelt vom Laderegler)	118
Bild 6.17: Spannungsverlauf 21.3.02 - 31.10.02.....	119
Bild 6.18: Spannungsverlauf 1.4.02 - 4.4.02 und zugehörige Meteo-Daten	119
Bild 6.19: Spannungsverlauf 15.7.02 - 18.7.02 und zugehörige Meteo-Daten	119
Bild 6.20: Spannungsverlauf 1.9.02 - 4.9.02 und zugehörige Meteo-Daten	120
Bild 6.21: Spannungsverlauf 1.11.02 - 4.11.02 und zugehörige Meteo-Daten	120
Bild 6.22: Sonnenschutz in Form von Lamellen.....	125
Bild 6.23: Temperaturverlauf 21.3.02 – 31.10.02 (Sensor an der Festplatte).....	126
Bild 6.24: Temperaturverlauf 21.3.02 – 31.10.02 (Sensor im Gehäuse).....	127

Bild 6.25: Verlauf der Höchsttemperaturen 21.3.02 – 31.10.02 (Umgebungstemperatur) ..	127
Bild 6.26: Übersicht Frequenzbänder [nach wikipedia.de].....	137
Bild 6.27: Bodenwelle, direkte Welle, Raumwelle.....	138
Bild 6.28: Dämpfungsverluste durch verschiedene atmosphärische Einflüsse	139
Bild 6.29: DGM des Standortes der Haseltalbrücke (links), Geländeschnitt (rechts)	140
Bild 6.30: Fresnel-Ellipsoid (links: Definition, rechts: mit Hindernis).....	142
Bild 6.31: Dämpfung durch Reflexion (Kurve S) bzw. Beugung an einem Hindernis (Kurve H)	143
Bild 6.32: Beugung an Hindernissen in der Fresnel-Zone	144
Bild 6.33: Antennendiagramme (Isotropstrahler, Dipol, Richtantenne), oben vertikal, unten horizontal	145
Bild 6.34: Aufteilung Funkfeld und Dämpfungsverlauf.....	146
Bild 6.35: Topologien von Funkstrecken (oben: PTP; unten: PTMP, Mesh)	153
Bild 6.36: Zugriffsverfahren (ALOHA, Slotted-ALOHA, TDMA)	155
Bild 6.37: Bitfehlerrate für verschiedene Modulationsverfahren	157
Bild 6.38: Reichweitentest Ammersee, Teststrecke und Testaufbau am Ostufer.....	161
Bild 6.39: Netzabdeckung am Beispiel Haseltalbrücke (oben T-Mobile, unten Vodafone)	163
Bild 7.1: DREAMS Toplevel Architektur.....	168
Bild 7.2: DREAMS Messaging-Interface.....	170
Bild 7.3: Statechart des Moduls ReceiverIO	172
Bild 7.4: DREAMS GNSS-Framework und Haupt-Datenpfade.....	174
Bild 7.5: Sequenzdiagramm der Initialisierungsprozedur von DREAMS	175
Bild 7.6: Komponenten des DREAMS-Prozessierungsmoduls.....	177
Bild 8.1: Elevationswinkel aller beobachteten Satelliten (18.12.99, 0:00 – 1:00 Uhr UTC)	181
Bild 8.2: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 2, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz) links: Monitor A3-1, rechts: Monitor A3-2.....	182
Bild 8.3: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 2, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz) links: Monitor A2, rechts: Monitor A4	183
Bild 8.4: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 2, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), Master A1	184
Bild 8.5: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 14, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), Master A1	184
Bild 8.6: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 14, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz) links: Monitor A3-1, rechts: Monitor A3-2.....	185
Bild 8.7: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 14, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz) links: Monitor A2, rechts: Monitor A4	186
Bild 8.8: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 15, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), links: Monitor A3-1, rechts: Monitor A3-2.....	187
Bild 8.9: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 15, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), links: Monitor A2, rechts: Monitor A4	187
Bild 8.10: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 15, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), Master A1	188
Bild 8.11: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 21, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), Master A1	188
Bild 8.12: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 21, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz) links: Monitor A3-1, rechts: Monitor A3-2.....	189

Bild 8.13: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 21, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz) links: Monitor A2, rechts: Monitor A4.....	190
Bild 8.14: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 29, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz) links: Monitor A3-1, rechts: Monitor A3-2	191
Bild 8.15: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 29, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz) links: Monitor A2, rechts: Monitor A4.....	192
Bild 8.16: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 29, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), Master A1	193
Bild 8.17: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 31, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), Master A1	193
Bild 8.18: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 31, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz) links: Monitor A3-1, rechts: Monitor A3-2	194
Bild 8.19: von oben nach unten: Code - Carrier PRN 31, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz), DD Code - Carrier, MTFD (0 - 0,5 Hz), MTFD (0 - 0,1 Hz) links: Monitor A2, rechts: Monitor A4.....	195
Bild 8.20: Höhenkomponente Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt	196
Bild 8.21: Höhenkomponente Monitorstation A3-2 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt	196
Bild 8.22: Höhenkomponente Monitorstation A4 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt	196
Bild 8.23: Höhenkomponente Monitorstation A2 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt	196
Bild 8.24: Brückenlängsachse Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt	197
Bild 8.25: Brückenlängsachse Monitorstation A3-2 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt	197
Bild 8.26: Brückenlängsachse Monitorstation A4 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt	197
Bild 8.27: Brückenlängsachse Monitorstation A2 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt	197
Bild 8.28: Brückenquerachse Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt	197
Bild 8.29: Brückenquerachse Monitorstation A3-2 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt	198
Bild 8.30: Brückenquerachse Monitorstation A4 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt	198
Bild 8.31: Brückenquerachse Monitorstation A2 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: unkorrigiert, rechts: Mehrweg entfernt	198
Bild 8.32: Höhenkomponente Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: Masterstation A1, rechts: Masterstation A2	199
Bild 8.33: Brückenquerachse Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: Masterstation A1, rechts: Masterstation A2	199
Bild 8.34: Brückenlängsachse Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: Masterstation A1, rechts: Masterstation A2	200
Bild 8.35: Höhenkomponente Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: Masterstation A1/Masterstation A2, rechts: Monitorstation A3-1/Monitorstation A3-2	200

Bild 8.36: Brückenquerachse Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: Masterstation A1/Masterstation A2, rechts: Monitorstation A3-1/Monitorstation A3-2..... 200

Bild 8.37: Brückenlängsachse Monitorstation A3-1 (18.12.99, 0:00 - 1:00 Uhr UTC), links: Masterstation A1/Masterstation A2, rechts: Monitorstation A3-1/Monitorstation A2..... 200

Bild 8.38: Doppelte Differenzen der Trägerphasenmessung an den Tagen 19.10.2000 (oberste Kurve) bis 25.10.2000 (unterste Kurve)..... 201

Bild 8.39: Doppelte Differenzen der Trägerphasenmessung an den Tagen 19.10.2000 (oberste Kurve) bis 25.10.2000 (unterste Kurve), Ausschnitt über 1000 Epochen..... 201

Bild 8.40: Doppelte Differenz links vor der Korrektur, rechts danach (20.10.2000)..... 202

Bild 8.41: Doppelte Differenz links vor der Korrektur, rechts danach (21.10. 2000)..... 202

Bild 8.42: Doppelte Differenz links vor der Korrektur, rechts danach (22.10. 2000)..... 202

Bild 8.43: Doppelte Differenz links vor der Korrektur, rechts danach (24.10. 2000)..... 202

Bild 8.44: Doppelte Differenz links vor der Korrektur, rechts danach (25.10. 2000)..... 203

Bild 8.45: Kreuzkorrelation für fünf verschiedene Tage bezogen auf den 19.10.2000 203

Bild 8.46: Institutsgebäude mit Testfeld..... 204

Bild 8.47: Positionslösung (Breite, Länge, Höhe) auf der Basislinie Pfeiler 3-6 links: ohne Template-Methode, rechts: mit Template-Methode 205

Bild 8.48: Ausschnitt des obigen Datensatzes links: ohne Template-Methode, rechts: mit Template-Methode..... 205

Bild 8.49: Positionslösung (Breite, Länge, Höhe) auf der Basislinie Pfeiler 3-6 mit simulierter Deformation links: ohne Template-Methode, rechts: mit Template-Methode..... 206

Bild 9.1: Kartenausschnitt mit der Autobahnstrecke Würzburg – Frankfurt..... 208

Bild 9.2: Haseltalbrücke (rechter Kreis) und Referenzstation am Rastplatz Rohrbrunn an der Autobahn A3..... 208

Bild 9.3: links: Antennenstandort Masterstation am Rastplatz Rohrbrunn, rechts: Standort Haseltalbrücke 209

Bild 9.4: Haseltalbrücke (von Würzburg in Richtung Frankfurt blickend)..... 209

Bild 9.5: Unterseite der Brücke mit Stahlträgerkonstruktion und Wartungsweg (links)..... 210

Bild 9.6: Achsen 5 und 6 der Haseltalbrücke (vom Würzburger Widerlager in Richtung Frankfurt blickend) 211

Bild 9.7: Spezialhalterung für die Montage der GPS-Antennen am Brückengeländer 212

Bild 9.8: Abdeckkappe zur Sicherung der DreifüÙe gegen Dejustierung durch Dritte 212

Bild 9.9: Abschließbare Gerätebox zur sicheren Unterbringung und zum Schutz der GPS-Empfänger 213

Bild 9.10: Hardware-Übersicht mit Positionen der Empfänger und Geräte auf der Brücke und Verkabelung 213

Bild 9.11: Blick auf den Inspektionswagen, der für die Verkabelungsarbeiten genutzt wurde..... 214

Bild 9.12: Verlauf der Hauptkabeltrasse von der Brückenkappe (Nordseite) zur Unterseite der Brücke (blauer Pfeil)..... 215

Bild 9.13: Blick auf die Mitte des Feldes 6 (Südseite) mit GPS-Antennen..... 215

Bild 9.14: Zentralrechner für alle Monitorstationen 216

Bild 9.15: Blockdiagramm der Softwarearchitektur von DREAMS mit Datenströmen für die Verarbeitung der Sensordaten 216

Bild 9.16: Widerlager auf der Würzburger Seite (im oberen Bildausschnitt ist der Zugang zur Brücke zu erkennen) 217

Bild 9.17: GPS-Antennen auf der Nordseite zwischen den Achsen 5 und 6 218

Bild 9.18: Installierte Antennen auf der Südseite in der Mitte des Feldes 6 218

Bild 9.19: Grundriss des Gesamtaufbaus der Brücke..... 218

Bild 9.20: GPS-Antennen an der Masterstation auf dem Dach der Tankstelle..... 219

Bild 9.21: Masterstation mit Notebook und Netzgerät im Generatorraum der Tankstelle	219
Bild 9.22: GPS-Empfänger (links: NovAtel; rechts: Javad in „Black-Box“) an der Masterstation im Generatorraum der Tankstelle.....	220
Bild 9.23: Transformation zweier horizontaler Koordinatensysteme	221
Bild 9.24: Verfügbare Satelliten und deren Elevationswinkel.....	222
Bild 9.25: A3-1 (NovAtel BeeLine), Höhe (über WGS84-Ellipsoid).....	222
Bild 9.26: A3-2 (NovAtel BeeLine), Höhe.....	222
Bild 9.27: A4 (Javad), Höhe	223
Bild 9.28: A2 (NovAtel Millennium RT2), Höhe	223
Bild 9.29: A3-1 (NovAtel BeeLine), Brückenlängsachse.....	223
Bild 9.30: A3-2 (NovAtel BeeLine), Brückenlängsachse.....	223
Bild 9.31: A4 (Javad), Brückenlängsachse	223
Bild 9.32: A2 (NovAtel Millennium RT2), Brückenlängsachse	224
Bild 9.33: A3-1 (NovAtel BeeLine), Brückenquerachse	224
Bild 9.34: A3-2 (NovAtel BeeLine), Brückenquerachse	224
Bild 9.35: A4 (Javad), Brückenquerachse.....	224
Bild 9.36: A2 (NovAtel Millennium RT2), Brückenquerachse.....	224
Bild 9.37: A3-1 (NovAtel BeeLine), Höhe (1000 Epochen).....	226
Bild 9.38: A3-2 (NovAtel BeeLine), Höhe (1000 Epochen).....	226
Bild 9.39: A4 (Javad), Höhe (1000 Epochen)	226
Bild 9.40: A2 (NovAtel Millennium RT2), Höhe (1000 Epochen)	226
Bild 9.41: A3-1 (NovAtel BeeLine), Höhe (1000 Epochen) (orange: unkorrigiert; grün: Mehrweg entfernt).....	227
Bild 9.42: A3-2 (NovAtel BeeLine), Höhe (1000 Epochen).....	227
Bild 9.43: A4 (Javad), Höhe (1000 Epochen)	227
Bild 9.44: A2 (NovAtel Millennium RT2), Höhe (1000 Epochen)	228
Bild 9.45: Höhenkomponenten aller 4 Antennen (GPS Sekunden 509000 – 509500)	228
Bild 9.46: Vertikalbewegung der Antennen auf der Brückennordseite (23.12.99, 12:14:05 – 12:16:10 Uhr UTC).....	229
Bild 9.47: DOPs über der Antenne A3-2 auf der Südseite der Brücke	230
Bild 9.48: Ambiguities aus der Prozessierung der Antenne A3-2 auf der Nordseite der Brücke.....	230
Bild 9.49: MTFD der Höhenkomponente, Antenne A3-1	231
Bild 9.50: MTFD der Höhenkomponente, Antenne A3-2	231
Bild 9.51: MTFD der Höhenkomponente, Antenne A4.....	232
Bild 9.52: Zeitverlauf Höhenkomponente Antenne A3-1 (17.12.99, 21:00:00 – 21:08:20 Uhr UTC).....	232
Bild 9.53: MTFD der Zeitreihe aus Bild 9.52	233
Bild 9.54: MTFD der Querachse, Antenne A3-1	233
Bild 9.55: MTFD der Längsachse, Antenne A3-1	233
Bild 9.56: Monitorstation A2 (NovAtel Millennium RT2), Höhenkomponente, Freitag 17.12.1999 – Montag 20.12.1999	234
Bild A.1: Dämpfungsverläufe Kabel aus Tabelle A.4	263
Bild A.2: Anschlüsse der GPS-Box	265
Bild A.3: Platinen-Layout (links Switchboard, rechts Backplane).....	265
Bild A.4: DREAMS Klassenbibliothek – Teil 1	267
Bild A.5: DREAMS Klassenbibliothek – Teil 2	268
Bild A.6: DREAMS Klassenbibliothek – Teil 3	269
Bild A.7: DREAMS Klassenbibliothek – Teil 4	269
Bild A.8: DREAMS Klassenbibliothek – Teil 5	270
Bild A.9: DREAMS Klassenbibliothek – Teil 6	270

A Anhang

A.1 Schutzarten von Elektronikgehäusen

Die Einordnung von Elektronikgehäusen in Schutzarten ist in der DIN EN 60529 (ehemals DIN 40050) bzw. IEC 529 geregelt. Dort sind die sogenannten IP-Codes (**I**nternational **P**rotection) erläutert, die in unterschiedlichen Stufen den jeweils erreichten Schutz gegen Fremdkörper- und Feuchtigkeitseinwirkung bilden.

Das System der IP-Codes besteht aus dem Präfix „IP“ und einer nachgestellten Kombination aus zwei oder drei Ziffern. Die erste Ziffer beschreibt den Schutzgrad gegen Fremdkörper und den Schutz vor gefährlichen Teilen im Inneren des Gehäuses, die zweite Ziffer gibt den Schutz gegen Wassereinwirkung an. Als dritte Ziffer kann der Schutz gegen Stöße angegeben werden, der im Anwendungsfall eines festinstallierten Messsystems jedoch keine Rolle spielt und hier nicht näher erläutert wird.

In Teil 9 zur DIN 40050 wurde das Ziffernsystem noch um Komponenten für Druckwasser erweitert sowie in der neuen europäischen Norm DIN EN 60529 durch zusätzliche Postfixe ergänzt, die eine feinstufigere Einordnung für Spezialanwendungen erlauben. Zudem kann ein Gehäuse auch mehreren Schutzklassen entsprechen und wird dazu durch Mehrfachbezeichnung gekennzeichnet. So erfüllt beispielsweise ein gegen Untertauchen (IPx8) geschütztes Gehäuse nicht zwangsläufig auch die Norm gegen Strahlwasser (IPx5).

Tabelle A.1: IP-Schutzarten
[Quelle: DIN EN 60529]

Erste Kennziffer	Schutz gegen Berührung		Schutz gegen Fremdkörper		Zweite Kennziffer	Schutz gegen Wasser	
0	nein		nein		0	nein	
1	großflächige Körperteile (Durchmesser > 50 mm; z.B. Handrücken)		große Fremdkörper (Durchmesser > 50 mm)		1	senkrecht fallendes Tropfwasser	
2	Finger (Durchmesser > 12,5 mm)		mittelgroße Fremdkörper (Durchmesser > 12,5 mm, Länge bis 80 mm)		2	schräg fallendes Tropfwasser (max. 15°)	
3	Werkzeuge und Drähte (Durchmesser > 2,5 mm)		kleine Fremdkörper (Durchmesser > 2,5 mm)		3	Sprühwasser (max. 60° zur Senkrechten)	
4	Werkzeuge und Drähte (Durchmesser > 1 mm)		kornförmige Fremdkörper (Durchmesser > 1 mm)		4	allseitiges Spritzwasser	
5	vollständig		Staubablagerung		5	allseitiges Strahlwasser (aus einer Düse)	
6	vollständig		Staubeintritt		6	starkes Strahlwasser (Überflutung)	
					7	zeitweiliges Eintauchen (bis 1 m)	
					8	dauerndes Untertauchen (> 1 m)	

Werden Produkte aus dem nordamerikanischen Raum bezogen, so ist zu beachten, dass dort leider die IP-Klassen nicht verwendet werden. Vielmehr gibt es dort ein System nach NEMA-Standard (NEMA 250-2003). Nachstehende Tabelle zeigt den Zusammenhang zwischen NEMA-Codes und IP-Schutzklassen. Dabei gilt, dass ein Gehäuse mit gegebenen NEMA-Code den dazu genannten IP-Standard übererfüllt. Umgekehrt gilt dieser Zusammenhang nicht, da nach dem NEMA-Standard zusätzliche Testanforderungen an ein Gehäuse gestellt werden, die von der IP-Norm nicht abgedeckt werden.

Es soll noch erwähnt werden, dass nur Gehäuse der NEMA-Codes 3, 4 und 6 für die Nutzung im Freien zugelassen sind, die übrigen Typen dürfen nur im Innenraum genutzt werden.

Tabelle A.2: Zusammenhang NEMA Enclosure-Types zu IP-Schutzarten
(jeweiliger NEMA-Typ erfüllt mindestens den angegebenen IP-Schutz)
[Quelle: NEMA, 2005]

NEMA-Code	IP-Schutzart
1	20
2	22
3, 3X, 3S, 3SX	55
3R, 3RX	24
4, 4X	66
5	53
6	67
6P	68
12, 12K, 13	54

Daneben gibt es noch eine Reihe weiterer Normen, die hier nicht mehr im Detail erläutert werden. Genannt seien ATEX (**AT**mosphäre **EX**plosible), die den Schutz in explosionsgefährdeten Bereichen regelt, oder MIL-STD-810, die Belastungstest und Grenzwerte für Bereiche wie Temperatur, Feuchtigkeit, Staub, Vibrationen und weiterer Belastungen festlegt, die ein Gerät erfüllen muss.

A.2 Dezibel und seine Verwendung

Das Dezibel (dB) wird bei der Angabe von Pegeln und Pegeldifferenzen verwendet und ist die logarithmische Darstellung dieser Werte auf einen Messpunkt bezogen. Im Vergleich zur linearen Darstellung bietet die Verwendung der Einheit Dezibel den großen Vorteil, Zahlenwerte addieren zu können, statt auf Multiplikation angewiesen zu sein. Gleichzeitig wird durch die Logarithmierung die Größenordnung der Einheiten reduziert. Hierzu sei auf Tabelle A.3 verwiesen, die einige häufig verwendete Werte listet. Wird zu einer Leistung jeweils 3 dB addiert, so entspricht dies einer Verdoppelung des Wertes, bei (Spannungs-) Amplituden entspricht eine Addition mit 6 dB einer Verdoppelung.

Für die Umrechnung von Leistungen (Energie) in Dezibel verwendet man

$$\frac{L_P}{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_1}{P_0} \right) \quad (\text{A.1})$$

mit: L_P Leistungsverhältnis von P_1 zu P_0 [dB]
 P_1 Leistungswert
 P_0 Bezugsleistung

Analog lässt sich Dezibel auch für Feldgrößen (Amplituden von Spannungen, Strom, etc.) berechnen mit

$$\frac{L_A}{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{A_1}{A_0} \right) \quad (\text{A.2})$$

mit: L_A Amplitudenverhältnis von A_1 zu A_0 [dB]
 A_1 Amplitudenwert
 A_0 Bezugsamplitude

Die Argumente der log-Funktion sind dabei ebenso wie das Dezibel dimensionslose Größen, damit müssen also die beiden Leistungs- oder Amplitudenangaben in der Klammer gleiche Einheiten aufweisen.

Tabelle A.3: Umrechnung Dezibel – lineare Darstellung

dB	Leistung	Amplitude
+ 60	1000000	1000
+ 30	1000	≈ 31,6
+ 20	100	10
+ 10	10	≈ 3,16
+ 6	≈ 4	≈ 2
+ 3	≈ 2	≈ 1,41
+ 1	≈ 1,26	≈ 1,12
0	1	1
- 1	≈ 0,79	≈ 0,89
- 3	≈ 0,5	≈ 0,71
- 6	≈ 0,25	≈ 0,5
- 10	0,1	≈ 0,32
- 20	0,01	0,1
- 30	0,001	≈ 0,032
- 60	0,000001	0,001

A.3 Technische Daten und Einstellungen

A.3.1 Koaxial-Kabel

Nachfolgend sind technische Daten einiger häufig verwendeter HF-Kabel unterschiedlicher Leistungsklassen abgedruckt. Für die Praxis kann man sich zum einen an einer möglichst niedrigen Dämpfung orientieren, zum anderen sollte man auch den Preis nicht außer acht lassen. Hält man sich jedoch an die Vorgabe, HF-Strecken möglichst kurz auszulegen, kann man unter Umständen auch zu einem kostengünstigeren Kabel greifen.

Tabelle A.4: Übersicht Koaxial-Kabel
[Quelle: SSB Electronic GmbH, Belden, Times Microwave Systems]
[Preisangaben: steckerprofi.de, Bürklin, texastowers.com]

Typ	aircell 5	aircell 7	aircom Plus	RG-58 U ⁴²	RG-58 A/U
Bemerkung	Außendurchmesser wie RG-58				
Außendurchmesser [mm]	5,0	7,3	10,3	4,95	4,9
Innenleiter	Cu-Draht	Cu-Litze	Cu-Draht	Cu-Litze	Cu-Draht
Innenleiter d [mm]	1,08	1,85	2,7	0,95	0,9
Biegeradius [mm]	25	25	55	25	25
Dielektrikum	Luft-Schaum	Luft-Schaum	Luftzellen	PE voll	PE voll
Dielektrikum d [mm]	2,95	5,0	7,2	2,9	2,9
Verkürzungsfaktor	0,82	0,83	0,83	0,66	0,66
Impedanz [Ω]	50	50	50	50	50
Dämpfung bei [dB/100m]					
400 MHz	18,87	12,47	7,68	34,02	29,42
900 MHz	29,35	20,21	12,57	53,88	45,84
1,2 GHz	34,34	23,99	14,97	63,43	53,65
1,6 GHz	40,17	28,47	17,83	74,67	62,80
2 GHz	45,36	32,51	20,41	84,74	70,95
2,4 GHz	50,10	36,24	22,80	93,97	78,39
5,7 GHz	80,28	60,65	38,56	153,47	125,82
Steckertypen	N, TNC, RP-TNC, SMA	N, TNC	N, RP-N, TNC, RP-TNC, SMA, RP-SMA	N, TNC, RP-TNC, SMA, RP-SMA	N, TNC, RP-TNC, SMA, RP-SMA
Preis [EUR]/m	1,85	2,25	3,60	2,70	4,00

Typ	RG-58 C/U	RG 316/U	RG 174 A/U	RG 213/U	RG 214/U
Bemerkung		Falls dünnes Kabel erforderlich			
Außendurchmesser [mm]	5,0	2,5	2,8	10,3	10,8
Innenleiter	Cu-Litze	Stahl-Cu-Litze	Stahl-Cu-Litze	Cu-Litze	Cu-Litze

⁴² bei den verschiedenen RG-58 Ausführungen ist vor allem der Außenleiter unterschiedlich (mehr oder weniger dichtes Kupfergeflecht)

Typ	RG-58 C/U	RG 316/U	RG 174 A/U	RG 213/U	RG 214/U
Innenleiter d [mm]	0,9	0,51	0,48	2,26	2,26
Biegeradius [mm]	25	25	15	127	152
Dielektrikum	PE voll	Teflon	PE voll	PE voll	PE voll
Dielektrikum d [mm]	2,9	1,48	1,52	7,24	7,24
Verkürzungsfaktor	0,66	0,7	0,66	0,66	0,66
Impedanz [Ω]	50	50	50	50	50
Dämpfung bei [dB/100m]					
400 MHz	39,17	57,83	65,11	13,66	14,33
900 MHz	65,89	89,86	100,31	24,35	24,48
1,2 GHz	79,25	105,06	116,93	29,89	29,61
1,6 GHz	95,30	122,83	136,30	36,70	35,81
2 GHz	109,97	138,67	153,52	43,03	41,50
2,4 GHz	123,61	153,11	169,18	49,01	46,82
5,7 GHz	215,27	244,98	268,26	90,81	82,93
Steckertypen	N, TNC, RP-TNC, SMA, RP-SMA	N, TNC, RP-TNC, SMA, RP-SMA, SMB	N, TNC, SMA, RP-SMA	N, RP-TNC, RP-SMA	N
Preis [EUR]/m	0,90	3,00	0,85	2,35	6,90

Typ	RG 223/U	ECOFLEX 10	ECOFLEX 15	RG 142 B/U	RF195
Bemerkung					
Außendurchmesser [mm]	5,4	10,2	14,6	4,95	4,95
Innenleiter	Cu-Draht	Cu-Litze	Cu-Litze	Cu-Draht	Cu-Draht
Innenleiter d [mm]	0,86	2,85	4,5	0,94	0,94
Biegeradius [mm]	57	40	70	50	50
Dielektrikum	PE voll	PE-LLC (Luft-Schaum)	PE-LLC (Luft-Schaum)	Teflon	Luft-Schaum
Dielektrikum d [mm]	2,97	7,25	11,3	2,95	2,8
Verkürzungsfaktor	0,66	0,85	0,86	0,7	0,77
Impedanz [Ω]	50	50	50	50	50
Dämpfung bei [dB/100m]					
400 MHz	28,78	8,27	5,69	25,76	21,47
900 MHz	44,90	13,34	9,21	40,52	33,79
1,2 GHz	52,57	15,81	10,92	47,59	39,69
1,6 GHz	61,56	18,74	12,95	55,89	46,62
2 GHz	69,58	21,38	14,78	63,31	52,82
2,4 GHz	76,90	23,81	16,47	70,09	58,49
5,7 GHz	123,60	39,69	27,51	113,65	94,90
Steckertypen	N, SMA	N, TNC, RP-TNC, RP-SMA	N	N, SMA	N, TNC, RP-TNC, SMA, RP-SMA
Preis [EUR]/m	3,00	3,00	5,95	8,75	2,35

Typ	RG8/U Belden 9913	LMR 400	LMR 600
Bemerkung			
Außendurchmesser [mm]	10,3	10,3	14,99
Innenleiter	Cu-Draht	Cu-Al-Draht	Cu-Al-Draht
Innenleiter d [mm]	2,74	2,74	4,47
Biegeradius [mm]	152	25	38,1
Dielektrikum	PE Luft	Luft-Schaum	Luft-Schaum
Dielektrikum d [mm]	7,26	7,24	11,56
Verkürzungsfaktor	0,84	0,85	0,87
Impedanz [Ω]	50	50	50
Dämpfung bei [dB/100m]			
400 MHz	9,15	8,30	5,22
900 MHz	13,69	12,80	8,20
1,2 GHz	15,80	14,92	9,63
1,6 GHz	18,23	17,40	11,30
2 GHz	20,37	19,60	12,80
2,4 GHz	22,31	21,60	14,17
5,7 GHz	34,30	34,27	22,95
Steckertypen	N, RP-N, TNC, RP-TNC, SMA, RP-SMA	N, RP-N, TNC, RP-TNC, SMA, RP-SMA	N, RP-N, TNC, RP-TNC
Preis [EUR]/m	7,00	1,50 ⁴³	3,00 ⁴³

In der Regel sind die Angaben für die Dämpfung eines Koax-Kabels nur bei einigen wenigen Frequenzen in den Datenblättern angegeben. Die in der Tabelle angegebenen Werte für die GNSS-Frequenzen sowie GSM (900, 1800) und WLAN (2,4 GHz) können aber mit Hilfe doppelt logarithmischer Interpolation in guter Näherung bestimmt werden.

$$\alpha = \alpha_1 \cdot e^{\frac{(f-f_1)(\ln \alpha_2 - \ln \alpha_1)}{f_2 - f_1}} \quad (\text{A.3})$$

mit: α_1 Dämpfung bei f_1
 α_2 Dämpfung bei f_2
 α Dämpfung bei f

Dabei wird für eine bestimmte Frequenz f die jeweilige Dämpfung auf Basis der aus dem Datenblatt entnommenen Frequenzen f_1 und f_2 sowie der zugehörigen Dämpfungen ermittelt.

Den Verlauf der Dämpfungswerte im Frequenzbereich 100 MHz bis 6 GHz zeigt folgendes Bild.

⁴³ die Preisangabe stammt aus dem amerikanischen Raum, in Europa ist dieser Kabeltyp nur schwer erhältlich und um ein Mehrfaches teurer als hier angegeben

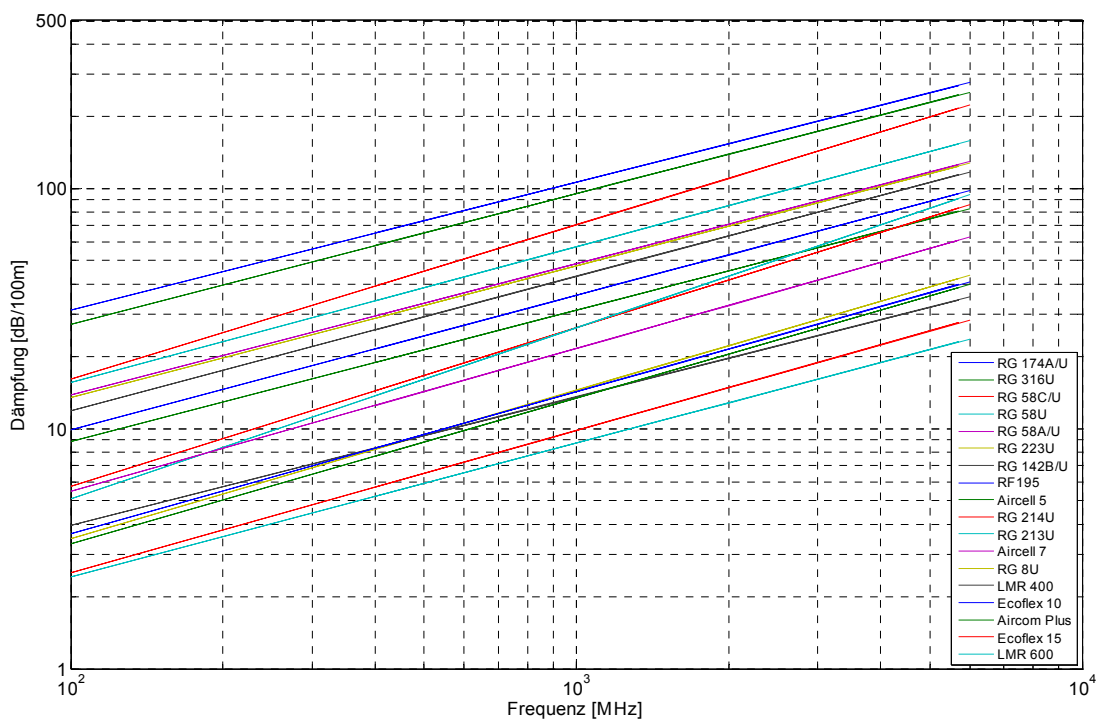


Bild A.1: Dämpfungsverläufe Kabel aus Tabelle A.4

A.3.2 GPS-Box

Für die Integration von GPS-Empfängern und embedded Rechnersystemen sowie Funkmodems wurde eine Eigenentwicklung eingesetzt, die neben einem Gehäuse aus zwei Platinen für die Kopplung der einzelnen Module besteht. Ein sog. Switchboard ist dabei für die flexible Verdrahtung zwischen den jeweiligen Subsystemen abgestellt. Die Verbindung von GPS-Empfängern und den übrigen Komponenten ist über eine Backplane realisiert (vgl. auch Kapitel 6.4). Die Pinbelegung des Switchboards zeigt Tabelle A.5, auf Seiten der Backplane findet sich zum einen eine Buchsenleiste für das Switchboard, zum anderen eine weitere für den GPS-Receiver mit der üblichen Standardbelegung, wie sie beispielsweise von NovAtel, Ashtech oder JPS unterstützt wird.

Tabelle A.5: Pinbelegung Switchboard (Steckverbinder DIN 41612 Typ C male)

A1	1	GND	B1	33	N/C (4)	C1	65	+5V OUT
A2	2	GND	B2	34	N/C (3)	C2	66	+5V OUT
A3	3	+12V IN	B3	35	N/C (2)	C3	67	-12V OUT
A4	4	+12V IN	B4	36	N/C (1)	C4	68	Rcv LNA Power
A5	5	+12V OUT	B5	37	PC CTS1	C5	69	Rcv LED red (NovAtel)
A6	6	Out LED COM1 red (1)	B6	38	PC RTS1	C6	70	Rcv LED green (NovAtel)
A7	7	Out LED COM1 green (3)	B7	39	PC DSR1	C7	71	Rcv DTR1
A8	8	Out LED COM2 red	B8	40	PC DTR1	C8	72	Rcv CTS1

		(5)						
A9	9	Out LED COM2 green (6)	B9	41	PC TXD1	C9	73	Rcv TXD1
A10	10	Out LED Status red (7)	B10	42	PC RXD1	C10	74	Rcv RTS1
A11	11	Out LED Status green (9)	B11	43	PC DCD1	C11	75	Rcv RXD1
A12	12	Out CTS1 (8)	B12	44	PC CTS2	C12	76	Rcv DSR1
A13	13	Out RTS1 (7)	B13	45	PC RTS2	C13	77	Rcv DCD1
A14	14	Out DSR1 (6)	B14	46	PC DSR2	C14	78	Rcv DTR2
A15	15	Out DTR1 (4)	B15	47	PC DTR2	C15	79	Rcv CTS2
A16	16	Out TXD1 (3)	B16	48	PC TXD2	C16	80	Rcv TXD2
A17	17	Out RXD1 (2)	B17	49	PC RXD2	C17	81	Rcv RTS2
A18	18	Out DCD1 (1)	B18	50	PC DCD2	C18	82	Rcv RXD2
A19	19	Out CTS2 (8)	B19	51	PC CTS3	C19	83	Rcv DSR2
A20	20	Out RTS2 (7)	B20	52	PC RTS3	C20	84	Rcv DCD2
A21	21	Out DSR2 (6)	B21	53	PC DSR3	C21	85	Rcv VARF Out
A22	22	Out DTR2 (4)	B22	54	PC DTR3	C22	86	Rcv PPS Out
A23	23	Out TXD2 (3)	B23	55	PC TXD3	C23	87	Rcv Measure Out
A24	24	Out RXD2 (2)	B24	56	PC RXD3	C24	88	Rcv Mark In
A25	25	Out DCD2 (1)	B25	57	PC DCD3	C25	89	Rcv Status Out (NovAtel)
A26	26	GND / (Out RTS3) (7)	B26	58	Telemetry CTS	C26	90	Rcv Reset In
A27	27	N/C / (Out CTS3) (8)	B27	59	Telemetry RTS	C27	91	Rcv Reset Out (NovAtel)
A28	28	Out Status Out / (GND3) (5)	B28	60	Telemetry DSR	C28	92	N/C (7)
A29	29	GND / (Out DSR3) (6)	B29	61	Telemetry DTR	C29	93	N/C (6)
A30	30	Out Measure Out / (Out TXD3) (3)	B30	62	Telemetry TXD	C30	94	N/C (5)
A31	31	Out Mark In / (Out DTR3) (4) [N/C (1)]	B31	63	Telemetry RXD	C31	95	N/C (4)
A32	32	Out PPS Out / (Out RXD3) (2) [N/C (2)]	B32	64	Telemetry DCD	C32	96	Out VARF Out / (Out DCD3) (1) [N/C (3)]

Bild A.2 zeigt die rückwärtigen Anschlüsse des in ein Gehäuse der Fa. item integrierten Gesamtaufbaus. Es wurden Steckverbinder der Fa. Lemo verwendet, die z.B. auch von Trimble oder NovAtel eingesetzt werden und die Schutzart IP66 erfüllen. Sie sind kompatibel mit der Pinbelegung von NovAtel und können daher interoperabel eingesetzt werden. Bild A.3 zeigt schließlich das Layout der beiden Platinen-Eigenentwicklungen (je Vorder- und Rückseite).

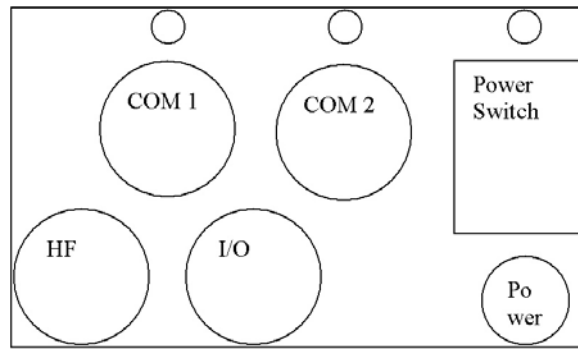


Bild A.2: Anschlüsse der GPS-Box

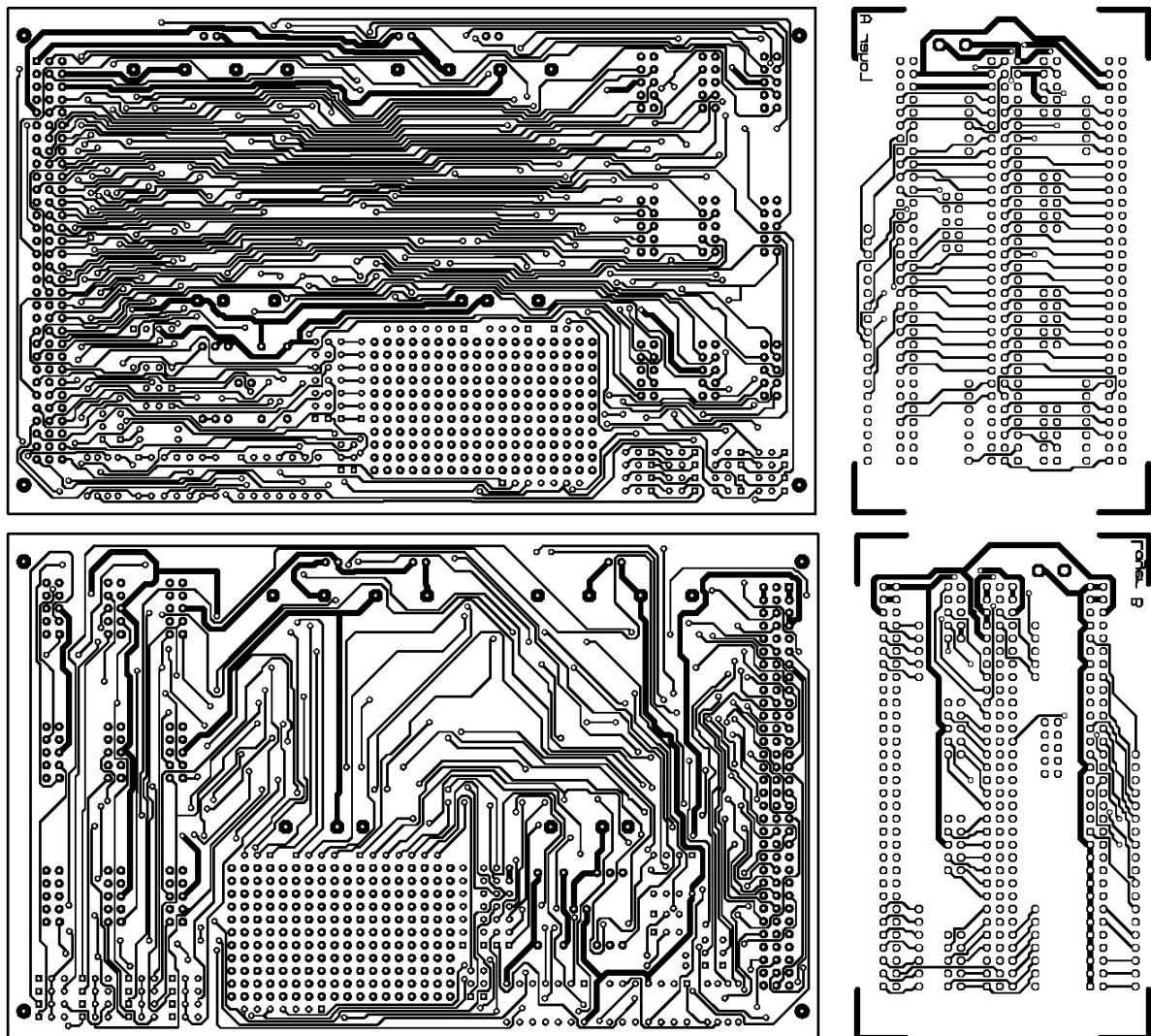


Bild A.3: Platinen-Layout (links Switchboard, rechts Backplane)

A.3.3 Funkmodem MicroHard Spectra 910

In der folgenden Übersicht sind am Beispiel des MicroHard SpreadSpectrum Funkmodems dessen Einstellungen zusammengefasst. Wichtige Parameter, die die Übertragungsrate auf dem Funkkanal festlegen, sind dabei „Hop Interval“ (S109), „Wireless Link Rate“ (S103) und „Packet Max Size“ (S112). Sollen dort Veränderungen vorgenommen werden, müssen die Werte aufeinander abgestimmt sein. Wird dies nicht beachtet, kann daraus ein Komplettausfall der Funkstrecke resultieren. Das Register „Output Power“ (S108) gibt die Sendeleistung des Modems vor – hier liegt der Wert bei 1 W.

Wird für die Übertragung zwischen zwei Stationen kein separates fehlerkorrigierendes Protokoll verwendet (z.B. ZModem), so kann über „Packet Retransmissions“ (S113) bzw. „Packet Retry Limit“ (S213) die maximale Anzahl an Versuchen festgelegt werden, die das Modem für die fehlerfreie Übertragung eines Datenpakets nutzen darf. Ein hoher Wert für diesen Parameter kann jedoch dazu führen, dass die Transferkapazität des Funkkanals signifikant absinkt und die kalkulierte Datenrate auch nicht annähernd erreicht wird. Im vorliegenden Fall wird ein fehlerhaftes Datenpaket nicht neu gesendet (S113 = 1), die Intelligenz für etwaige Paketwiederholungen liegt auf Seiten der Software des Messsystems.

Das „Hop Pattern“ legt schließlich die Abfolge der Kanalbelegung innerhalb des möglichen Frequenzbereichs des Funkkanals fest (FHSS). Zur optimalen Nutzung ist eine nutzerdefinierbare Einstellung möglich.

Obschon die Parameter am Beispiel des MicroHard Systems erläutert wurden, gelten sie doch weitestgehend auch für andere SpreadSpectrum Funkmodems. Lediglich bei Einfrequenz-Systemen (z.B. MicroCom) sind die Möglichkeiten deutlich eingeschränkter. Dort kann meist nur eine Frequenz, die Sendeleistung, ein Protokoll oder Parameter für das Handshaking der Endpunkte gewählt werden.

```

E1 Q0 V1 W0
DCD &C1 DTR &D0 Framing &E0 Handshaking &K3 DSR &S2
  S0=1 S2=43 S3=13 S4=10 S5=8
Operating Mode          S101=2          Serial Baud Rate      S102=5
Wireless Link Rate      S103=4          Network Address       S104=1
Unit Address           S105=1          Hop Pattern           S106=31
Encryption Key         S107=1          Output Power          S108=3
Hop Interval           S109=4          Data Format            S110=1
Packet Min Size        S111=1          Packet Max Size       S112=43
Packet Retransmissions S113=1          Packet Size Control   S114=0
Packet Repeat Interval S115=1          Character Timeout, ms S116=8
Modbus Mode            S117=0          Roaming               S118=0
Quick enter to command S119=1          RTS/DCD Framing, ms  S120=20
DCD Timeout, ms       S121=0          Remote Control        S122=0
Average RSSI value    S123=-0 dBm    TDMA duty cycle       S124=0
TDMA max address      S125=200        Data protocol          S126=0
Address filtering      S127=0          Multicast group       S128=0
Secondary Master       S129=0
Secondary Hop Pattern  S206=2          Packet Retry Limit    S213=1

Hop pattern : 31
101    102    103    104    105    106    107    108    109    110
111    112    113    114    115    116    117    118    119    120

```


A.4 DREAMS Klassenbibliothek

Basis der DREAMS Software-Architektur ist eine C++ Klassenbibliothek, die auf objekt-orientierten Prinzipien beruhend die Funktionen eines GNSS-Messsystems abbildet. In den folgenden Bildern soll ein Überblick über die wichtigsten der in DREAMS implementierten Klassen gegeben werden. Details zur Architektur finden sich in Kapitel 7. Die Klassen sind jeweils entsprechend ihrer Funktionalität gruppiert und den Dateinamen zugeordnet, die den Sourcecode beinhalten.

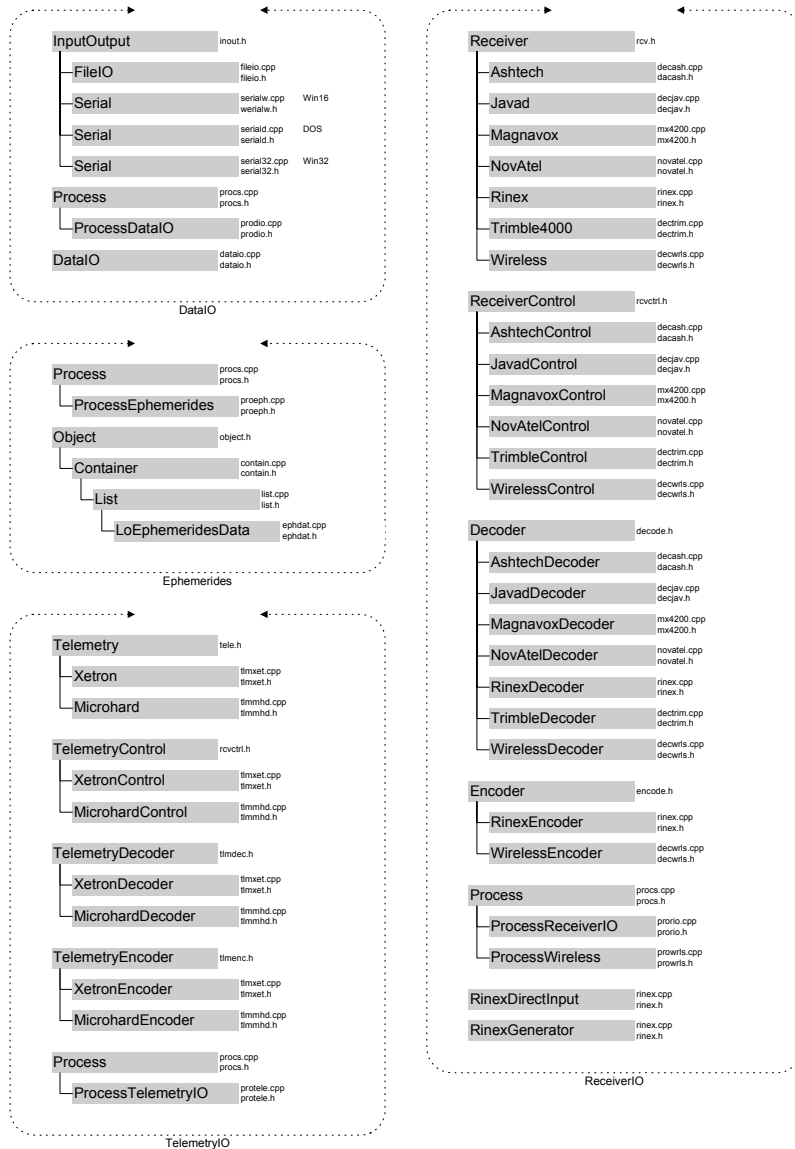


Bild A.4: DREAMS Klassenbibliothek – Teil 1

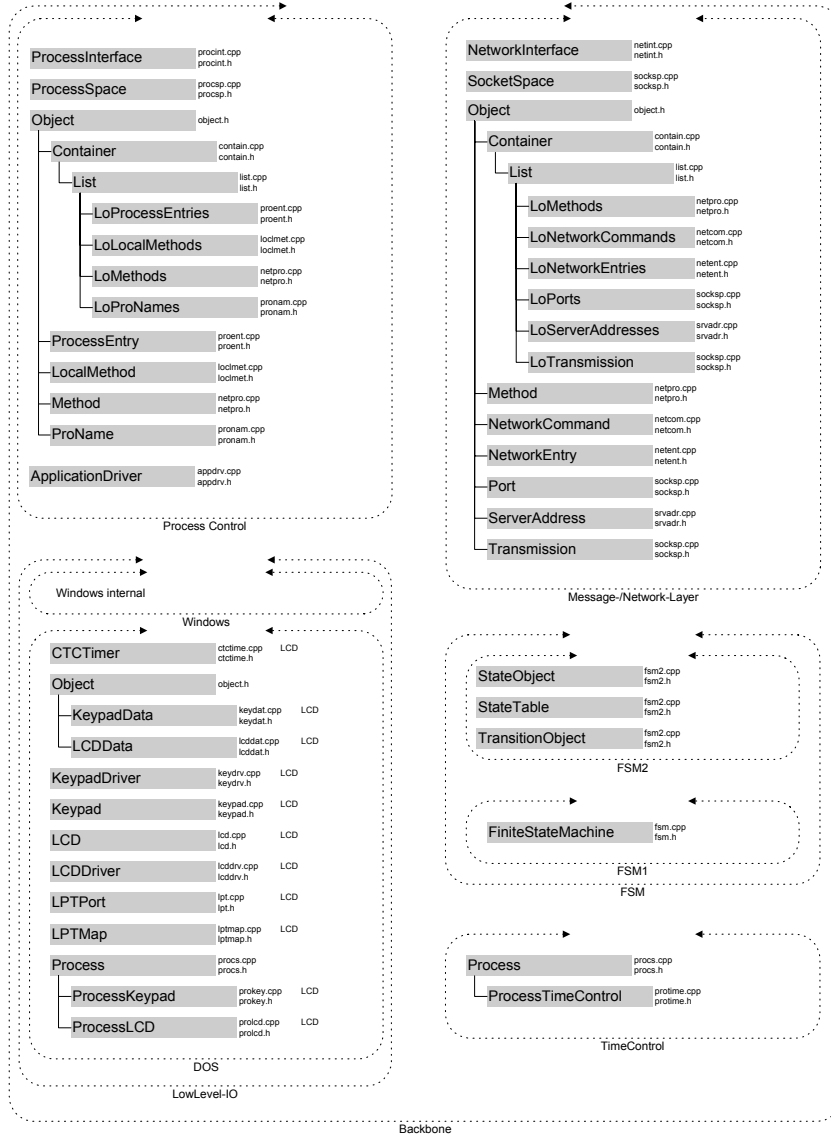


Bild A.5: DREAMS Klassenbibliothek – Teil 2

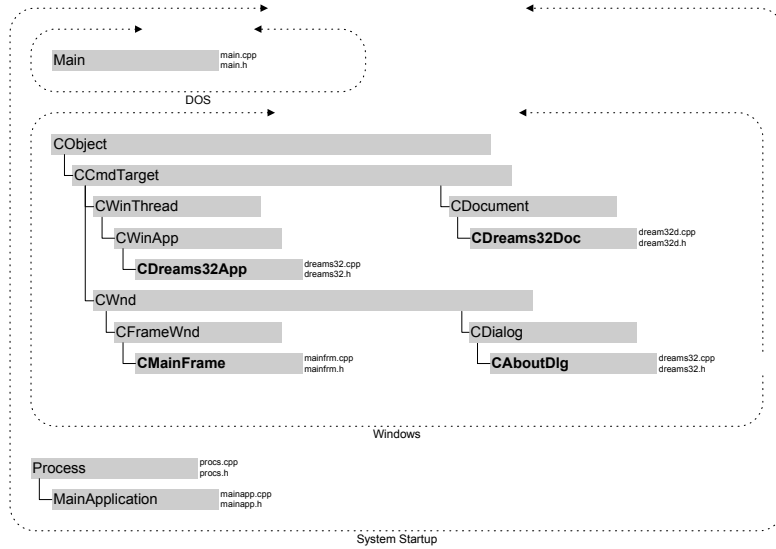


Bild A.6: DREAMS Klassenbibliothek – Teil 3

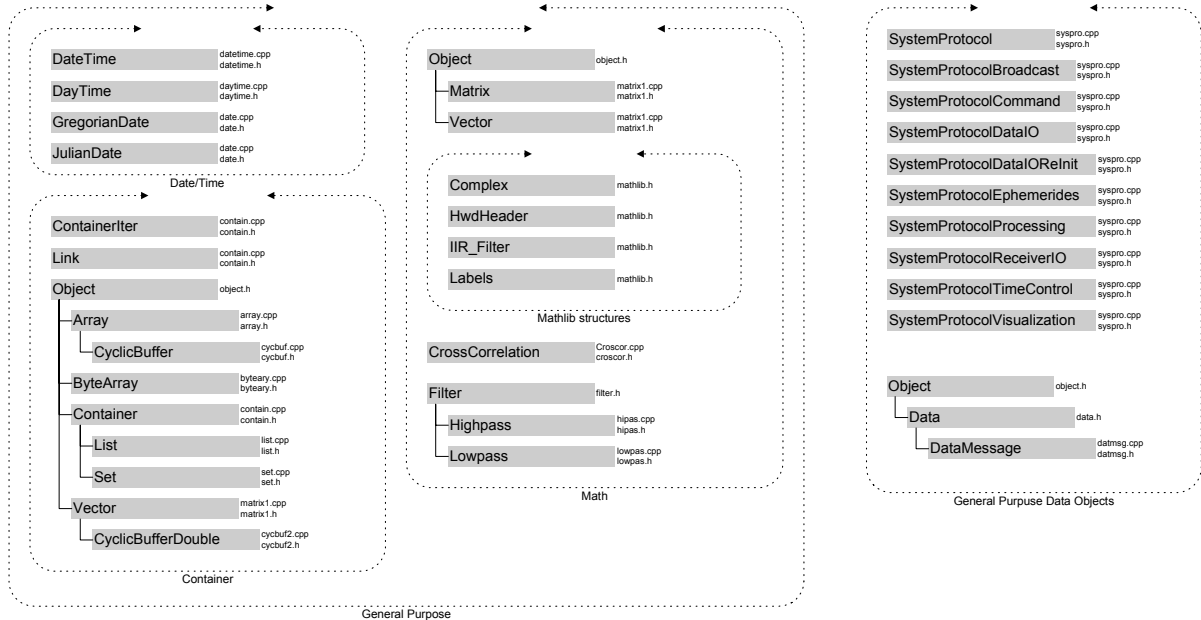


Bild A.7: DREAMS Klassenbibliothek – Teil 4

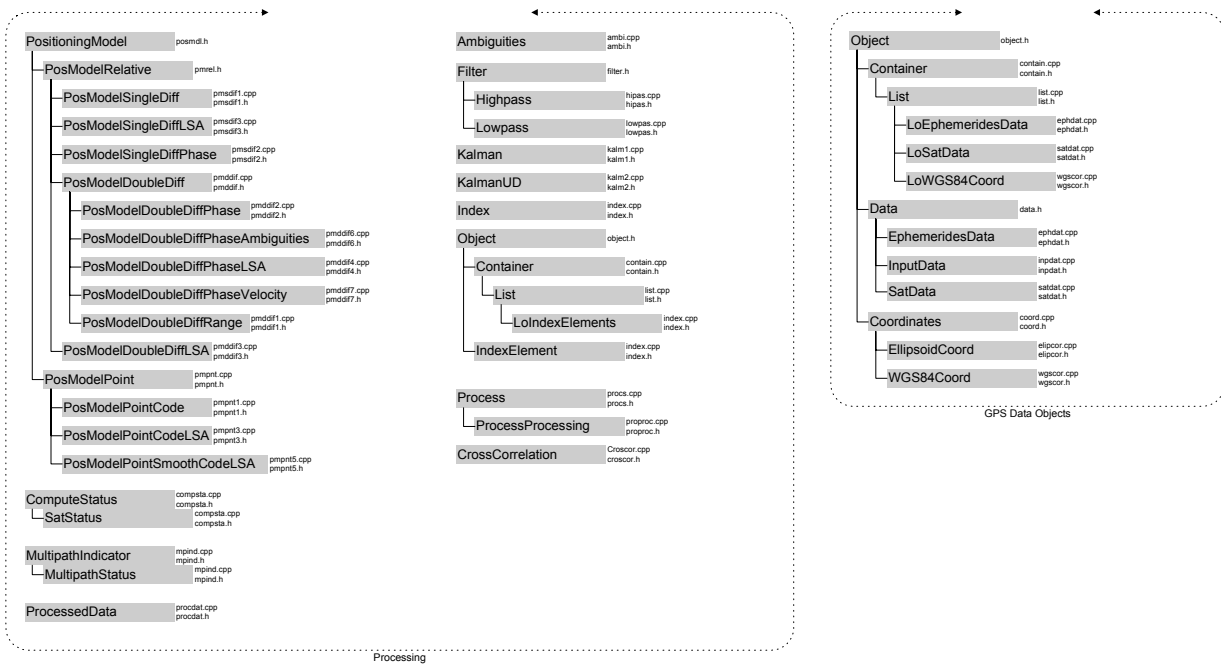


Bild A.8: DREAMS Klassenbibliothek – Teil 5

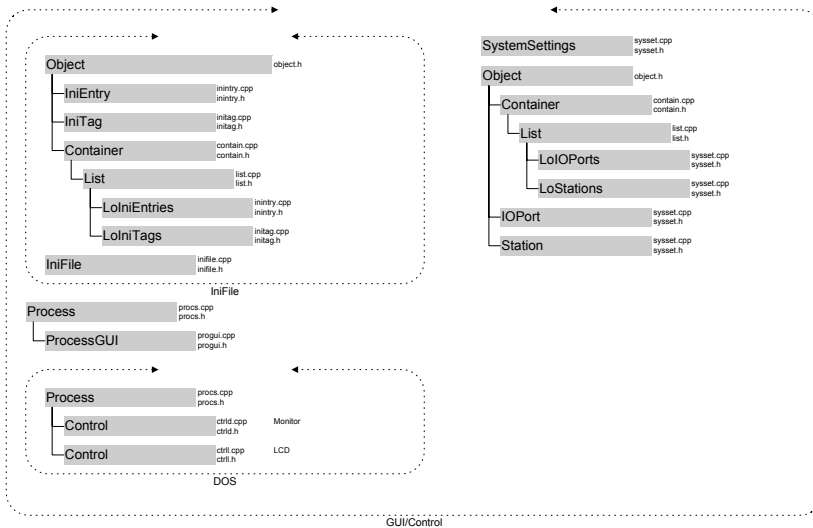


Bild A.9: DREAMS Klassenbibliothek – Teil 6