

UniTaS II

Wissenschaftsprogramm

FKZ 50 NA 0104

Schlussbericht

Das diesem zugrundeliegende Vorhaben wurde mit Mitteln des BMBF
unter dem Förderkennzeichen 50 NA 0104 gefördert.
Die Verantwortung für den Inhalt dieser Veröffentlichung liegt beim Autor.

Zuwendungsempfänger:

TU Braunschweig
Pockelsstr. 14
D-38106 Braunschweig

Ausführende Stelle:

Institut für Flugführung
Hermann-Blenk-Str. 27
D-38108 Braunschweig
Tel/Fax: +49-531-391-9828/9804
Internet: j.troelsen@tu-bs.de

Dieser Schlussbericht wurde entsprechend den Gliederungsrichtlinien des DLR erstellt. Zuwendungsempfänger ist die TU Braunschweig. Die Projektleitung erfolgt durch Prof. Dr.-Ing. G. Schänzer, die technische Leitung durch Dipl.-Ing. J. Troelsen

<u>1</u>	<u>AUFGABENSTELLUNG</u>	4
1.1	GESAMTZIEL DES VORHABENS	4
1.2	WISSENSCHAFTLICHE ARBEITSZIELE DES VORHABENS	4
1.2.1	MONITORING BEI GPS UND ZUKÜNFTIGEN GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS	4
1.2.2	PSEUDOLITEKONZEPTE UND ANWENDUNGEN.....	6
1.2.3	INTEGRITÄTSSTEIGERUNG VON GNSS DURCH KOMPLEMENTÄRE SENSOREN.....	7
1.3	PARTNER IM RAHMEN DES PROJEKTES UNITAS II	9
<u>2</u>	<u>VORAUSSETZUNGEN, UNTER DENEN DAS VORH. DURCHGEFÜHRT WURDE</u>	9
<u>3</u>	<u>PLANUNG UND ABLAUF DES VORHABENS</u>	10
<u>4</u>	<u>WISSENSCHAFTLICHER UND TECHNISCHER STAND</u>	12
4.1	LITERATURQUELLEN IFF TU-BRAUNSCHWEIG	12
4.2	LITERATURQUELLEN IFN UNI STUTT GART	14
4.3	LITERATURQUELLEN IFEN UNI BW MÜNCHEN	15
4.4	LITERATURQUELLEN IKN DLR OBERPFAFFENHOFEN	17
<u>5</u>	<u>ZUSAMMENARBEIT MIT ANDEREN STELLEN</u>	18
<u>6</u>	<u>ERZIELTE ERGEBNISSE</u>	19
6.1	ERGEBNISSE DES INSTITUTS FÜR FLUGFÜHRUNG, TECHNISCHE UNIVERSITÄT BRAUNSCHWEIG	19
6.1.1	KOPPLUNG VON GPS UND INS ZUR STEIGERUNG VON INTEGRITÄT UND POSITIONSGENAUIGKEIT (APS 310.000).....	19
6.1.2	ALTERNATIVE PSEUDOLITE-NAVIGATIONSALGORITHMEN (APS 220.000):	33
6.2	ERGEBNISSE DES INSTITUTS FÜR NAVIGATION, UNIVERSITÄT STUTT GART	37
6.2.1	ANALYSE DER NEUEN SIGNALSTRUKTUREN VON GPS UND GALILEO	37
6.2.2	METHODEN ZUR REDUZIERUNG VON MEHRWEGE- UND STÖRSIGNALEFFEKTEN.....	39
6.2.3	SIMULATIONSSOFTWARE – SOFTWARE-RECEIVER	42
6.2.4	LORAN-C BEI LUFTFAHRTANWENDUNGEN	48
6.2.5	BINARY OFFSET CARRIER SIGNALE	49
6.3	ERGEBNISSE DES INSTITUT FÜR ERDMESSUNG UND NAVIGATION, UNI BW MÜNCHEN	56
6.3.1	AP 110.000: INTEGRITÄTS-MONITORING DER SIGNALQUALITÄT	56
6.3.2	AP 120.000: SIGNALAUSBREITUNG AN LEITENDEN OBERFLÄCHEN.....	58
6.3.3	AP 410.000 P-CODE APL FLIGHT TESTS	58

6.4	ERGEBNISSE DES INSTITUT FÜR KOMMUNIKATION UND NAVIGATION DES DLR	
	OBERPFAFFENHOFEN	62
6.4.1	INTRODUCTION	62
6.4.2	MULTIPATH VECTOR CHANNEL MODELLING IN THE CASE OF GNSS (AP 140.100).....	63
6.4.3	ANTENNA ALGORITHMS FOR IDENTIFICATION AND ELIMINATION OF MULTIPATH AND INTERFERENCE SIGNALS IN A GNSS RECEIVER (AP 140.200)	69
6.4.4	DISCUSSION AND CONCLUSIONS	82
7	<u>VORAUSSICHTLICHER NUTZEN, VERWERTBARKEIT</u>	84
8	<u>BEKANNTGEWORDENER FORTSCHRITT ANDERER STELLEN</u>	85

1 Aufgabenstellung

1.1 Gesamtziel des Vorhabens

Ziel des Vorhabens UniTaS II (Unterstützungsprogramm industrieller Aktivitäten und Technologietransfer auf dem Gebiet der angewandten Satellitennavigation für die Luftfahrt II) war die wissenschaftliche Untersuchung spezieller Problemfelder bei der Anwendung von Satellitennavigation in der Luftfahrt. Damit wurde an das durch das DLR geförderte Programm UniTaS (FKZ 50 NA 9911) angeschlossen, das ebenfalls diesem Zweck diene. In den 32 Monaten der Projektlaufzeit ist es gelungen, aktuelle Probleme in diesem Bereich von der wissenschaftlichen Seite her zu untersuchen und Lösungen zu entwickeln. Durch die enge Kopplung mit dem Industrieprogramm BIS wurde dabei sichergestellt, dass zum einen die Themen so gewählt wurden, dass sie aktuelle industriell relevante Probleme betreffen, und dass zum anderen Lösungsansätze erarbeitet wurden, die von den Industrieunternehmen weiterentwickelt und in aktuelle Produkte eingesetzt werden können.

Um dieses Ziel zu erreichen, fand und findet eine rege Kommunikation zwischen den an UniTaS II beteiligten wissenschaftlichen Institutionen und dem Industrieunternehmen Thales GmbH (BIS) statt. Weiterhin wurden die Ergebnisse bei internationalen Gremien und Konferenzen vorgestellt und diskutiert. Aus diesem Dialog haben sich Themengebiete kristallisiert, die in absehbarer Zeit für industrielle Entwicklungen relevant werden könnten und zuvor einer wissenschaftlichen Untersuchung bedürfen. Die in diesem Projekt dargestellten Arbeitsschwerpunkte spiegeln diese Themen wider. Ein weiteres Ziel — neben der anwendungsbezogenen wissenschaftlichen Forschung — stellte die Mitarbeit in internationalen Gremien dar. So waren die Arbeiten in dem Projekt dazu geeignet, die Expertise der beteiligten Institutionen weiter auszubauen und so eine Vertretung der europäischen Interessen auch auf internationaler Ebene sicherzustellen.

1.2 Wissenschaftliche Arbeitsziele des Vorhabens

1.2.1 *Monitoring bei GPS und zukünftigen Global Navigation Satellite Systems*

1.2.1.1 Integritätsmonitoring

Dem Monitoring in einer geeigneten LAAS-Umgebung kommt in der zivilen Luftfahrt eine entscheidende Bedeutung zu. Daher werden derzeit weltweit verschiedene Algorithmen zur Überwachung der Signalqualität zum Erreichen der geforderten Integritätsparameter entwickelt und untersucht. Einer der kritischsten Faktoren ist dabei nach wie vor der Mehrweg.

Im Rahmen von UniTaS II wurde eine geeignete Testumgebung zur Analyse der verschiedenen Algorithmen aufgebaut. Dabei wurde zusätzlich die Unterdrückung der Mehrwegerscheinungen durch die Verwendung einer neuen NovAtel Multi-Korrelator Software (bis zu 40 Korrelatoren) und die entsprechenden Auswirkungen auf die Integrität der Signale untersucht.

Das Thema des Monitoring ist ebenfalls für die Industrie von entscheidender Bedeutung, da LAAS Konzepte (speziell Referenzstationen) nur in Kombination mit einer geeigneten Überwachung kommerziell erfolgreich zu vertreiben sind.

1.2.1.2 Signalausbreitung an leitenden Oberflächen

Im Rahmen des UniTaS Projektes wurde bereits der Pseudolite-Signalempfang am Flugzeug theoretisch und praktisch erfolgreich untersucht. Dabei wurde der Rumpf vereinfacht als Zylinder betrachtet.

In UniTaS II wurden diese Arbeiten konsequent weitergeführt. Dabei wurden komplexe dreidimensionale metallische Oberflächen umgesetzt, wobei zusätzlich die Auswirkungen auf die DLL und PLL untersucht wurden sind.

1.2.1.3 Analyse neuer Signalstrukturen von GPS IIF / III und Galileo hinsichtlich MWA

Mehrwegesignale stellen für jedes Radionavigationssystem eine Herausforderung dar. Ausführliche Untersuchungen bei GPS/GLONASS haben zu unterschiedlichen Lösungen für Hard- und Software zur Reduzierung der MW-Einflüsse geführt. Die Veränderung der Signale bei GPS und die spezielle Aufbereitung bei Galileo, wie eine andersartige Codeform, die Formgebung der Codechips mit höherer Taktrate, sowie einer höheren Datenrate, verlangen die Überprüfung der Effektivität dieser Methoden für die veränderten Empfangssituationen.

In Erweiterung der Interferenzanalyse mit reflektierten Satellitensignalen (Mehrwegesignale) muss auch die Störfestigkeit gegenüber Fremdsignalen theoretisch analysiert werden.

Ziel der Arbeiten in diesem Projekt war, Aussagen über die Anfälligkeit der neuen Signalstrukturen gegenüber Mehrwegeeffekt und fremden Störsignalen, sowie über die Anwendung von Reduktionsverfahren zu treffen. Die hierbei erforderlichen detaillierten Untersuchungen, die für die Bestimmung der Systemleistung für die Luftfahrt unerlässlich sind, gehen deutlich über die allgemeinen (plakativen) Aussagen zu den Mehrwege- und Interferenzeffekten hinaus, die bei der Definitionsphase von Galileo getroffen worden sind.

1.2.1.4 Mehrwegeidentifizierung bei adaptiven Antennen

Die Erfahrungen aus dem Satelliten-Navigationssystem GPS zeigen nach Abschaltung von SA, dass die Mehrwegeausbreitung einen bedeutenden Fehleranteil liefert. Auch beim zukünftigen System Galileo wird dieser Anteil entscheidend den Gesamtfehler bei der Entfernungsmessung bestimmen. Der durch Mehrwege hervorgerufene Messfehler hängt zum Einen von der Form des Signals und der Art der Signalauswertung im Empfänger ab, zum Anderen wird er aber auch sehr stark von den Eigenschaften der verwendeten Antenne bestimmt.

Die Fehler durch Mehrwegeausbreitung stellen besonders bei sicherheitskritischen Anwendungen ein sehr großes Hindernis dar, die notwendige Integrität zu erreichen. Das gilt in besonderem Maß für das europäische System Galileo, das einen eigenen Dienst zur Sicherstellung der Integritätsanforderungen anbieten soll. Es gibt bereits verschiedene Verfahren, um das Vorhandensein von Signalen zu erkennen, die durch Mehrwegeausbreitung gestört wurden. Die Verwendung von synthetisch erzeugten Antennendiagrammen bietet nun aber neue und weitreichende Möglichkeiten, mit anderen Methoden die Fehler weiter zu reduzieren.

Durch den Einsatz einer Empfangsantenne, die aus mehreren matrixförmig angeordneten Einzelstrahlern besteht, können verschiedene Antennendiagramme durch Überlagerung der Signale aus den Strahlern erzeugt werden. Damit wird es möglich, den Einfluss von Mehrwegesignalen durch gezielte Signalkombination, also gezielter Formung des Antennendiagramms, möglichst gering zu halten. Voraussetzung dafür ist, dass sich im Empfänger ein Mehrwegesignal und die Richtung, aus der es kommt, erkennen lässt.

Der Vorteil eines solchen Erkennungsverfahrens liegt darin, dass Fehlersignale im Gegensatz zu konventionellen Empfängern nicht oder nur reduziert an die Empfangseinrichtung zur Laufzeit- und Phasenmessung gelangen können. Damit können sie auch kaum einen Fehler in der Navigationslösung produzieren, der dann mit Hilfe von komplexen Algorithmen wieder ausgeschlossen werden muss.

Um die Strahlformung der Antenne sinnvoll durchführen zu können, ist es wichtig, zuvor die Eigenschaften des Mehrwege-Empfangskanals möglichst genau zu kennen. Deshalb wurde zunächst der Ausbreitungskanal für die Signale, der wegen der Vielzahl von Einzelstrahlern als Vektorkanal zu beschreiben ist, modelliert.

Mit diesem Modell wurden dann Routinen zur Identifizierung für Mehrwegesignale aus dem gesamten Signalspektrum entwickelt. Dabei hängt es natürlich auch von der Signalform ab, welche Methoden am besten anzuwenden sind. Sobald die Geometrie der direkten Signale von den Satelliten als auch der Signale, die über Mehrwege empfangen werden, bekannt ist, kann im folgenden Schritt das Antennenfeld über den Algorithmus zur Strahlformung angesteuert werden, um optimalen Nutzsignalempfang bei bestmöglicher Unterdrückung von Störsignalen zu erreichen.

Die Arbeiten bauen auf die Ergebnisse auf, die in den vorangegangenen Studien von ISAN und UniTaS gewonnen wurden, indem Teile der genannten Methoden entwickelt wurde. Für den Vektorkanal wurden sie aber weiterentwickeln, um auch eine Richtungsabhängigkeit berücksichtigen zu können. Natürlich können diese Methoden für den Empfang von GPS-Signalen eingesetzt werden. Wesentliches Ziel der Arbeiten war es aber, die Methoden speziell auf das neue europäische Navigationssystem Galileo auszurichten.

Da die Signale für Galileo noch nicht festgelegt worden sind, und die Kenntnis der Signaleigenschaften sehr wichtig ist, können die anzuwendenden Methoden noch nicht genau beschrieben werden. Deshalb wurde das System so ausgelegt, dass flexibel auf Änderungen in der Definition der Signaleigenschaften bei Galileo reagiert werden kann.

Außerdem ist für diese Arbeiten die Kenntnis der Strahlformungsprinzipien wichtig, um die richtige Zusammenschaltung der Einzelstrahler zu erreichen. Deshalb erfolgten die Arbeiten in enger Kooperation mit den Entwicklungen für eine intelligente Antenne.

1.2.2 Pseudolitekonzepte und Anwendungen

1.2.2.1 Unersuchungen zum P-Code Pseudolite

Für das Erreichen der geforderten RNP-Parameter bis hin zu CAT-III, sind Pseudolites im LAAS Konzept unbedingt erforderlich. Im Rahmen von ISAN wurden dabei bereits umfangreiche Tests mit einem STel C/A-Code Pseudolite durchgeführt. Dabei stellte sich heraus, dass lokale Mehrwege der Pseudolite-Signale die Messungen verschlechtern. Der Übergang zum P-Code könnte eine deutliche Verbesserung bewirken.

1999/2000 beschaffte das IfEN aus eigenen Mitteln ein P-Code Pseudolite der Firma IntegriNautics, das neben dem P-Code auch gleichzeitig den C/A-Code aussenden kann. Dies ermöglicht einen direkten Vergleich der beiden Konfigurationen.

Im Projekt UniTaS II wurden umfangreiche statische und dynamische Tests am Boden und in der Luft durchgeführt, um die Auswirkungen bzw. Verbesserungen zu analysieren und mögliche Probleme aufzudecken.

1.2.2.2 Alternative Pseudolite Navigationsalgorithmen

Im Rahmen von UniTaS I wurden bereits Flugversuche mit GPS und Pseudolites durchgeführt. Zu diesem Zweck wurde der Plessey Empfänger mit einem zweiten HF-Frontend zur Nutzung eines Zweiantennensystems ausgestattet. Die Navigationsalgorithmen wurden so überarbeitet, dass das Pseudolite als weitere Range genutzt werden konnte. Weiterhin wurden diese Algorithmen so vorbereitet, dass auch eine Auswertung der Trägerphase möglich ist. Während der Flugversuche hat sich herausgestellt, dass ein wesentlicher Unterschied in der Navigation mit Pseudolites gegenüber normalen Satelliten darin besteht, dass sich aufgrund der kurzen Entfernungen in sehr kurzen Zeiten eine sehr starke Änderung der Geometrie ergibt. Hier stößt die Gültigkeit der Linearisierung üblicher Navigationsalgorithmen an ihre Grenzen. Ein neuer Ansatz, der die Nichtlinearität der Pseudolite-Beobachtungsgrößen explizit berücksichtigt, verspricht hier Vorteile.

Die Linearisierung der Beobachtungsgleichungen von GPS-Satelliten ist wegen der großen Entfernung von Sender und Empfänger (ca. 22.000 km) zulässig und Stand der Technik. Hingegen beträgt die Entfernung von Pseudolites und Empfänger bei größter Annäherung nur wenige 100 Meter. Navigationsalgorithmen herkömmlicher Art (Linearisierung + Least-Square) stellen für Pseudolites ein Genauigkeits- und Integritätsrisiko dar. So kann die Navigationsrechnung bei ungenauer Wahl des Linearisierungspunktes instabil werden (der ideale Linearisierungspunkt ist die exakte Position, die aber erst mit Hilfe der Pseudolites berechnet werden soll). Darüber hinaus sind durch die Restfehler bei der Linearisierung Genauigkeitseinbußen hinzunehmen, die in vielen Fällen nicht vernachlässigbar sind. Durch die konsequente Berücksichtigung des nichtlinearen Charakters der Pseudolite-Beobachtungsgleichungen können die geschilderten Probleme umgangen werden. Die entsprechenden Algorithmen für diese Untersuchung wurden in dieses Projekt entwickelt.

1.2.3 Integritätssteigerung von GNSS durch komplementäre Sensoren

1.2.3.1 Kopplung von GPS und INS zur Steigerung von Integrität und Positionsgenauigkeit

Rangebasis und Δ^2R -Basis

Das bisher im Integrierten System verwendete Konzept beruht auf einem Kalmanfilter, der auf Positionsbasis arbeitet. Im Laufe der Untersuchungen hat sich herausgestellt, dass sich für die Implementierung verbesserter Fehlermodelle ein Kalmanfilter auf Rangebasis besser eignet. Der wesentliche Vorteil dieses Ansatzes liegt darin, dass das Fehlverhalten beider komplementärer Sensoren in einem Filter beschrieben und gewichtet werden kann. Der Übergang von Einfach- auf Doppeldifferenzen sollte zu einer Verringerung des Gesamtfehlerbudgets führen.

Zur Bearbeitung dieser Aufgabe ist eine Überarbeitung und Erweiterung des existierenden Kalmanfilters notwendig. Die Erweiterungen bestehen im Wesentlichen aus der Schätzung von Delta-Range, Delta-Rangerate und Delta-t. Des weiteren muss die Schnittstelle zur GPS-Software angepasst werden.

Inertialsensor

In UniTaS I wurde bereits die Beschaffung eines neuen Inertialsensors beantragt und genehmigt. Die Wahl fiel dabei auf die LN200 der Firma Litton. Aufgrund von Problemen mit den US-Exportlizenzen war es leider nicht möglich, diesen Sensor innerhalb der Projektlaufzeit zu beschaffen. Trotz des stattdessen verwendeten nichtoptimalen Sensors aus dem Bestand des IFF ist es in UniTaS I gelungen, ein Integriertes Navigationssystem für den Einsatz

im Flugzeug aufzubauen und erfolgreich mit guten Ergebnissen zu erproben. Dabei stellten sich jedoch die bereits vorab vermuteten Probleme der exakten Zeitsynchronisierung und externen Triggerung des Inertialsensors sowie die Notwendigkeit einer hohen Datenrate als wesentliche Einflussgrößen heraus (aus diesen Gründen sollte der neue Sensor beschafft werden). Deshalb bestand nach wie vor der Bedarf an einem geeigneten Sensor. Recherchen haben ergeben, dass über die Firma IMAR eine geeignete Plattform mit sehr guten Leistungsdaten bezogen werden konnte. Damit fiel auch das Problem der Exportlizenzen in den Bereich des deutschen Anbieters.

Zur Integration in das existierende System wurden geeignete Treiber sowie Softwareschnittstellen geschaffen. Zudem wurde die Strapdown-Rechnung überarbeitet und an die hohen Datenraten angepasst. Schließlich erfolgte eine Kalibrierung des Sensors.

Modellierung INS

Um eine weitere Leistungssteigerung des Gesamtsystems zu erreichen, mussten die Modelle der einzelnen Sensoren verbessert werden. Dies gilt insbesondere für das Modell des Inertialsensors. Die zurückliegenden Untersuchungen haben gezeigt, dass im Bereich der Low-Cost Sensoren bis jetzt eine solche Modellierung nahezu unmöglich ist. Bei besseren Sensoren erscheint dies jedoch möglich. Dies ist ein wesentlicher Grund für die Wahl des hochwertigen Sensors, der jedoch eine für Luftfahrtanwendungen übliche Qualität aufweist. Die Erfahrungen, die sich aus diesen Untersuchungen ergeben, könnten in Zukunft zu einem wesentlichen Fortschritt auch bei der Modellierung im Low-Cost Bereich führen.

Zur Bearbeitung dieser Aufgabe wurde die Identifikation und Formulierung der Fehlermodelle des Sensors durchgeführt. Des weiteren erforderte die programmtechnische Umsetzung eine Erweiterung des existierenden Kalmanfilters die ebenfalls durchgeführt wurde.

Fehlermodellierung für Range- und Range-Rate des GPS

Bei dem bisherigen integrierten System auf Positionsbasis konnten keine detaillierten Fehlermodelle für den GPS Sensor aufgestellt werden. Die Fehler des GPS liegen im wesentlichen auf der Ebene der Schrägentfernungen. Durch die Weiterverarbeitung der Schrägentfernungen (z.B. in einem Least-Square-Algorithmus) verwischen diese Fehler und sind auf Positionsbasis nicht mehr eindeutig modellierbar.

Um hier zu einer besseren Modellierung des GPS Sensors zu gelangen, ist es notwendig, die Fehler der Ranges und Range-Rates zu identifizieren, zu beschreiben und in dem Kalmanfilter zu berücksichtigen. Für die Identifizierung ist es deshalb notwendig, die existierende GPS Software entsprechend anzupassen. Danach wurde die Effekte beschrieben und in den Kalmanfilter des Integrierten Systems implementiert. Dieser Ansatz hat weiterhin den Vorteil, dass er bezüglich der Modellierung der Empfängerdynamik und von Mehrwegeeffekten leicht erweitert werden kann.

1.2.3.2 Integration von LORAN-C bei Luftfahrtanwendungen

In verschiedenen Studien (u. a. der John Hopkins 'GPS Risk Assessment Study') wird festgehalten, dass GPS als 'sole-mean' in der Luftfahrt nicht akzeptiert wird. Mit der SA-Abschaltung ist zwar ein deutlicher Gewinn in der Genauigkeit bei der absoluten Positionierung erreicht worden, aber die kritischen Aspekte der 'sole-mean' Nutzung, wie Integrität und Verfügbarkeit bleiben dadurch weitgehend unverändert. Als ein geeignetes terrestrisches Backup- und Integrationssystem wird derzeit stark der Einsatz von LORAN-C propagiert. In den USA ist die Entscheidung für eine Modernisierung der LORAN-C Stationen, sowie ein weiterer Ausbau gefallen. Hybridempfänger mit 'all-in-view'-Technologie werden demnächst verfügbar sein.

Entsprechend den an anderen Stellen schon gestarteten Analysen sollte diese Komponente auch innerhalb UNITAS II als Erweiterung der Verfügbarkeit und Integrität eines integrierten Systems untersucht werden.

Als Gesamtziel war die Erarbeitung eine Aussage über die kombinierte Nutzung von GPS/LORAN-C und die damit verbundene verbesserte Verfügbarkeit für Luftfahrtanwendungen.

1.3 Partner im Rahmen des Projektes UniTaS II

Am Projekt UniTaS sind die folgenden wissenschaftlichen Institutionen beteiligt:

- Institut für Flugführung der TU-Braunschweig
- Institut für Navigation der Universität Stuttgart
- Institut für Erdmessung und Navigation der Uni der Bundeswehr München
- Institut für Kommunikation und Navigation des DLR Oberpfaffenhofen

Um die industrielle Relevanz der erzielten Ergebnisse zu gewährleisten, wurden die Ergebnisse von Vertretern der Firma Thales GmbH auf den Workshops begutachtet und kommentiert.

2 Voraussetzungen, unter denen das Vorhaben durchgeführt wurde

Beim UniTaS II Wissenschaftsprogramm handelt es sich um ein Vorhaben, das zu 100% vom DLR gefördert wurde. Beteiligt waren neben dem Institut für Flugführung der TU Braunschweig als Zuwendungsempfänger die unter 1.3 genannten Partner. Das Vorhaben war ein Anschlußvorhaben zu dem ebenfalls vom DLR geförderten Vorhaben UniTaS I.

3 Planung und Ablauf des Vorhabens

Das Projekt ist gemäß der im Antrag vorgestellten Zeitplanung verlaufen. Bei wenigen Arbeitspaketen ergab sich die Notwendigkeit, sie zu verschieben bzw. zu tauschen. Die Gesamtlaufzeit des Projektes wurde dadurch jedoch nicht beeinflusst. Alle APs sind somit innerhalb der geplanten Zeit abgearbeitet worden. Im Folgenden sind der Zeit- und der Ablaufplan dargestellt.

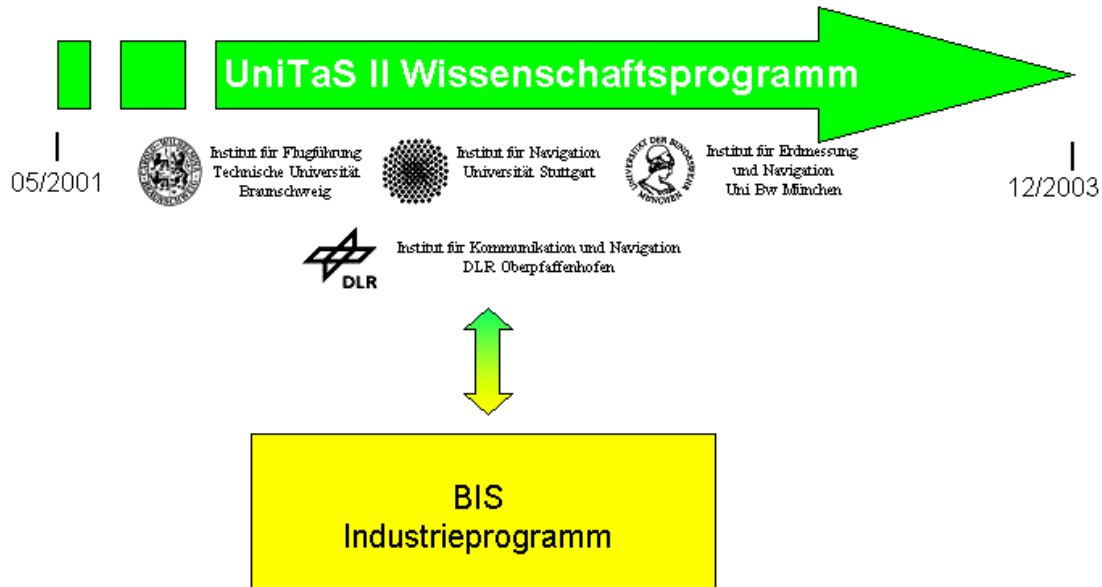


Abbildung 1.3-1: Ablaufplan UniTaS II Wissenschaftsprogramm

Firma / Institut		Institut für Flugführung, TU BS		Zeitplan (A2)		Förderkennzeichen		Blatt Nr. 1 (3)											
Vorhaben		UniTaS II				Projektleitung			Institut für Flugführung, TU Braunschweig										
Antrag / Angebot vom		Laufzeit des Vorhabens vom bis				Berichtszeitraum													
01.02.2001		01.05.2001 31.10.2003																	
AP Nr.	Teilaufgabe / Arbeitspaket	Jahr	Monat	2001		2002					2003								
				5	6	7	8	9	10	11	12	1	2	3	4	5	6	7	8
100.000	Monitoring bei GPS und zuk. GNSS																		
110.000	Integritätsmonitoring																		
110.100	Recherche und Analyse bestehender Konz.	3MM																	
110.200	Umsetzung der Algorithmen	4MM																	
110.300	Softwarebeschaffung Mult-Correlator	1MM																	
110.400	Implementierung und Tests	4MM																	
110.500	Aufbau einer geeigneten Testumgebung	4MM																	
110.600	Umfangreiche Tests zum Monitoring	4MM																	
110.700	Auswertung, Bericht	2MM																	
120.000	Signalausbreitung an leitenden Oberfläch.																		
120.100	Recherche und Analyse zur Signalausbreit.	3MM																	
120.200	Softwarebeschaffung FEM-Solver	1MM																	
120.300	Signalstärkebetrachtung von PL Trägerw.	4MM																	
120.400	Untersuchung der MW von PL-Trägerw.	4MM																	
120.500	Analyse der Auswirkungen auf DLL u. PLL	3MM																	
120.600	Auswertung, Bericht	1MM																	
130.000	Analyse neuer Signalstrukturen																		
130.100	Meth. zur Reduzierung von MW u. Störsig.	3MM																	
130.200	Beschr. d. neu. Sigstrukt. bei GPS & Galil.	8MM																	
Bearbeiter		Abteilung		Telefon und eMail		Bearbeitungsdatum		Stand vom											
Dipl.-Ing. Christian Discher		Navigation		++49 531 / 391 3748 C.Discher@tu-bs.de		05.02.2001		05.02.2001											
Erläuterungen		▼ Meilensteinbericht ohne technischen Bericht *)			*) Meilensteinbezeichnung siehe "Berichtsliste" (A3)														
		▼ Meilensteinbericht mit technischem Bericht *)			■ IFF TU BS		■ IfN Uni S		■ IfEN UniBW M										
					■ DLR OP														

4 Wissenschaftlicher und technischer Stand

4.1 Literaturquellen IFF TU-Braunschweig

- [1] T. JACOB, :*BEITRAG ZUR PRÄZISIONSORTUNG VON DYNAMISCH BEWEGTEN FAHRZEUGEN*, DISSERTATION INSTITUTE FÜR FLUGFÜHRUNG, TECHNISCHE UNIVERSITÄT BRAUNSCHWEIG, 1992
- [2] S. VIEWEG: *MODELLIERUNG ZEITVARIANTER FEHLER VON INERTIALSENSOREN MIT HILFE HOCHGENAUER ORTUNGSREFERENZ*, DISSERTATION INSTITUTE FÜR FLUGFÜHRUNG, TECHNISCHE UNIVERSITÄT BRAUNSCHWEIG, 1996
- [3] CHATFIELD, A. B.: *FUNDAMENTALS OF HIGH ACCURACY INERTIAL NAVIGATION*, VOLUME 174, AIAA, ISBN 1-56347-243-0, 1997
- [4] SAVAGE, P.G.: *STRAPDOWN INERTIAL NAVIGATION INTEGRATION ALGORITHM DESIGN PART 2: VELOCITY AND POSITION ALGORITHMS*, JOURNAL OF GUIDANCE CONTROL, AND DYNAMICS, VOL 21, No 2, MARCH-APRIL 1998
- [5] A. LAWRENCE,: *MODERN INERTIAL TECHNOLOGY NAVIGATION, GUIDANCE AND CONTROL*, SPRINGER-VERLAG BERLIN, ISBN 3-540-97868, 1992
- [6] BROWN R. G., HWANG P. Y. C.: *INTRODUCTION TO RANDOM SIGNALS AND APPLIED KALMAN FILTERING*, JOHN WILEY & SONS, SECOND EDITION, 1992
- [7] *GLOBAL POSITIONING SYSTEM. VOL. I*, THE INSTITUTE OF NAVIGATION, WASHINGTON, D.C., USA, 1980
- [8] *MINIMUM AVIATION SYSTEM PERFORMANCE STANDARDS FOR THE LOCAL AREA AUGMENTATION SYSTEM (LAAS). RTCA SC-159, WG 4A, FINAL DRAFT, JUNE 1998*
- [9] C. ALTMAYER: *CYCLE SLIP DETECTION AND CORRECTION BY MEANS OF INTEGRATED SYSTEMS*. PROC. OF ION NTM-2000, ANAHEIM, CA, USA, 2000, PP. 134-144
- [10] C. ALTMAYER: *EXPERIENCES USING PSEUDOLITES TO AUGMENT GNSS IN URBAN ENVIRONMENTS*. PROC. OF ION GPS-98, NASHVILLE, TN, USA, 1998, PP. 981-991
- [11] C. ALTMAYER: *REAL-TIME KINEMATIC AND HIGH ACCURACY NAVIGATION WITH LOW-COST GPS RECEIVERS*. PROC. OF ION NTM-01, LONG BEACH, CA, USA, 2001
- [12] S. BANCROFT: *AN ALGEBRAIC SOLUTION OF THE GPS EQUATIONS*. IEEE TRANSACTIONS ON AES, VOL. AES-21, No. 7, 1985, PP. 56-59
- [13] J. E. DENNIS, JR. AND R. B. SCHNABEL: *NUMERICAL METHODS FOR UNCONSTRAINED OPTIMIZATION AND NONLINEAR EQUATIONS*. SIAM, PHILADELPHIA
- [14] B. W. PARKINSON UND J. J. SPILKER: *GLOBAL POSITIONING SYSTEM: THEORY AND APPLICATIONS. VOL. I + II*, AIAA, 1996
- [15] B. S. PERVAN: *NAVIGATION INTEGRITY FOR AIRCRAFT PRECISION LANDING USING THE GLOBAL POSITIONING SYSTEM*. DISSERTATION, STANFORD UNIVERSITY, USA, 1996
- [16] W. H. PRESS ET AL.: *NUMERICAL RECIPES IN C: THE ART OF SCIENTIFIC COMPUTING. 2ND ED.*, CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS, 1992
- [17] M. WEISER: *DEVELOPMENT OF A NEW CIA-CODE BASED PSEUDOLITE SYSTEM*. PROC. OF ION GPS-98, NASHVILLE, TN, USA, 1998, PP. 1465-1475
- [18] W. WERNER: *ENTWICKLUNG EINES HOCHPRÄZISEN DGPS / GLONASS NAVIGATIONSSYSTEMS UNTER BESONDERER BERÜCKSICHTIGUNG VON PSEUDOLITES*. DISSERTATION, UNIVERSITY OF THE FEDERAL ARMED FORCES MUNICH, 1998
- [19] D. RODDY: *SATELLITE COMMUNICATIONS, 2ND ED.*, MCGRAW-HILL, 1995
- [20] UNITAS I ABSCHLUßBERICHT

- [21] H. J. EULER UND B. SCHAFFIN: *ON A MEASURE FOR THE DISCERNIBILITY BETWEEN DIFFERENT AMBIGUITY SOLUTIONS IN THE STATIC-KINEMATIC GPS-MODE*. KINEMATIC SYSTEMS IN GEODESY, SURVEYING AND REMOTE SENSING, SYMPOSIUM No. 107, BANFF, KANADA, 1990, S. 285-295
- [22] P. J. G. TEUNISSEN: *LEAST-SQUARES ESTIMATION OF THE INTEGER GPS AMBIGUITIES*. INVITED LECTURE, SECTION IV THEORY AND METHODOLOGY, IAG GENERAL MEETING, PEKING, CHINA, 1994, S. 59-74
- [23] LN 9300, NORMENSTELLE LUFTFAHRT
- [24] ABDELMOULA, FETHI; *EIN BEITRAG ZUR BESTIMMUNG DER ERDBESCHLEUNIGUNGSANOMALIEN AN BORD EINES FLUGZEUGS*; DISSERTATION INSTITUT FÜR FLUGFÜHRUNG TU BRAUNSCHWEIG; SHAKER VERLAG, 2000
- [25] BALCHEN, JENS G.: *REGULIERUNGSTEKNIKK (REGLEUNGSTECHNIK) VOL. 1*; TAPIR, 1988
- [26] BEST, ROLAND: *THEORIE UND ANWENDUNG DES PHASE-LOCKED LOOPS*; AT VERLAG, 1976
- [27] BLOMENHOFER, HELMUT: *UNTERSUCHUNGEN ZU HOCHPRÄZISEN KINEMATISCHEN DGPS-ECHTZEITVERFAHREN MIT BESONDERER BERÜCKSICHTIGUNG ATMOSPHERISCHER FEHLEREINFLÜSSE*; HEFT 51 DER SCHRIFTENREIHE IM STUDIENGANG VERMESSUNGSWESEN DER UNIVERSITÄT DER BUNDESWEHR MÜNCHEN, 1996
- [28] BRONSTEIN – SEMENDJAJEW; *TASCHENBUCH DER MATHEMATIK*; BSB B.G. TEUBNER VERLAGSGESELLSCHAFT, LEIPZIG, 1979
- [29] CHATFIELD, AVERIL B.; *FUNDAMENTALS OF HIGH ACCURACY INERTIAL NAVIGATION*; AIAA, INC.; VOLUME 174; 1997
- [30] EISSFELLER, BERND: *EIN DYNAMISCHES FEHLERMODELL FÜR GPS AUTOKORRELATIONSEMPFÄNGER*; HABILITATIONSSCHRIFT BEI DER FAKULTÄT FÜR BAUINGENIEUR- UND VERMESSUNGSWESEN DER UNIVERSITÄT DER BUNDESWEHR MÜNCHEN, 1996
- [31] GARDENER, FLOYD M.; *PHASELOCK TECHNIQUES*; JOHN WILEY & SONS INC., 1979
- [32] GEC PLESSEY SEMICONDUCTORS: *GPS BUILDER DESIGNER'S GUIDE*, 1994
- [33] GEC PLESSEY SEMICONDUCTORS: *GP1010 APPLICATION BOARD*, 1993
- [34] GEC PLESSEY SEMICONDUCTORS: *GP1020 SIX-CHANNEL PARALLEL CORRELATOR CIRCUIT FOR GPS OR GLONASS RECEIVERS*, 1994
- [35] HENZLER, JENS; *VERBESSERUNG DES DYNAMISCHEN VERHALTENS EINES SATELLITENNAVIGATIONSEMPFÄNGERS*; DIPLOMARBEIT AM INSTITUT FÜR FLUGFÜHRUNG DER TU BRAUNSCHWEIG, 1995
- [36] LN 9300 – LUFTFAHRTNORM; FLUGMECHANIK; BEUTH-VERTRIEB GMBH, KÖLN, 1970
- [37] LOHL, NORBERT; *GENAUIGKEITSANALYSE VON TRÄGHEITSNAVIGATIONSSYSTEMEN*; DISSERTATION INSTITUT FÜR FLUGFÜHRUNG, TU-BRAUNSCHWEIG, 1981
- [38] MARTIN, SVEN; STOLZ, RALF; ALTMAYER, CHRISTIAN: *ALGORITHMENBESCHREIBUNG PROJEKT SHINE*; INSTITUT FÜR FLUGFÜHRUNG, TECHNISCHE UNIVERSITÄT BRAUNSCHWEIG, 2001
- [39] MEYBERG; VACHENAUER: *HÖHERE MATHEMATIK 1 + 2*; SPRINGER LEHRBUCH; 1990
- [40] NAVSTAR GLOBAL POSITIONING SYSTEM (GPS); NATO STANDARDIZATION AGREEMENT (STANAG)
- [41] NORTEL (NORTHERN TELECOM); *STR2775 SINGLE CHANNEL GPS/WAAS SIMULATOR – USER MANUAL*
- [42] PARKINSON, BRADFORD W.; SPILKER, JAMES J.; *GLOBAL POSITIONING SYSTEM*; VOLUME I AND II; AIAA INC., 1996
- [43] PRESS, WILLIAM H.; FLANNERY, BRIAN P.; TEUKOLSKY, SAUL A.; VETTERLING, WILLIAM T.: *NUMERICAL RECIPES IN PASCAL – THE ART OF SCIENTIFIC COMPUTING*; CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS, 1989
- [44] SALYCHEV, OLEG; *INERTIAL SYSTEMS IN NAVIGATION AND GEOPHYSICS*; BAUMAN NSTU PRESS, MOSCOW, 1998

- [45] SCHÄNZER, G.: *FLUG IN GESTÖRTER ATMOSPÄRE*; VORLESUNGSMANUSKRIFT FLUGFÜHRUNG III; INSTITUT FÜR FLUGFÜHRUNG; TU-BRAUNSCHWEIG, 1995
- [46] SCHÄNZER, G.: *THE USE OF SATELLITE NAVIGATION FOR PRECISE APPLICATIONS IN LAND, AIR AND SPACE ENVIRONMENTS*; SPN 3/92
- [47] TIBERIUS, C.C.J.M.; *RECURSIVE DATA PROCESSING FOR KINEMATIC GPS SURVEYING*; DISSERTATION DELFT UNIVERSITY OF TECHNOLOGY, 1998
- [48] UNBEHAUN, HEINZ; *REGELUNGSTECHNIK; VOL. I-III*; FRIEDR. VIEWEG & SOHN VERLAGSGESELLSCHAFT MBH, BRAUNSCHWEIG / WIESBADEN, 1997
- [49] WEISER, MARTIN: *EIN FEHLERMODELL FÜR DIE PRÄZISE SATELLITENORTUNG IN DYNAMISCHER UMGEBUNG*; DISSERTATION INSTITUT FÜR FLUGFÜHRUNG, TECHNISCHE UNIVERSITÄT BRAUNSCHWEIG, 1999
- [50] ZARLINK SEMICONDUCTOR; *GP2000 GPS RECEIVER HARDWARE DESIGN, APPLICATION NOTE*
- [51] *ORTUNG UND NAVIGATION*; ZEITSCHRIFT; 30. JAHRGANG, NR. 3/89; VERLAG TÜV RHEINLAND
- [52] *UNITAS I, 1. ZWISCHENBERICHT*; 1. ZWISCHENBERICHT DES VOM BMBF GEFÖRDERTEN PROJEKTS UNITAS (FKZ 50 NA 9911/5);
- [53] *UNITAS I, ABSCHLUSSBERICHT*; ABSCHLUSSBERICHT DES VOM BMBF GEFÖRDERTEN PROJEKTS UNITAS (FKZ 50 NA 9911/5); VERÖFFENTLICHT IN DER TIB HANNOVER
- [54] DISCHER, CHRISTIAN; TROELSEN JAN: *PROJEKT UNITAS II: 1. ZWISCHENBERICHT*; INSTITUT FÜR FLUGFÜHRUNG, TECHNISCHE UNIVERSITÄT BRAUNSCHWEIG, 2002
- [55] DISCHER, CHRISTIAN: *KONZEPTION EINES VERKOPPELTEN SATELLITENNAVIGATIONSEMPFÄNGERS ALS BESTANDTEIL EINES INTEGRIERTEN NAVIGATIONSSYSTEMS*; DIPLOMARBEIT INSTITUT FÜR FLUGFÜHRUNG, TECHNISCHE UNIVERSITÄT BRAUNSCHWEIG, 1996
- [56] DISCHER, CHRISTIAN: *UNTERSUCHUNG DER EMPFÄNGERBANDBREITE EINES SATELLITENNAVIGATIONSEMPFÄNGERS ZUR VERMEIDUNG UND UNTERDRÜCKUNG VON MEHRWEGEAUSBREITUNG*; STUDIENARBEIT INSTITUT FÜR FLUGFÜHRUNG, TECHNISCHE UNIVERSITÄT BRAUNSCHWEIG, 1995
- [57] DISCHER, CHRISTIAN: *EIN DYNAMISCHES FEHLERMODELL FÜR DIE SATELLITENORTUNG*; DISSERTATION INSTITUT FÜR FLUGFÜHRUNG, TECHNISCHE UNIVERSITÄT BRAUNSCHWEIG, 2003

4.2 Literaturquellen IfN Uni Stuttgart

- [58] ELLIOTT D. KAPLAN, „UNDERSTANDING GPS: PRINCIPLES AND APPLICATIONS“, ARTECH HOUSE, 1996.
- [59] PARKINSON B., SPIKER J. “GLOBAL POSITIONING SYSTEM: THEORY AND APPLICATIONS” , ISBN 1-56347-106-X
- [60] E.LUTZ, M.WERNER, A.JAHN, „SATELLITE SYSTEMS FOR PERSONAL AND BROADBAND COMMUNICATION“, SPRINGER, 2000.
- [61] C.YANG, „FFT ACQUISITION OF PERIODIC, APERIODIC, PUNCTURE, AND OVERLAID CODE SEQUENCE IN GPS“, PROCEEDINGS OF ION GPS 2001, SEP.
- [62] A.J.VAN DIERENDONCK, PAT FENTON AND TOM FORD, „THEORY AND PERFORMANCE OF NARROW CORRELATOR SPACING IN A GPS RECEIVER“, NAVIGATION JOURNAL OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION, VOL. 39, NO.3. FALL 1992.
- [63] *STATUS OF GALILEO FREQUENCY AND SIGNAL DESIGN*, G.W. HEIN, J. GODET, J.L. ISSLER, J.C. MARTIN, P. ERHARD, R. LUCAS-RODRIGUEZ, T. PRATT, EUROPEAN COMMISSION, BELGIUM
- [64] *BINARY OFFSET CARRIER MODULATIONS FOR RADIONAVIGATION*, J.W. BETZ, JOURNAL OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION, VOL. 48, NO. 4, WINTER 2001- 2002, PP. 227-246.

- [65] *STUDY OF THE IMPACT OF FALSE LOCK POINTS IN SUBCARRIER MODULATED RANGING SIGNALS AND RECOMMENDED MITIGATION APPROACHES*,
V.S. LIN, P.A. DAFESH, A. WU, THE AEROSPACE CORPORATION; C.R. CAHN, CONSULTANT TO THE AEROSPACE CORPORATION
- [66] *A DESIGN TECHNIQUE TO REMOVE THE CORRELATION AMBIGUITY IN BINARY OFFSET CARRIER (BOC) SPREAD SPECTRUM SIGNALS*,
P.W. WARD, NAVWARD GPS CONSULTING
- [67] *UNAMBIGUOUS TRACKER FOR GPS BINARY-OFFSET-CARRIER SIGNALS*
R.L. FANTE, THE MITRE CORPORATION
- [68] *A SOFTWARE RECEIVER FOR GPS-IIF L5 SIGNAL*,
L. RIES, CNES; C. MACABIAU, ENAC/TÉSA; O.NOUVEL, Q. JEANDEL, W. VIGNEAU, M3SYSTEMS; V. CALMETTES, SUPAERO/TÉSA; JL. ISSLER, CNES
- [69] *A NEW CLASS OF SPREADING CODES EXHIBITING LOW CROSS-CORRELATION PROPERTIES*,
A.R. PRATT, ORBSTAR CONSULTANTS, UK
- [70] *GPS IIR-M: MODERNIZING THE SIGNAL-IN-SPACE*,
J.A. RAJAN, J.A. TRACY, ITT INDUSTRIES
- [71] *CHARACTERIZATION OF L5 RECEIVER PERFORMANCE USING DIGITAL PULSE BLANKING*,
J. GRABOWSKI, ZETA ASSOCIATES INCORPORATED; C. HEGARTY, MITRE CORPORATION
- [72] *A SOFTWARE SIMULATION TOOL FOR GNSS2 BOC SIGNALS ANALYSIS*,
L. RIES, L. LESTARQUIT, E. ARMENGOU-MIRET, CNES; F. LEGRAND, W. VIGNEAU, M3SYSTEMS; C. BOURGA, ALCATEL SPACE INDUSTRIES; P. ERHARD, ESA; JL. ISSLER, CNESS
- [73] "GALILEO SYSTEM TEST BED V2 NAVIGATION SIGNAL-IN-SPACE ICD", ESA-APPNG-GSTBV2-SS-SPEC-PL-00271, 30 SEPTEMBER 2002
- [74] "STATUS OF GALILEO FREQUENCY AND SIGNAL DESIGN",
GUENTER W. HEIN, JEREMIE GODET, J. ISSLER, ETC., ION 2002.
- [75] "THE GALILEO FREQUENCY STRUCTURE AND SIGNAL DESIGN"
GUENTER W. HEIN, JEREMIE GODET, J. ISSLER, ECT, ION 2001.
- [76] "UNDERSTANDING GPS PRINCIPLES AND APPLICATIONS",
ELLIOTT D. KAPLAN, ARTECH HOUSE, 1996.
- [77] "GNSS SOFTWARE RECEIVERS",
SERGEY A. KRAUSS AND S. BERBERICH, GPS SOLUTIONS, VOL. 4, NO. 1, SUMMER 2002
- [78] "GPS BASELINE RECEIVER TOOLBOX USER'S GUIDE V0.8",
DATA FUSION CORPORATION, 2002.

4.3 Literaturquellen IfEN Uni Bw München

- [79] MACABIAU, CH., CHATRE, E. (2000): *SIGNAL QUALITY MONITORING FOR PROTECTION OF GBAS USERS AGAINST EVIL WAVEFORMS*, PROCEEDINGS OF THE 13TH INTERNATIONAL TECHNICAL MEETING OF THE SATELLITE DIVISION OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION, ION-GPS 2000, SEPTEMBER 19-22, 2000, SALT LAKE CITY, UTAH, 1202 – 1211
- [80] MITELMAN, A. ET AL (2000): *A REAL-TIME SIGNAL QUALITY MONITOR FOR GPS AUGMENTATION SYSTEMS*, PROCEEDINGS OF THE 13TH INTERNATIONAL TECHNICAL MEETING OF THE SATELLITE DIVISION OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION, ION-GPS 2000, SEPTEMBER 19-22, 2000, SALT LAKE CITY, UTAH, 862 – 871
- [81] JAKAB, A. (1999): *AN APPROACH TO GPS SATELLITE FAILURE DETECTION*, PROCEEDINGS OF THE 12TH INTERNATIONAL TECHNICAL MEETING OF THE SATELLITE DIVISION OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION, ION-GPS 1999, SEPTEMBER 14-17, 1999, NASHVILLE, TENNESSEE, 751 – 759

- [82] AKOS, D. ET AL. (2000): *SIGNAL QUALITY MONITORING: TEST RESULTS*, PROCEEDINGS OF THE NATIONAL TECHNICAL MEETING OF THE SATELLITE DIVISION OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION, ION-NTM 2000, JANUARY 26-28, 2000, ANAHEIM, CALIFORNIA, 536 – 541
- [83] SCHUSTER BRUCE, ALAN ET AL. (2000): *DETECTION OF GPS SATELLITE SIGNAL FAILURES IN SATELLITE BASED AUGMENTATION SYSTEMS (SBAS)*, PROCEEDINGS OF THE 13TH INTERNATIONAL TECHNICAL MEETING OF THE SATELLITE DIVISION OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION, ION-GPS 2000, SEPTEMBER 19-22, 2000, SALT LAKE CITY, UTAH, 189 – 198
- [84] SCHUSTER BRUCE, ALAN ET AL. (2001): *SATELLITE FAILURE DETECTION FOR EGNOS*, PROCEEDINGS OF THE 14TH INTERNATIONAL TECHNICAL MEETING OF THE SATELLITE DIVISION OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION, ION-GPS 2001, SEPTEMBER 11-14, 2001, SALT LAKE CITY, UTAH, 189 – 198
- [85] SHLOSS, P. ET AL. (2002): *A SIMPLE METHOD OF SIGNAL QUALITY MONITORING FOR WAAS LNAV/VNAV*, PROCEEDINGS OF THE 15TH INTERNATIONAL TECHNICAL MEETING OF THE SATELLITE DIVISION OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION, ION-GPS 2002, SEPTEMBER 24-27, 2002, PORTLAND, OREGON, 800 – 808
- [86] PHELTS, E. R. ET AL. (2001): *TRANSIENT PERFORMANCE ANALYSIS OF A MULTICORRELATOR SIGNAL QUALITY MONITOR*, PROCEEDINGS OF THE 14TH INTERNATIONAL TECHNICAL MEETING OF THE SATELLITE DIVISION OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION, ION-GPS 2001, SEPTEMBER 11-14, 2001, SALT LAKE CITY, UTAH
- [87] NORMARK, P.-L. ET AL. (2001): *THE NEXT GENERATION INTEGRITY MONITOR TESTBED (IMT) FOR GROUND SYSTEM DEVELOPMENT AND VALIDATION TESTING*, PROCEEDINGS OF THE 14TH INTERNATIONAL TECHNICAL MEETING OF THE SATELLITE DIVISION OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION, ION-GPS 2001, SEPTEMBER 11-14, 2001, SALT LAKE CITY, UTAH, 1200 – 1208
- [88] PULLEN, S. ET AL. (2000): *GBAS VALIDATION METHODOLOGY AND TEST RESULTS FROM THE STANFORD LAAS INTEGRITY MONITOR TESTBED*, PROCEEDINGS OF THE 13TH INTERNATIONAL TECHNICAL MEETING OF THE SATELLITE DIVISION OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION, ION-GPS 2000, SEPTEMBER 19-22, 2000, SALT LAKE CITY, UTAH
- [89] NORMARK, P.-L. ET AL. (2001): *THE INTEGRITY MONITOR TESTBED AND MULTIPATH LIMITING ANTENNA TEST RESULTS*, PROCEEDINGS OF THE 15TH INTERNATIONAL TECHNICAL MEETING OF THE SATELLITE DIVISION OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION, ION-GPS 2002, SEPTEMBER 24-27, 2002, PORTLAND, OREGON
- [90] LUO, M. ET AL. (2000): *DEVELOPMENT AND TESTING OF THE STANFORD LAAS GROUND FACILITY PROTOTYPE*, PROCEEDINGS OF THE NATIONAL TECHNICAL MEETING OF THE SATELLITE DIVISION OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION, ION-NTM 2000, JANUARY 26-28, 2000, ANAHEIM, CALIFORNIA, 210 – 219
- [91] EDGAR, C., CZOPEK, F. AND BARKER, B. (1993): *A CO-OPERATIVE ANOMALY RESOLUTION ON PRN 19*, PROCEEDINGS OF THE 13TH INTERNATIONAL TECHNICAL MEETING OF THE SATELLITE DIVISION OF THE INSTITUTE OF NAVIGATION, ION-GPS 2000, 2269-2271
- [92] RTCA [2000]: *GNSS BASED PRECISION APPROACH LOCAL AREA AUGMENTATION SYSTEM (LAAS)- SIGNAL-IN-SPACE INTERFACE CONTROL DOCUMENT (ICD)*, RTCA/DO-246A JANUARY 11, 2000
- [93] WERNER, W. [1999]: *ENTWICKLUNG EINES HOCHPRÄZISEN DGPS-DGLONASS NAVIGATIONSSYSTEMS UNTER BESONDERER BERÜCKSICHTIGUNG VON PSEUDOLITES; SCHRIFTENREIHE STUDIENGANG VERMESSUNGSWESEN, HEFT 64*, UNIVERSITÄT DER BUNDESWEHR, NEUBIBERG, 1999
- [94] BIBERGER, R. [2003]: [A CODE AND PHASE ERROR MODEL FOR PSEUDOLITE SIGNAL RECEPTION ON TOP MOUNTED AIRCRAFT ANTENNAS BASED ON MAXWELL'S EQUATIONS](#), THOMAS PANY, ANDREAS TEUBER, GUENTER W. HEIN, TORBEN SCHUELER, GNSS 2003 – EUROPEAN NAVIGATION CONFERENCE, 22-25 APRIL 2003, GRAZ, AUSTRIA
- [95] BIBERGER, R. [2001]: [PSEUDOLITE SIGNAL CREEPING ON CONDUCTING SURFACES](#), V. OEHLER, G. W. HEIN, B. EISSFELLER, T. SCHUELER, PROCEEDINGS OF ION-GPS 2001, THE INSTITUTE OF NAVIGATION, SALT LAKE CITY, UTAH, SEPT. 11-14, 2001, PP. 1238-1244
- [96] DB SYSTEMS [1999]: *GPS INTEGRATED MULTIPATH LIMITING ANTENNA*, DB SYSTEMS MODEL NUMBER DBs 200A-IMLA, TECHNICAL HANDBOOK, 24 MARCH 1999

- [97] TAYLOR [1995]: GUIDE FOR THE USE OF THE INTERNATIONAL SYSTEM OF UNITS (SI); NATIONAL INSTITUTE OF STANDARDS AND TECHNOLOGY SPECIAL PUBLICATION 811, 1995 EDITION
- [98] UNITAS WISSENSCHAFTSPROGRAMM, ABSCHLUSSBERICHT, DARA PROJEKT FKZ 50 NA 9911
- [99] VAN DIERENDONCK, A. J. [1998]: REPORT ON APL RECEIVER PSEUDORANGE BIAS INVESTIGATIONS, GPS SILICON VALLEY, 10 JULY 1998
- [100] [HTTP://WWW.NOVATEL.COM/DOCUMENTS/MANUALS/OM-20000018.PDF](http://www.novatel.com/Documents/Manuals/OM-20000018.pdf)
- [101] [HTTP://WWW.GLENALLETELECOM.COM/LMR_LOSS_TABLE.HTM](http://www.glenallentelecom.com/LMR_LOSS_TABLE.HTM)
- [102] BIBERGER, R. J., A. TEUBER, T. PANY, G. W. HEIN [2003]: DEVELOPMENT OF AN APL ERROR MODEL FOR PRECISION APPROACHES AND VALIDATION BY FLIGHT EXPERIMENTS, ION GPS/GNSS 2003, PORTLAND
- [103] KIRAN, S., C. BARTONE: VERIFICATION AND MITIGATION OF THE POWER-INDUCED MEASUREMENT ERRORS FOR AIRPORT PSEUDOLITES IN LAAS (NOT YET PUBLISHED)
- [104] CST – COMPUTER SIMULATION TECHNOLOGY [2002]: CST MICROWAVE STUDIO DOCUMENTATION VERSION 4
- [105] VAN DIERENDONCK, A. J. [1996]: GPS RECEIVERS, IN: W. PARKINSON AND J. SPILKER, GPS POSITIONING SYSTEM THEORY AND APPLICATIONS VOL., PROGRESS IN ASTRONAUTICS AND AERONAUTICS VOL. 163, AMERICAN INSTITUTE OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS, PP. 57-120

4.4 Literaturquellen IKN DLR Oberpfaffenhofen

- [106] [BRAASH] M.S. BRAASCH AND A.J. VAN DIERENDONCK, GPS RECEIVER ARCHITECTURES AND MEASUREMENTS, PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 87, NO. 1, PP. 48-64, 1999
- [107] [CODIT] CODIT, FINAL PROPAGATION MODEL, REPORT R2020/TDE/PS/DS/P/040/B1, 1994.
- [108] [ERTEL] R.B. ERTEL, P. CARDIERI, K.W. SOWERBY, T.S. RAPPAPORT, J.H. REED, "OVERVIEW OF SPATIAL CHANNEL MODELS FOR ANTENNA ARRAY COMMUNICATION SYSTEMS", IEEE PERSONAL COMMUNICATION, FEBR. 1998, PP. 10-22.
- [109] [JAHN] JAHN, "PROPAGATION CONSIDERATIONS AND FADING COUNTER-MEASURES FOR MOBILE MULTIMEDIA SERVICES", INTERNATIONAL JOURNAL OF SATELLITE COMMUNICATIONS, VOL. 19, PP. 223-250, 2001
- [110] [GODARA] L.C. GODARA, APPLICATION OF ANTENNA ARRAYS TO MOBILE COMMUNICATIONS. II. BEAM-FORMING AND DIRECTION-OF-ARRIVAL CONSIDERATIONS, PROCEEDINGS OF THE IEEE , VOLUME: 85 ISSUE: 8 , AUG. 1997, PAGE(S): 1195 –1245
- [111] [HAARDT] M. HAARDT, M.D. ZOLTOWSKI, AND C.P. MATHEWS, "ESPRIT AND CLOSED-FORM 2D ANGLE ESTIMATION WITH PLANAR ARRAYS," DIGITAL SIGNAL PROCESSING HANDBOOK, V. MADISSETTI AND D. WILLIAMS (EDS.), SECTION XII-63, CRC PRESS, BOCA RATON, FL, 1998
- [112] [KAVAK] A. KAVAK, W. YANG, G. XU, W.J. VOGEL, CHARACTERISTICS OF VECTOR PROPAGATION CHANNELS IN DYNAMIC MOBILE SCENARIOS, IEEE TRANS. ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 49, NO. 12, 2001, PP. 1695 - 1702.
- [113] [KLEFENZ] F. KLEFENZ AND A. DREHER, ADAPTIVE DIGITAL BEAMFORMING ANTENNAS WITH NAVIGATION RECEIVER FOR GALILEO APPLICATIONS, PROC. ENC-GNSS 2003, GRAZ, AUSTRIA, 22-25 APRIL, 2003
- [114] [LAST] J.D. LAST, GLOBAL SATELLITE NAVIGATION IN EUROPE - ON COURSE?, THE EUROPEAN NAVIGATION CONFERENCE GNSS2003, GRAZ, AUSTRIA, 22-25 APRIL 2003
- [115] [LIBERTI] J.C. LIBERTI AND T.S. RAPPAPORT, SMART ANTENNAS FOR CDMA WIRELESS SYSTEMS: APPLICATIONS TO IS-95 AND WIDEBAND CDMA, PRENTICE HALL, PRENTICE HALL, NJ, 1998
- [116] [LITVA] J. LITVA, K.-Y. LO, DIGITAL BEAMFORMING IN WIRELESS COMMUNICATIONS, ARTECH HOUSE, 1996

-
- [117] [PARSON] J.D. PARSON, THE MOBILE RADIO PROPAGATION CHANNEL, PENTECH PRESS LIMITED, 1992.
- [118] [STEINGAß] A. STEINGAß AND A. LEHNER, CHARACTERISTICS OF THE LAND MOBILE NAVIGATION CHANNEL FOR CAR APPLICATIONS, PROC. ENC-GNSS 2003, GRAZ, AUSTRIA, 22-25 APRIL, 2003
- [119] [STEPHENNE] A. STEPHENNE, B. CHAMPAGNE, EFFECTIVE MULTI-PATH VECTOR CHANNEL SIMULATOR FOR ANTENNA ARRAY SYSTEMS, IEEE TRANS. VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 49, NO.6, PP.2370-2381, 2000.
- [120] [TREES] HARRY L. VAN TREES, OPTIMUM ARRAY PROCESSING (DETECTION, ESTIMATION AND MODULATION THEORY, PART IV), JOHN WILEY, 2002

5 Zusammenarbeit mit anderen Stellen

Außer mit den am Projekt beteiligten Institutionen sowie Thales GmbH fand keine Zusammenarbeit mit anderen Firmen oder Forschungseinrichtungen statt.

6 Erzielte Ergebnisse

6.1 Ergebnisse des Instituts für Flugführung, Technische Universität Braunschweig

6.1.1 Kopplung von GPS und INS zur Steigerung von Integrität und Positionsgenauigkeit (APs 310.000)

6.1.1.1 Integriertes Navigationssystem auf Rangebasis mit Doppeldifferenzen

Das bisher im Integrierten System in UniTas I verwendete Konzept beruht auf einem Kalmanfilter, das auf Positionsbasis arbeitet. Im Laufe der Untersuchungen hat sich herausgestellt, dass sich für die Implementierung verbesserter Fehlermodelle ein Kalmanfilter auf Rangebasis besser eignet. Der wesentliche Vorteil dieses Ansatzes liegt darin, dass das Fehlerverhalten beider komplementärer Sensoren in einem Filter beschrieben und gewichtet werden kann. Der Übergang von Einfach- auf Doppeldifferenzen sollte zu einer Verringerung des Gesamtfehlerbudgets dadurch führen, dass viele der Satelliten- und Empfänger-Fehler wegfallen. Beispielhaft fallen Satelliten- und Empfänger-Uhrenfehler weg und müssen somit nicht modelliert und nicht in dem Navigationsfilter mitgeschätzt werden.

6.1.1.1.1 Filterentwurf

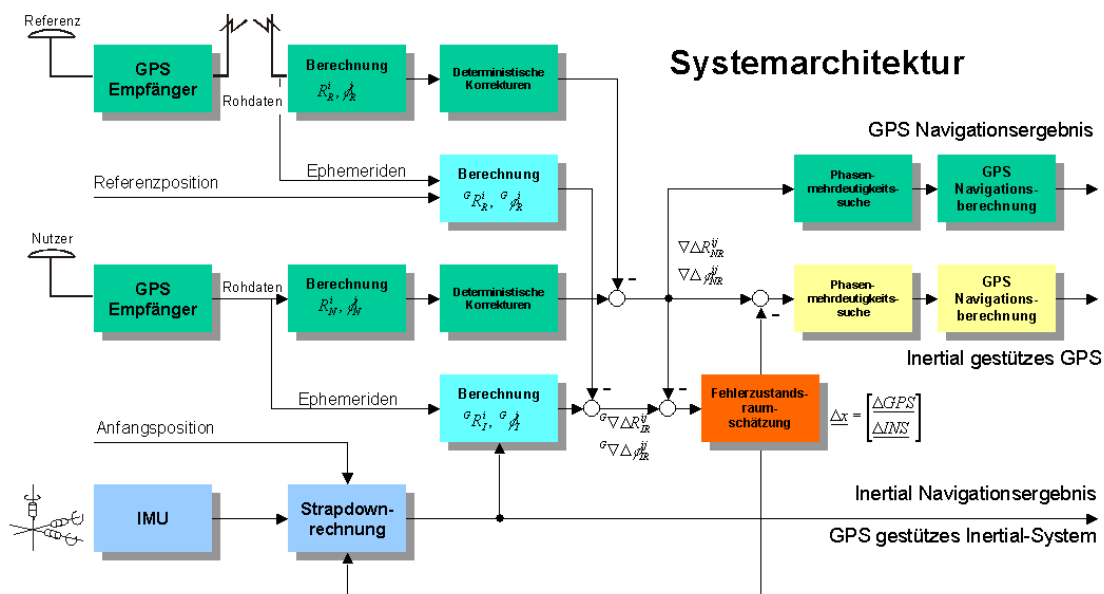


Abbildung 6.1-1: Systemarchitektur des Integrierten Systems auf Basis von Doppeldifferenzen

Abbildung 6.1-1 zeigt den Entwurf der kompletten Systemarchitektur eines Integrierten Systems auf Doppeldifferenzbasis.

Der linke obere Teil (im Blockschaltbild grün dargestellt) stellt im Prinzip ein aus der Literatur bekanntes Phasen-DGPS System auf Doppeldifferenzbasis dar. Die wesentlichen Merkmale dieses Ansatzes sollen im folgenden noch einmal kurz zusammengefasst werden.

Die Beobachtungsgleichungen für GPS Pseudoschrägertfernungs- und Trägerphasenmessungen bilden die Grundlage für jede Art von Positionsrechnungen und sind in der Literatur eingehend beschrieben. Ein vereinfachtes Modell für Pseudorange- R_i^k (Siehe Abbildung 6.1-2) und Trägerphasenmessung ϕ_i^k ist

$$\begin{aligned} R_i^k &= \rho_i^k + c \cdot (\Delta t_i - \Delta t^k) + d_{\text{Tropo},i}^k + d_{\text{Iono},i}^k + v_{R,i}^k \\ \phi_i^k &= \rho_i^k + c \cdot (\Delta t_i - \Delta t^k) + \lambda \cdot N_i^k + d_{\text{Tropo},i}^k - d_{\text{Iono},i}^k + v_{\phi,i}^k \end{aligned} \quad (6.1.1)$$

λ	Wellenlänge des Trägersignals
ρ_i^k	Geometrische Entfernung zwischen Satellit k und Empfänger i
c	Lichtgeschwindigkeit
Δt^k	Uhrenfehler Satellit k
Δt_i	Uhrenfehler Empfänger i
$N, N \in \mathbb{Z}$	Trägerphasenmehrdeutigkeit, ganzzahlig
$d_{\text{Tropo},i}^k, d_{\text{Iono},i}^k$	Tropo- und Ionosphärenfehler zwischen Satellit k und Empfänger i
$v_{R,i}^k, v_{\phi,i}^k$	Messrauschen Pseudorange bzw. Trägerphase

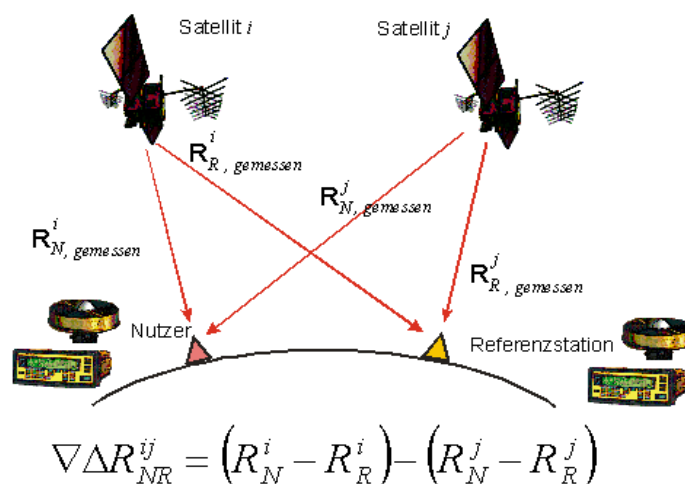


Abbildung 6.1-2: GPS Navigation mit Doppelten Differenzen

Die geometrischen Entfernung zwischen Satellit und Empfänger ist bei bekannter Satellitenposition nur noch von der Position der Antenne des Empfängers abhängig. Des weiteren geht die Differenz der Uhrenfehler $(\Delta t_i - \Delta t_j^k)$ in die Beobachtungsgleichungen mit ein. Die zunächst unbekanntes Tropo- und Ionosphärenfehler können mit Hilfe der Differentialtechnik nahezu eliminiert werden. Hierzu werden einfache Differenzen gebildet, indem die Messung einer feststehenden Antenne j mit bekannter Position zu einem bestimmten Satelliten von der entsprechenden Messung des bewegten Nutzers i subtrahiert wird

$$\begin{aligned}\nabla R_{ij}^k &= R_i^k - R_j^k = (\rho_i^k - \rho_j^k) + c(\Delta t_i - \Delta t_j) + \nabla v_{R,ij}^k \\ \nabla \phi_{ij}^k &= \phi_i^k - \phi_j^k = (\rho_i^k - \rho_j^k) + c(\Delta t_i - \Delta t_j) + (N_i^k - N_j^k) + \nabla v_{\phi,ij}^k\end{aligned}\quad (6.1.2)$$

Durch diese Differenzbildung verbleiben als Unbekannte lediglich die Positionskordinaten des Nutzers, die Uhrenfehlerdifferenz der zwei Empfänger und der differenzierte Mehrdeutigkeitsterm. Auf dieser Grundlage kann bereits ein Positionsfilter entworfen werden. Eine weitere Vereinfachung tritt ein, wenn die einfach-differenzierten Messungen zu jeweils zwei unterschiedlichen Satelliten k und l voneinander subtrahiert werden

$$\begin{aligned}\Delta \nabla R_{ij}^{kl} &= \nabla R_{ij}^k - \nabla R_{ij}^l = (\rho_i^k - \rho_j^k) - (\rho_i^l - \rho_j^l) + \Delta \nabla v_{R,ij}^{kl} \\ \Delta \nabla \phi_{ij}^{kl} &= \nabla \phi_{ij}^k - \nabla \phi_{ij}^l = (\rho_i^k - \rho_j^k) - (\rho_i^l - \rho_j^l) + (N_i^k - N_j^k) - (N_i^l - N_j^l) + \Delta \nabla v_{\phi,ij}^{kl}\end{aligned}\quad (6.1.3)$$

Jetzt verbleiben nur noch die unbekanntes Nutzerkoordinaten, ein gekoppelter Fehlerterm und für die Trägerphasenmessung die ganzzahligen Mehrdeutigkeiten. Die gekoppelten Fehlerterme sind unkorrelierte Messfehler der Ranges wie Empfängerfehler, Mehrwegeausbreitung und Differenzen der Tropo- und Ionosphärenfehler zwischen Referenz und Nutzer.

Werden nun noch die Mehrdeutigkeiten gelöst, erhält man mittels eines geeigneten Navigationsalgorithmus (z.B. Least-Square) eine reine PDGPS Navigationslösung (vgl. rechter oberer Block in Abb. 1.2.1).

Die Inertialdaten werden in dem Strapdownmodul (blaue Module in Abbildung 6.1-1) durch eine inkrementelle inertielle Navigationsberechnung verarbeitet. Durch die bekannte Anfangsposition ist auch die erdfixe Position (Breitengrad, Längengrad, Höhe) bekannt und wird als Teil des inertialen Navigationsergebnisses ausgegeben (rechts unten im Blockschaltbild).

Bis zu diesem Punkt handelt es sich um zwei unabhängige, bestens bekannte Navigationsverfahren. In diesem AP soll nun die Kopplung beider Verfahren auf Doppeldifferenzbasis mit einer komplexen Fehlermodellierung beider Sensoren durchgeführt werden.

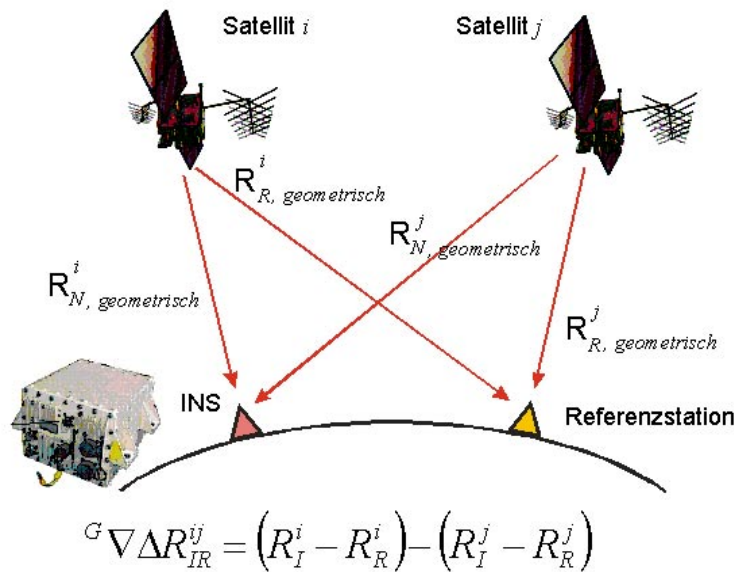


Abbildung 6.1-3: INS Position ausgedrückt als Doppelte Differenzen

Um die Strapdown-Rechnung mit Hilfe von GPS Ranges und Doppeldifferenzen zu stützen, müssen die Fehler des Inertialsensors in Abhängigkeit der GPS-Messgrößen beschrieben werden. Mit Hilfe der sich aus der Strapdown-Rechnung ergebenden Position und den vom GPS bekannten Satellitenpositionen (Ephemeriden) können nun auch für die inertielle Position Ranges gebildet werden. Im Gegensatz zu den GPS-Rangemessungen handelt es sich hier jedoch um rein geometrische Ranges. Analog zum oben beschriebenen Vorgehen werden auch hier Doppeldifferenzen gebildet. Dies ist weniger dazu notwendig, um Fehler zu eliminieren (da ja bereits von geometrischen Ranges ausgegangen wurde), sondern dient vielmehr dazu, eine dem GPS-Prozess vergleichbare Messgröße zu erzeugen. Die geometrischen inertialen Doppeldifferenzen sind in Abbildung 6.1-3.

Die Berechnung wird ausschließlich auf Basis geometrischer Abstände vom Satelliten zur INS- und Referenz- Position gemacht:

$$\begin{aligned} \nabla R_{INS,j}^k &= R_{INS,geometrisch}^k - R_{j,geometrisch}^k = (\rho_{INS}^k - \rho_j^k) + \nabla v_{INS,j}^k \\ \Delta \nabla R_{INS,j}^{kl} &= \nabla R_{INS,j}^k - \nabla R_{INS,j}^l = (\rho_{INS}^k - \rho_j^k) - (\rho_{INS}^l - \rho_j^l) + \Delta \nabla v_{INS,j}^{kl} \end{aligned} \quad (6.1.4)$$

ρ_j^k	Geometrische Entfernung zwischen Satellit k und Referenz-Empfänger j
ρ_{INS}^k	Geometrische Entfernung zwischen Satellit k und INS Position
$\nabla v_{INS,j}^k$	Prozessrauschen der Inertial-Sensoren, Einfluss auf Einfachdifferenz k -INS und k - j
$\Delta \nabla v_{INS,j}^{kl}$	Prozessrauschen der Inertial-Sensoren, Einfluss auf Doppeldifferenz k -INS, k - j , l -INS und l - j

Die Doppeldifferenzen aus GPS und INS kann man nun voneinander abziehen, und es ergibt sich unter der Annahme, dass die IMU und die GPS-Antenne auf dem selben Punkt platziert sind, für die Pseudorange:

$$\Delta\Delta\nabla R_{INS}^{kl} = \Delta\nabla R_{INS,j}^{kl} - \Delta\nabla R_{ij}^{kl} = \Delta\nabla v_{INS}^{kl} - \Delta\nabla v_{R,ij}^{kl} \quad (6.1.5)$$

Dabei stellt $\Delta\nabla v_{R,ij}^{kl}$ die gekoppelten GPS Fehler dar und $\Delta\nabla v_{INS}^{kl}$ die resultierenden Doppeldifferenz-Fehler aufgrund der Fehler der Inertialsensoren. Analog ist es bei Benutzung der Trägerphasemessung, wo die Doppeldifferenzen wie folgt aussehen:

$$\Delta\Delta\nabla\phi_{INS}^{kl} = \Delta\nabla R_{INS,j}^{kl} - \Delta\nabla\phi_{ij}^{kl} = \Delta\nabla v_{INS}^{kl} - \left[(N_i^k - N_j^k) - (N_i^l - N_j^l) + \Delta\nabla v_{\phi,ij}^{kl} \right] \quad (6.1.6)$$

Die Mehrdeutigkeiten sind als Messgröße hinzugekommen. Der Unterschied bei Benutzung der Trägerphasen-Doppeldifferenzen und Pseudorange-Doppeldifferenzen liegen auf der Hand. Trägerphasen-Doppeldifferenzen sind genauer als die Pseudorange-Doppeldifferenzen, sind aber erst dann verfügbar, wenn die Mehrdeutigkeiten auch gelöst sind. Pseudorange-Doppeldifferenzen dagegen sind immer verfügbar, solange der Satellit getrackt wird - auch in Perioden, wo eine Mehrdeutigkeitssuche läuft. Die Doppeldifferenzformulierungen dienen als Messgröße für das Navigationsfilter. Am Ausgang des Filters liegt ein Fehlerzustandsvektor für den INS- und GPS-Fehler vor. Der INS-Teil wird auf die Strap-down-Rechnung zurückgeführt. Der Anteil des Fehlervektors, der die GPS-Modellierung betrifft, wird zur Korrektur der GPS-Doppeldifferenzen verwendet. Mit den korrigierten Doppeldifferenzen wird eine erneute Mehrdeutigkeitssuche angestoßen. Über ein entsprechenden Navigationsalgorithmus kann nun eine inertial gestützte GPS-Lösung bestimmt werden (Mitte rechts in Abb. 1.2.1).

6.1.1.2 GPS Fehlermodellierung

6.1.1.2.1 Überblick der Dissertation: „Ein dynamisches Fehlermodell für die Satellitenortung in einem integrierten INS/GNSS-Navigationssystem“

Da Teile dieses Arbeitspaket in Rahmen der Dissertation: „Ein dynamisches Fehlermodell für die Satellitenortung in einem integrierten INS/GNSS-Navigationssystem“ [57] bearbeitet wurde, wird hier die Arbeiten ausschließlich in Form einer Überblick der Dissertation beschrieben, die hier folgt:

In den letzten Jahren sind die Genauigkeitsanforderungen an Satellitenortungssensoren ständig gestiegen. Heute werden mit Hilfe trägerphasenauswertungsbasierter Differentialmethoden statische Positionsgenauigkeiten im Sub-Zentimeterbereich erreicht. Werden vergleichbare (oder bessere) Leistungen jedoch für dynamisch bewegte Fahrzeuge gefordert, sind die erwähnten Methoden nicht ausreichend. Hierfür ist zusätzlich eine Berücksichtigung des dynamischen Fehlerverhaltens des Satellitenortungssensors erforderlich.

Um eine Aussage über die Dynamik eines Fahrzeuges zu bekommen, bieten sich inertielle Sensorsysteme - bestehend aus Beschleunigungsmessern und Drehratensensoren - an. Da

Inertialsensorik und Satellitenortung komplementäre Eigenschaften besitzen und sich bei geeigneter Kopplung ideal ergänzen, werden sie bereits seit einiger Zeit gemeinsam in integrierten Navigationssystemen eingesetzt. Ausgehend von einem solchen System wird im Rahmen dieser Arbeit mit Hilfe der durch die Inertialsensorik bestimmten Fahrzeugdynamik das oben erwähnte Fehlermodell für den Satellitenortungssensor abgeleitet. Dies stellt insofern eine Erweiterung des Ansatzes integrierter Navigationssysteme dar, als die heute üblichen Implementationen in der Regel nur eine Fehlermodellierung für die Inertialsensoren vorsehen.

Zur Ableitung des Fehlermodells für den Satellitenortungssensor wird zunächst ein Simulationsmodell entwickelt, das die wesentlichen dynamischen Reaktionen des GNSS-Empfängers (GNSS – Global Navigation Satellite System) beschreibt. Anschließend wird es anhand realer Messungen validiert. Im nächsten Schritt wird es in ein echtzeitfähiges Programmmodul umgewandelt und als Fehlermodellierung in die Steuersoftware des integrierten Navigationssystems des Institut für Flugführung implementiert. In der praktischen Erprobung mit dem Forschungsflugzeug des IFF wird abschließend die Funktionsfähigkeit des entwickelten Konzeptes sowie die daraus resultierende Verbesserung der Gesamtgenauigkeit in der Positionsbestimmung hochdynamisch bewegter Fahrzeuge nachgewiesen.

Die dieser Arbeit zugrunde liegende Hypothese, dass in einem integrierten Navigationssystem die zusätzliche dynamische Fehlermodellierung des Satellitenortungssensors zu einer verbesserten Gesamtleistung führt, wird im Rahmen dieser Arbeit analytisch, in Simulationen und schließlich im Experiment nachgewiesen. AP310.200: Inertialsensor, Integration in das Navigationssystem

6.1.1.2 Untersuchung des Einflusses gemessener Atmosphärenparameter auf GPS-Troposphärenmodelle

Die abgestrahlten Signale in Form elektromagnetischer Wellen sind auf ihrem Weg vom Satelliten zum Nutzer einer Vielzahl von Einflüssen ausgesetzt. Dazu gehören neben Störungen in der Ionosphäre in erster Linie Einflüsse der unteren Luftschichten der Erde. Diese Medien besitzen durch die in ihnen enthaltenen Gase unterschiedliche Ausbreitungsgeschwindigkeiten für elektromagnetische Wellen. Besonders ist hierbei die Troposphäre zu betrachten, da diese eine relativ hohe Stoffdichte aufweist. Diese Eigenschaft ruft Brechungseffekte hervor, die zu Strahlkrümmungen und damit zu Verlängerungen der Signalwege führen. Da der Ansatz der Navigationsgleichung jedoch von einer geradlinigen Verbindung zwischen Satellit und Nutzer ausgeht, kommt es zu einem systematischen Fehler in der Positionsbestimmung.

Bis heute existiert eine Vielzahl von Modellen, die die troposphärische Refraktion beschreiben. Sie beschreiben in erster Linie den Aufbau der Troposphäre mit Hilfe atmosphärischer Größen wie Luftdruck, Temperatur, Wasserdampfpartialdruck u.a. und daraus folgend die oben dargestellte Signalverlängerung. Darüber hinaus wurden sog. Mappingfunktionen entwickelt, die den Einfluss der Elevation der Satelliten berücksichtigen.

Im Folgenden werden die wichtigsten dieser Modelle betrachtet:

- das Refraktionsmodell nach SAASTAMOINEN mit integrierter Mappingfunktion
- das HOPFIELD-Modell in Kombination mit der BLACK&EISNER-Mappingfunktion
- die sog. WAAS-Modelle mit der Mappingfunktion nach NIELL

Diese Modelle werden auf ihre Einflussgrößen hin theoretisch untersucht und verglichen. Außerdem wird das Modellverhalten im realen Anwendungsfall auf Basis von im Flugversuch

gesammelten Einflussgrößen betrachtet. Zu diesem Zweck wurde eine Simulationsumgebung entwickelt, die die entsprechende Funktionalität für diese Untersuchungen besitzt.

Alle betrachteten Troposphären-Refraktionsmodelle unterscheiden grundsätzlich zwei Einflüsse auf die Signalwegverlängerung:

1. Den Hauptanteil liefert der Gehalt an Gasen von Stickstoff und Sauerstoff in der unteren Atmosphäre. Dieser wird als sog. *trockener Refraktions-Anteil* bezeichnet und kann, wie Messungen aus Ray-Tracing-Versuchen bestätigen, mit den Modellen recht genau erfasst werden.
2. Ein zusätzlicher Einfluss rührt aus dem in der Luft enthaltenen Wasserdampf her und wird als *Feuchte-Anteil* der Refraktion bezeichnet. Dieser ist im Vergleich zum Trocken-Anteil geringer, jedoch aufgrund der großen Ungenauigkeit in der Vorhersagbarkeit der Verteilung des Wasserdampfes in der Troposphäre ungleich schwieriger zu modellieren. Alle hier untersuchten Modelle besitzen in diesem Punkt Schwächen und setzen mehr oder weniger große Vereinfachungen an.

Die untersuchten Modelle lassen sich durch die erforderlichen Einflussparameter in zwei Klassen einteilen:

- Das HOPFIELD- wie auch das SAASTAMOINEN-Modell benötigen zur Berechnung des refraktorischen Einflusses aktuelle atmosphärische Größen. Diese müssen auf der Nutzerseite durch entsprechende Messeinrichtungen zur Verfügung stehen. Es besitzt zusätzlich zum Hopfield-Modell neben atmosphärischen Einflussparametern eine Reihe von Korrekturfaktoren, die Breitengrad und Höhe der Station mit berücksichtigen.
- Sind auf der Nutzerseite aktuelle atmosphärische Größen nicht verfügbar, so bieten die untersuchten WAAS-Modelle UNB3 sowie UNB4 in Verbindung mit der NIELL-Mappingfunktion eine gute Näherung. Diese Modelle benötigen zur Berechnung lediglich die Nutzerposition und eine jahreszeitliche Angabe. Die atmosphärischen Größen werden daraus folgend aus statistisch erhobenen Randwerten interpoliert. Demgegenüber werden in dem UNB1-Modell nur globale Mittelwerte mit keinerlei saisonaler Abhängigkeit angesetzt, worin eine deutliche Schwäche dieses Modells besteht.

6.1.1.2.2.1 Die Simulationsumgebung YaSE/DoPE

Bei YaSE/DoPE handelt es sich um umfangreiches System zur rechnergestützten Simulation troposphärischer Refraktionseinflüsse auf GPS-Signale entwickelt bei der Institut für Flugführung. Es bietet zwei Versuchsmodi, verschiedene Treiber für Eingangsdaten sowie eine Auswahl gängiger Troposphären-Refraktionsmodelle.

In der vorliegenden Version 1.2 wurde Wert auf folgende Eigenschaften gelegt:

Flexibilität

Mit der Simulationsumgebung lassen sich theoretische Parameterabhängigkeiten von Troposphären-Refraktionsmodellen untersuchen. Dazu können Umgebungsbedingungen vorgegeben werden. Eine frei wählbare Einflussgröße lässt sich dann zwischen Minimal- und Maximalwert mit vorgegebener Schrittweite variieren.

Ebenso können Untersuchungen des Modellverhaltens unter Anwendungsbedingungen durchgeführt werden. Dazu bietet das System die Möglichkeit, im Flugversuch aufgezeichnete Größen der realen Atmo-

sphäre zur Simulation zu verwenden. Es werden hierzu gespeicherte Daten im MX4-Format unterstützt. Ebenfalls einbezogen wird die GPS-Satellitenkonfiguration zum Versuchszeitpunkt, wozu Almanachdaten im YUMA-Format dienen.

Modularität Alle Komponenten des Systems sind jeweils als Einzelmodul für Nutzerinterface, Kernel, Eingabetreiber zur Datenaquisition, troposphärische Refraktionsmodelle usw. realisiert. Dies bietet die Möglichkeit, die Funktionalität durch beispielsweise zusätzliche Refraktionsmodelle oder Treiber zur Unterstützung weiterer Dateiformate zu erweitern.

Portierbarkeit Die Implementation wurde auf Basis der Microsoft Win32-API mit dynamisch ladbaren Bibliotheken erstellt. Durch den Einsatz von ANSI-C/C++ und Compilerdirektiven, die spezifischen Code der Win32-API kapseln, ist eine Anpassung an andere Betriebssysteme leicht möglich.

6.1.1.2.2.2 Auswertung

Exemplarisch für die durchgeführten Simulationen ist hier eine Parametervariation über die relative Luftfeuchtigkeit aufgeführt. Während andere Einflussgrößen wie Temperatur und Luftdruck konstant gehalten werden, wurde die relative Luftfeuchtigkeit von 0 bis 100% variiert. Das Ergebnis zeigt die folgende Abbildung.

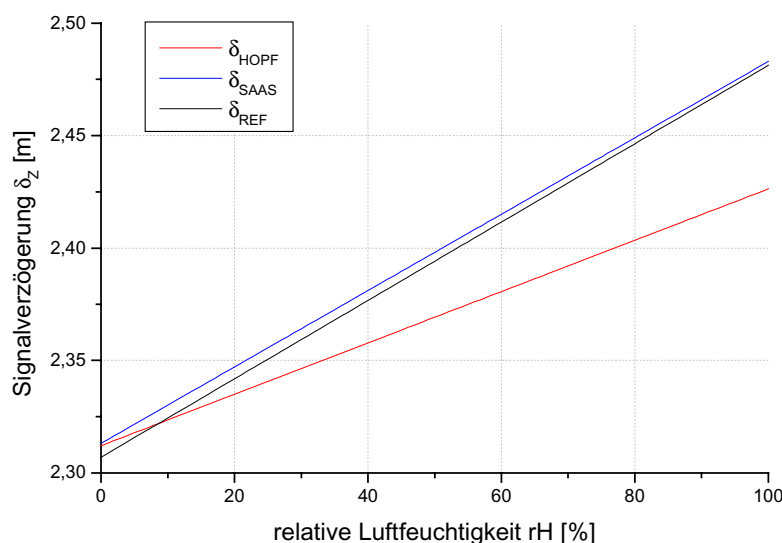


Abbildung 6.1-4 Parametervariation über die relative Luftfeuchte

Wie aus dem Diagramm ersichtlich, besteht ein Zusammenhang zwischen der Luftfeuchtigkeit und der Signalwegverlängerung sowohl nach SAASTAMOINEN (δ_{SAAS}) als auch nach HOPFIELD (δ_{HOPF}). Das SAASTAMOINEN-Modell kennzeichnet hierbei eine größere Einflussnahme.

Anmerkung: Der Graph δ_{REF} stellt das Ergebnis eines Referenzmodells dar, was zur Vergleichbarkeit mit den WAAS-Modellen entwickelt wurde.

Weitere Untersuchungen wurden bezüglich Temperatur, Luftdruck, Stationsposition, Jahreszeit sowie Bedingungen unter Extremklimata durchgeführt. Die Ergebnisse dieser Simulationen werden im Zusammenhang mit der Integration der daraus resultierenden Fehlermodelle in das Gesamtsystem im nächsten Bericht noch ausführlich dargestellt. Weiterhin wird das

GPS-Fehlermodell noch um eine Beschreibung der Fehlereinflüsse aufgrund von Dynamikeinflüssen auf die Empfängerhardware erweitert.

6.1.1.3 Der Trägheitssensor

Im Vorläuferprojekt UniTaS I wurde bereits die Beschaffung eines neuen Trägheitssensors beantragt und genehmigt. Aufgrund von Problemen mit den US Exportlizenzen war es leider nicht möglich, diesen Sensor innerhalb der Projektlaufzeit zu beschaffen. Trotz des stattdessen verwendeten, nicht optimalen Sensors (Litef LLN-G1) aus dem Bestand des IFF ist es in UniTaS I gelungen, ein Integriertes Navigationssystem für den Einsatz in Flugzeugen aufzubauen und erfolgreich mit guten Ergebnissen zu erproben. Dabei stellten sich jedoch die bereits vorab vermuteten Probleme der exakten Zeitsynchronisierung und externen Triggerung des Trägheitssensors sowie die Notwendigkeit einer hohen Datenrate als wesentliche Einflussgrößen heraus. In UniTaS II ist es möglich gewesen, durch die Firma iMAR GmbH, eine geeignete Plattform mit sehr guten Leistungsdaten, guter Zeitsynchronisierung und externer Triggerung zu beziehen. Die Plattform ist in Abbildung 6.1-5 zu sehen und ihre Leistungsdaten sind in Tabelle 6.1-1 aufgelistet.



Abbildung 6.1-5: Die im Rahmen UniTaS II neu angeschaffte Trägheitsplattform iMAR SYS124

	Drehratesensoren: Photonetics FOG CLASS 2-M	Beschleunigungssensoren: JAE-5IIIB: Quartz Hing closed loop (Q-Flex)
Messbereich:	±130 Grad/S	±20 g
Bias OTR*:	< 0.1 deg/h	< 4 mg
Bias Stabilität:	< 0.005 deg/h	< 200 µg
Skalenfaktor Stabilität:	< 30 ppm	< 500* ppm
Random Walk:	< 0.0025 deg/ sqrt(h)	—
Auflösung:	0.2" (55 E-06 °)	< 1 µg
Linearitätsfehler:	30 ppm	< 20 µg / g ²
Datenrate:	1... 1000 Hz	
Ausgang:	RS232/422, Ethernet	
Synchronisation:	Input für PPS	
Power:	18...34 V DC	
Temperatur:	-30...+70 °C	
Schock:	60 g, 6 ms	
Gewicht:	ca. 8,6 kg	
Größe:	ca. 350 x 213 x 180 mm	

Tabelle 6.1-1: Leistungsdaten der SYS124

6.1.1.3.1 Inbetriebnahme

Ziel war es, ein Navigationssystem aufzubauen, mit dem ein direkter Vergleich der in UniTa-SI verwendeten IMU Litef LLN-G1 und der neuen SYS124 durchgeführt werden konnte. Um dies zu erreichen wurde der Integsys-Rechner, der in UniTaS I angeschafft wurde mit der notwendigen Stromversorgung erweitert. Da eine Datenrate von bis zu 1000 Hz wünschenswert war, werden die Rohdaten nicht wie beim Litef Sensor über eine serielle RS422 Leitung, sondern über Peer-To-Peer 100 Mbit Ethernet übertragen. Die dafür notwendige Schnittstelle war am Navigationsrechner vorhanden und bislang unbenutzt. Die Triggerung der Plattform wurde durch Abzweigen des Puls Per Second (PPS) Signal aus dem GPS-Empfänger realisiert. Zur Integration in das existierende System wurden geeignete Ethernet-Treiber sowie Softwareschnittstellen definiert. Unvorhergesehenen Aufwand stellte die Implementation eines Datentreibers für das Echtzeitsystem dar. Die vorhandene Bibliothek-Funktionen des Echtzeit Kernel (von On Time Systems) unterstützte die notwendige Datenübertragungsgeschwindigkeit nicht, so dass ein Update des gesamten Echtzeitkernel notwendig war. Nach Anpassen der Strapdownrechnung an die neuen Datenstrukturen und die hohen Datenraten, konnten die ersten Daten des gesamten Navigationssystems erfasst und ausgewertet werden.

6.1.1.4 Fehlermodellierung INS

Bei der Fehlermodellierung von Trägheitssensoren im Rahmen eines integrierten INS/GNSS Navigationssystems handelt es sich um ein Fehleridentifikationsverfahren mit indirekter Referenzinformation. Die zu identifizierenden Sensorfehler wie Beschleunigungs-Bias und Drehraten-Drift können nicht direkt gemessen werden. Die Folgen dieser Sensorfehler sind Geschwindigkeits- und Positionsfehler in der Trägheitsnavigationslösung. Dieser können durch einen Vergleich mit einem Ein-Antennen GNSS ermittelt werden. Um dies zu ermöglichen, muss zusätzlich zu der Modellierung und Parametrisierung der Sensorfehler auch der Navigationsprozess modelliert werden. Durch Kenntnis dieses Navigationsmodells kann aus dem Geschwindigkeits- und Positionsfehler auf die nicht direkt messbaren Sensorfehler geschlossen werden. Die nächsten zwei Unterkapitel befassen sich mit der Modellierung, bevor der Schätzfilter behandelt wird.

6.1.1.4.1 Modellierung der Navigationsfehler

Abbildung 6.1-6 stellt das bekannte Funktionsprinzip der strapdown Trägheitsnavigation unter Verwendung von Beschleunigungs- und Drehratensensoren dar. Durch Integration des Beschleunigungsvektors wird unter Berücksichtigung der Lagewinkel der Beschleunigungssensoren sowie der Erddreh- und Transportraten der Geschwindigkeitsvektor generiert. Durch Integration dieses Vektors lässt sich die zurückgelegte Strecke gegenüber der sich drehenden Erde vektoruell bestimmen. So kann bei bekannter Ausgangsposition auf die aktuelle Position geschlossen werden.

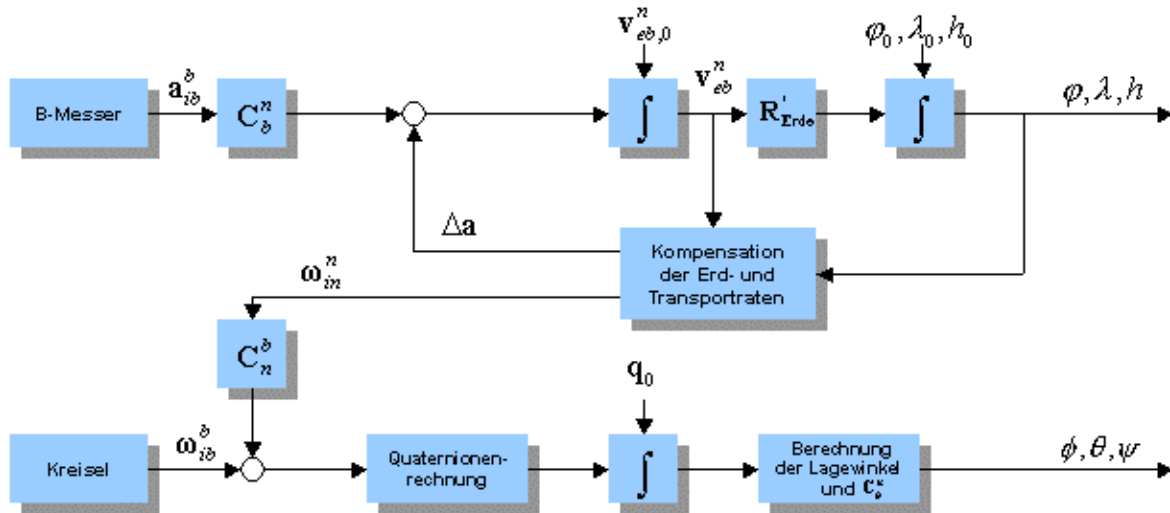


Abbildung 6.1-6: Prinzipskizze der Strapdownrechnung

Die Differentialgleichungen für die Strapdownrechnung sehen wie folgt aus:

$$\dot{\mathbf{v}}_{eb}^n = \mathbf{C}_b^n \mathbf{a}_{ib}^b + \overline{\mathbf{g}}_{eb}^n - (2\mathbf{S}(\boldsymbol{\omega}_{ie}^n) + \mathbf{S}(\boldsymbol{\omega}_{en}^n)) \mathbf{v}_{eb}^n \quad (6.1.7)$$

$$\dot{\mathbf{q}} = \begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\eta}} \\ \dot{\boldsymbol{\xi}} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -\boldsymbol{\varepsilon}^T \\ \boldsymbol{\eta} \mathbf{I} + \mathbf{S}(\boldsymbol{\varepsilon}) \end{bmatrix} (\boldsymbol{\omega}_{ib}^b - \boldsymbol{\omega}_{in}^b) \quad (6.1.8)$$

Um auf einen Ausdruck der Navigationsfehler zu kommen, werden, hier am Beispiel der Differentialgleichung für die Geschwindigkeit, für alle Zustände Störgrößen δ eingefügt:

$$(\dot{\mathbf{v}}_{eb}^n + \delta \dot{\mathbf{v}}_{eb}^n) = (\mathbf{C}_b^n + \delta \mathbf{C}_b^n) (\mathbf{a}_{ib}^b + \delta \mathbf{a}_{ib}^b) + (\overline{\mathbf{g}}_{eb}^n + \delta \overline{\mathbf{g}}_{eb}^n) - (2\mathbf{S}(\boldsymbol{\omega}_{ie}^n + \delta \boldsymbol{\omega}_{ie}^n) + \mathbf{S}(\boldsymbol{\omega}_{en}^n + \delta \boldsymbol{\omega}_{en}^n)) (\mathbf{v}_{eb}^n + \delta \mathbf{v}_{eb}^n) \quad (6.1.9)$$

Unter Vernachlässigung der Fehlerterme 2. und 3. Ordnung ergibt das den folgenden Ausdruck der Änderung des Geschwindigkeitsfehlers über der Zeit:

$$\delta \dot{\mathbf{v}}_{eb}^n \approx \delta \mathbf{C}_b^n \mathbf{a}_{ib}^b + \mathbf{C}_b^n \delta \mathbf{a}_{ib}^b + \delta \overline{\mathbf{g}}_{eb}^n - (2\mathbf{S}(\boldsymbol{\omega}_{ie}^n) + \mathbf{S}(\boldsymbol{\omega}_{en}^n)) \delta \mathbf{v}_{eb}^n - (2\mathbf{S}(\delta \boldsymbol{\omega}_{ie}^n) \mathbf{v}_{eb}^n + \mathbf{S}(\delta \boldsymbol{\omega}_{en}^n)) \mathbf{v}_{eb}^n \quad (6.1.10)$$

Damit wird ein dynamischer Zusammenhang zwischen Beschleunigungsfehler δa_{ib}^b und erdfestem Geschwindigkeitsfehler δv_{eb}^n , der mit GNSS messbar ist, hergestellt ist. Aus dieser Gleichung lässt sich die Systemmatrix eines Schätzfilter ohne weiteres ableiten.

6.1.1.4.2 Modellierung des Sensorsfehlers

Bei der Modellierung der Sensorfehler werden die Fehlerterme (für die Beschleunigungssensoren δa_{ib}^b) als Funktion der physikalisch verursachten, im Idealfall messbaren, Größen beschrieben. Teile der Fehler sind systematische Fehler, die sich explizit durch die Messgrößen Beschleunigung, Drehrate und Temperatur beschreiben lassen. Die restlichen Fehler sind Größen, die sich nur statistisch als Funktion der Messgrößen über nicht direkt messbare Konstanten beschreiben lassen. Die niederfrequenten Anteile dieser Fehler, wie zum Beispiel ein „year-to-year“ abhängiger Bias, können mit deterministischen Korrekturen kompensiert werden. Die höherfrequenten Anteile der Gesamtfehler und die nicht direkt messbaren Konstanten können nur durch einen Schätzfilter ermittelt werden. Abbildung 6.1-7 zeigt den Zusammenhang der verschiedenen Fehlerarten.

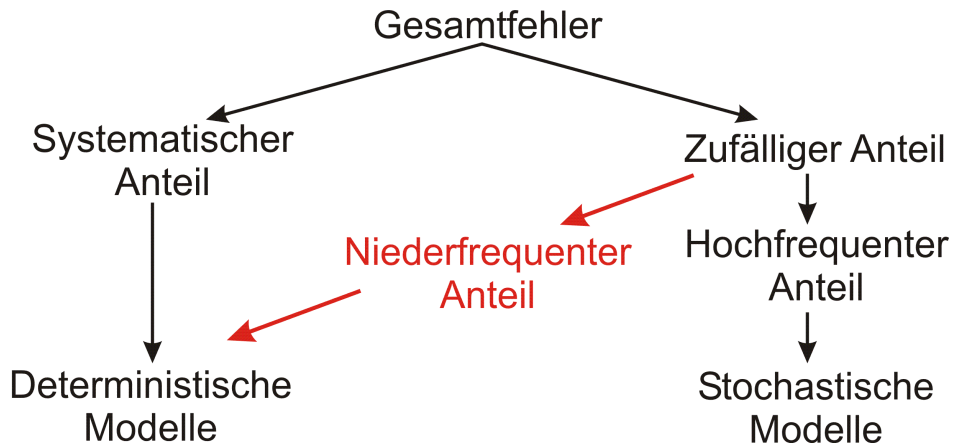


Abbildung 6.1-7: Sensorfehlerarten

6.1.1.5 Flugversuche

Nachdem in den vorherigen Abschnitten die Umsetzung der Fehlermodelle im realen integrierten System beschrieben wurden, solle nun anhand eines repräsentativen Flugversuchs die Leistung des gesamten Navigationssystems mit der Trägheitsplattform SYS124 gezeigt werden. Tabelle 6.1-2 zeigt aufsummierend alle Parameter der gesamten Fehlermodellierung der Trägheitssensoren und des Navigationsprozesses, die für die Flugversuche Verwendung fanden.

Systemfehler		Sensorfehler				
			Deterministische Fehler		Stochastische Fehler	
Fehlerart	Trägheits-Navigation	Fehlerart	B-Messer	Kreisel	B-Messer	Kreisel

Positionsfehler	3	Temperatur:				
Geschwindigkeitsfehler	3	Nullpunktsfehler	15	12		
Lagewinkelfehler	3	Skalenfehler	15	12		
		Fehlausrichtung	6			
		Kreuzkopplung	9	9		
		Shupe Effekt		3		
		Nullpunktsfehler	3	3	3	3
		Random Walk				3
Summe	9		48	39	3	6

Tabelle 6.1-2: Parameter des Navigation-Fehlermodells

Als Flugmission wurde ein Profil mit sehr starker Anregung der Trägheitssensoren gewählt: Nach zwei normale Platzrunden, in dem das System einschwingen kann, wurden zwei dynamische Phasen geflogen. Zunächst wurden die Höhenrudder und Querruuder angeregt, danach nur Querruuder mit dem Ziel, eine möglichst hohe und phasenverschobene Anregung der Beschleunigungen und Drehraten zu erreichen. Abbildung 6.1-8 zeigt die gemessenen Beschleunigungswerte abzüglich der Gravitation und die gemessenen Drehraten. Durch diese Anregung ist die Empfindlichkeit gegenüber Kalibrierungsfehlern groß, was einerseits zu einem hohen Navigationsfehler führt, andererseits auch dazu führt, dass die Fehler beobachtbar werden und damit auch geschätzt werden können. Im Anschluss an die dynamischen Phasen wurden vier weitere Platzrunden geflogen. Abbildung 6.1-9 zeigt einen Positionsplot des gesamten Flugversuchs.

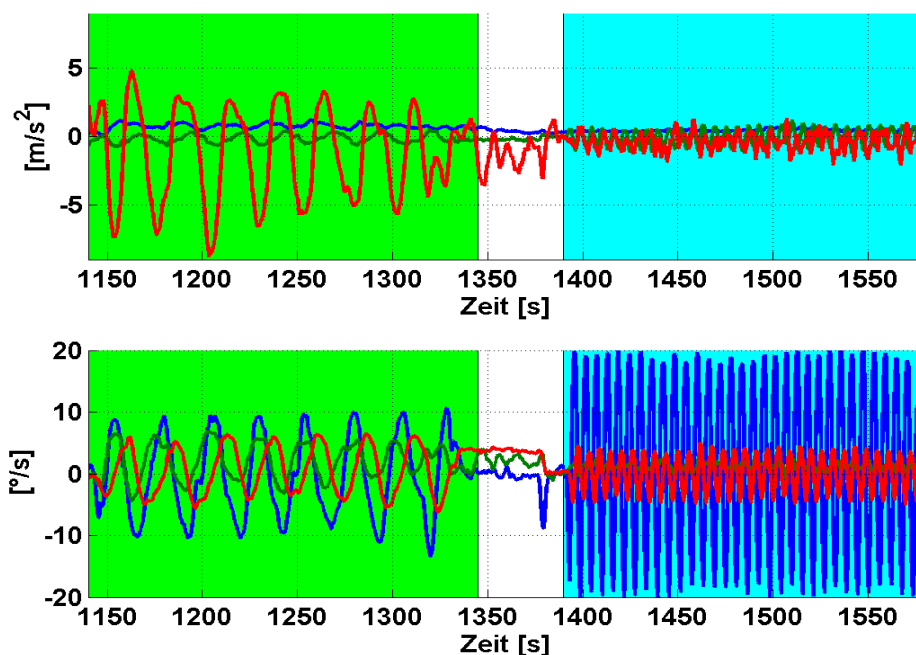


Abbildung 6.1-8 Gemessene Beschleunigung -abzüglich Gravitation- und Drehraten für den Flugversuch. Die Daten wurden für die Anzeige durch einen Tiefpass mit einer Zeitkonstante von einer Sekunde gefiltert, damit das Rauschen verkleinert wird, und der Verlauf leichter zu erkennen ist

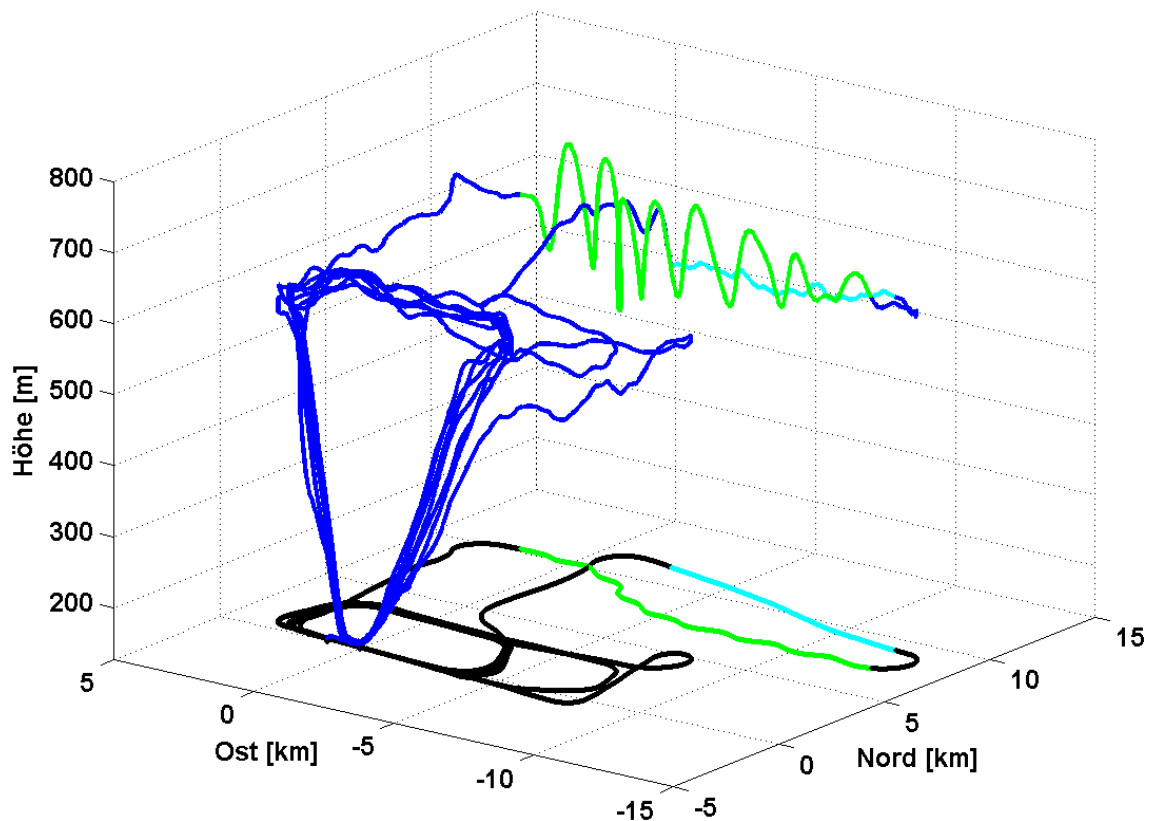


Abbildung 6.1-9: Flugprofil

Während des Fluges wurden sowohl die Rohdaten des SYS124 als auch der Litef LLN-G1 aufgezeichnet, damit es möglich war, die beiden Trägheitsplattformen im Postprocessing anhand des selben Fluges vergleichen zu können. Die Ergebnisse sind in Abbildung 6.1-10 zu sehen. Gezeigt werden die Positionsdifferenzen von inertialer Navigationsrechnung und GNSS (Eingangsgröße des Schätzfilters) einmal jede Sekunde, wenn eine GNSS Messung verfügbar ist. Dies ist bei Verwendung der Phasenlösung ein sehr gutes Maß für die Qualität und darf unter der Annahme, dass der GNSS Positionsfehler mittelwertfrei ist, nur das Messrauschen der GNSS Position wiedergeben. Wie in der Abbildung zu sehen ist, ist der Mittelwert aller Positionsfehler über den ganzen Flug 0,021m für das alte System, und nur 0,011m für die SYS124. Diese Verbesserung um den Faktor zwei ist auch in den hervorgehobenen beiden dynamischen Flugphasen zu sehen, in denen sich der maximale Positionsfehler von 0,1m auf 0,05m reduziert.

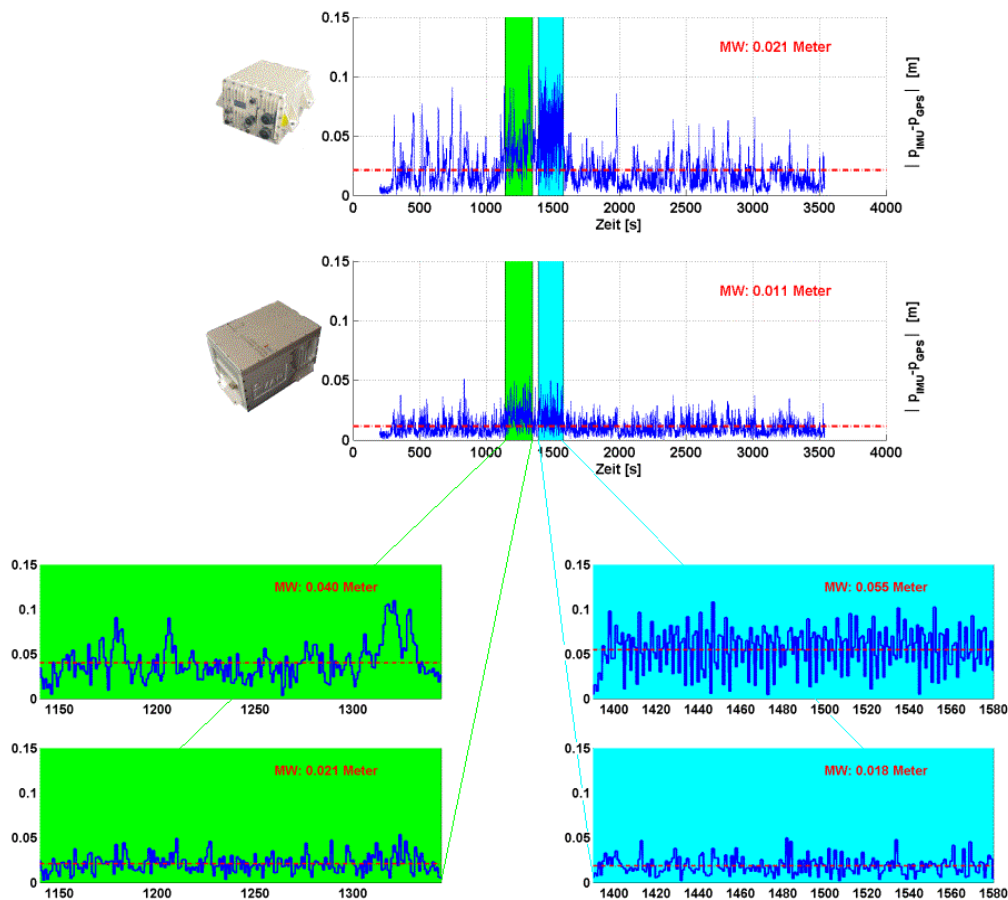


Abbildung 6.1-10: Leistungsergebnisse Flugversuch

Da durch die Exportlizenzenproblematik die Plattform dem IFF erst wenige Wochen vor Projektende zur Verfügung stand, war die Zeit für eine Optimierung der Fehlerschätzung nicht gegeben. So musste für die Auswertung eine für die Litef LLN-G1 Trägheitsplattform optimierte Fehlerschätzung benutzt werden. Dass trotz dieser Einschränkung ein so hervorragendes Ergebnis gezeigt werden kann, zeugt von einem hohen Potential der SYS124: Dies ergibt sich nicht nur durch die Güte der Trägheitssensoren, sondern auch wesentlich durch die in UniTaS I identifizierten und in UniTaS II umgesetzten und verbesserten Effekte der Datenrate und der Zeittriggerung der Plattform.

6.1.2 Alternative Pseudolite-Navigationsalgorithmen (APs 220.000):

6.1.2.1 Alternative Positionierungsalgorithmen

Im Rahmen von UniTaS I wurden bereits Flugversuche mit GPS und Pseudolites durchgeführt. Der aus UniTaS I bekannte Aufbau des Pseudolite-Systems ist in Abbildung 6.1-11 und Abbildung 6.1-12. dargestellt.

Simulationen haben ergeben, dass ein wesentlicher Unterschied in der Navigation mit Pseudolites gegenüber normalen Satelliten darin besteht, dass sich aufgrund der kurzen Entfernungen in sehr kurzen Zeiträumen eine sehr starke Änderung der Empfangsgeometrie ergibt. Hier stößt die Gültigkeit der Linearisierung der Beobachtungsgleichung üblicher Navigationsalgorithmen an ihre Grenzen. Ein neuer Ansatz, der die Nichtlinearität der Pseudolite-Beobachtungsgrößen explizit berücksichtigt, verspricht hier Vorteile.

Bei den in UniTaS I durchgeführten Flugversuchen hat sich herausgestellt, dass die konventionell für code-basierte Schrägentfernungen verwendeten Glättungsfilter bei Pseudolite-Signalen aufgrund der systembedingten kurzen Empfangszeit nicht genügend Zeit haben sich einzuschwingen. Dies führt zu teilweise großen Restfehlern auf der sogenannten geglätteten Pseudorange. Ein neues spezielles Glättungsfilter für Pseudolite-Schrägentfernungen wurde entwickelt und in den Experimentalempfänger implementiert, das ein schnelleres Einschwingen der trägerphasengeglätteten Pseudolite-Schrägentfernungen ermöglicht.

Für hochgenaue Anwendungen (<10cm), d.h. bei Verwendung von Trägerphasenmessinformationen (carrier-beat-phase CBP), ist die exakte Kenntnis des Hebelarmes in erdfesten Koordinaten zwischen der oberen und unteren Antenne notwendig. Hierbei muss der einmal flugzeugfest vermessene Hebelarm mit den aktuell gemessenen Lagewinkeln und Position in das erdfeste Koordinatensystem transformiert werden. Die Genauigkeit des Hebelarms in erdfesten Koordinaten hängt im wesentlichen von der Genauigkeit des im flugzeugfesten Koordinatensystem vermessenen Hebelarmes und der Lagewinkel ab. Es wurde eine Methode entwickelt, den flugzeugfesten Hebelarm durch Flugversuche hochgenau zu vermessen.

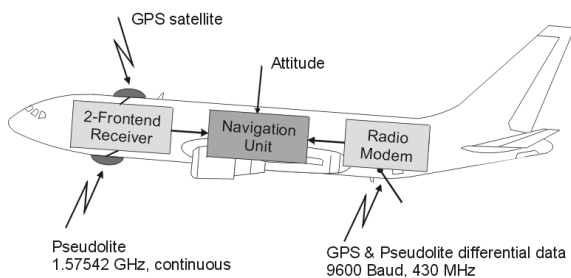


Abbildung 6.1-11: IFF Pseudolite-System Bordseite

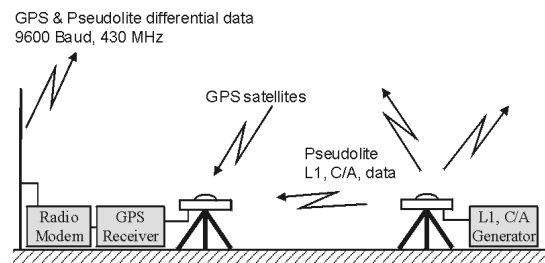


Abbildung 6.1-12: IFF Pseudolite-System Bodenseite

6.1.2.2 Neue Methode

Eine neue Methode wurde implementiert, die auf derselben Idee, die Summe der quadrierten Residuen zu minimieren, basiert wie die Least-Squares-Methode. Die Summe der quadrierten Residuen (auch Kostenfunktional genannt) bildet eine Fläche im mehrdimensionalen Raum abhängig vom Zustandsvektor, der die unbekanntenen Empfängerkoordinaten und den Uhrenfehler umfasst (siehe Abbildung 6.1-13 für den zweidimensionalen Fall). Der tiefste Punkt der Fläche entspricht dem Minimum der Summe der Residuenquadrate, und der dazugehörige Zustandsvektor ist eine Lösung des nichtlinearen Problems im Least-Squares-Sinne. Aber statt die Lösung analytisch zu berechnen, was im allgemeinen nur durch vorherige Linearisierung möglich ist, wird das Minimum gesucht. Der Vorteil ist, dass die Anzahl der Beobachtungen nicht beschränkt ist (im Gegensatz zu Verfahren, die das nichtlineare Gleichungssystem für 4 Messungen analytisch lösen können, siehe [12]) und dass Messfehler indirekt über die Residuen berücksichtigt werden.

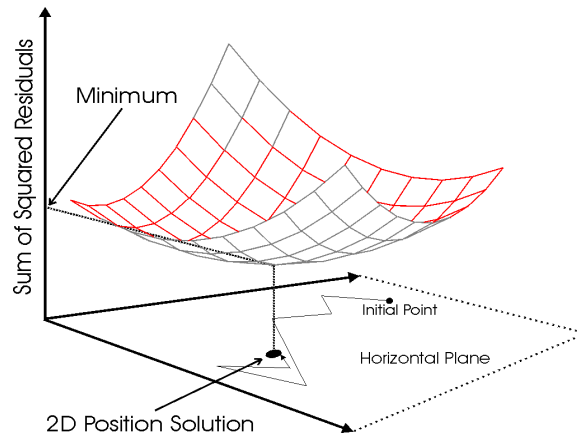


Abbildung 6.1-13: 2D-Suchschema des Minimums zur Schätzung der Nutzerposition

Die weitverbreitete (iterative) Least-Squares-Methode (ILSQ) kann ebenfalls als ein Minimierungsprozess aufgefasst werden. Die Annahmen bei der ILSQ sind die, dass das Kostenfunktional am Startpunkt sehr gut durch eine quadratische Funktion spezieller Struktur angenähert werden kann und dass die Residuen klein sind (vgl. [13]). Dieses Verfahren arbeitet sehr gut für konventionelle terrestrische Navigation mit GPS-Satelliten. Allerdings sind diese Annahmen nicht mehr gültig in der Nähe von Pseudolites, wo die Messfehler (Residuen) und die Abweichung des Startpunktes vom wahren Punkt sehr groß sind im Vergleich zu den Entfernungen oder der Größenordnung der Konstellationsgeometrie.

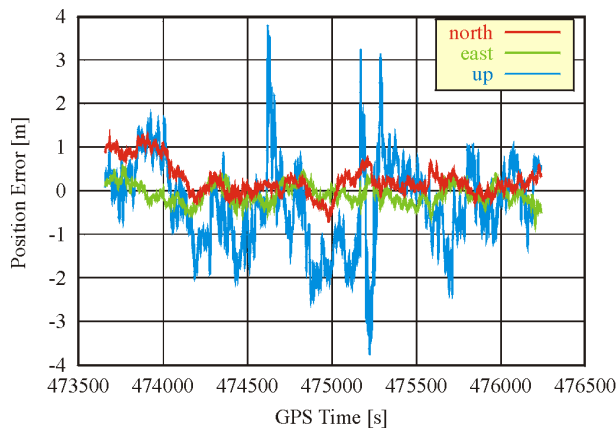


Abbildung 6.1-14: Fehler der PR-basierten DGPS-Position (ohne Pseudolite)

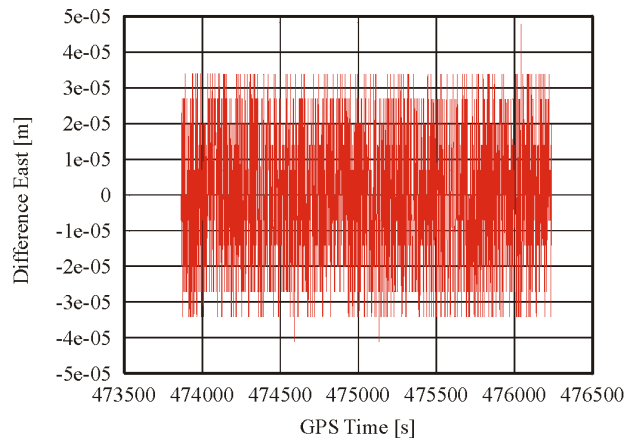


Abbildung 6.1-15: Positionsunterschied zwischen ILSQ und LM-Methode in geod. Ostrichtung

6.1.2.2.1 Positionierungsergebnisse mit der neuen Methode

Die LEVENBERG-MARQUARDT-Methode wurde in die echtzeitfähige DGPS-Software integriert. Dieselben aufgezeichneten Flugdaten wurden mit der ILSQ- und LM-Methode offline ausgewertet. Die pseudorange-basierte DGPS-Positionen an der oberen Antenne (ohne Pseudolite) wurden als Startpositionen für beide Methoden verwendet. Die maximale Abweichung der

Startposition von der wahren Position war stets < 5 m (als Positionsreferenz dienten die CBP-basierten Positionen des IS), wie Abbildung 6.1-14 zu entnehmen ist. Die Positionsergebnisse beider Methoden offenbaren keinen nennenswerten Unterschied. Abbildung 6.1-15 zeigt exemplarisch die Positionsdifferenz entlang der geodätischen Ostachse. Die sichtbaren Positionsunterschiede haben ihre Ursache in numerischen Rundungseffekten beim Transformieren von kurvilinearen Koordinaten (geogr. Länge, Breite, Höhe) in kartesische erdfeste Koordinaten und umgekehrt.

Das Ergebnis ist nicht überraschend, da die Satelliten/Pseudolite-Konstellation für diesen Flugversuch nicht so kritisch ist (im Sinne von Nichtlinearitäten) wie die Indoor-Simulationen, da die minimale Distanz zwischen Flugzeug und Pseudolite ca. 700 m beträgt und im Vergleich zum maximalen Fehler der Startposition (5 m) und dem Messrauschen (0,5 m) relativ groß ist.

Für diese Art Flugversuch mit nur einem Pseudolite, mehreren GPS-Satelliten und einer großen Distanz zwischen Flugzeug und Pseudolite ist der entwickelte alternative Positionierungsalgorithmus nicht unbedingt erforderlich. Dennoch gibt es Anwendungen mit mehreren Pseudolites, mit einem anderen Navigationsschema (z.B. Batch-Least-Squares für Phasenlösung) oder mit kleineren Entfernungen zu den Pseudolites, für die das ILSQ-Verfahren bezüglich der Konvergenz ungeeignet ist (siehe [15]).

6.1.2.3 Zusammenfassung

Eine neue Methode zur Positionsberechnung(-schätzung), ursprünglich für die Anpassung von Messdaten nichtlinearer Systeme entwickelt, wurde erfolgreich an das Ortungsproblem angepasst und implementiert. Dieses Verfahren zeichnet sich durch signifikant bessere Konvergenzeigenschaften aus als konventionelle Ansätze wie der iterative Least-Squares.

Diese neue Methode wurde sowohl mit simulierten Indoor- als auch mit echten Flugdaten validiert. Die Vorteile der neuen Methode (bessere Konvergenz) werden umso deutlicher, je kleiner die Entfernung zum Pseudolite wird. Davon profitieren Indoor-Anwendungen (nur oder teilweise Pseudolite-basiert) und Luftfahrtanwendungen, die eine sich schnell ändernde Geometrie benötigen, um z.B. die Phasenmehrdeutigkeiten schneller und sicherer (Integritätssteigerung) lösen zu können.

6.2 Ergebnisse des Instituts für Navigation, Universität Stuttgart

6.2.1 Analyse der neuen Signalstrukturen von GPS und GALILEO

6.2.1.1 Beschreibung der neuen GPS Signale

Im Jahre 1998 starteten die USA ein GPS-Modernisierungs-Programm mit dem Ziel, die Leistung der GPS Dienste für zivile und militärische Nutzer zu verbessern. Die Modernisierung umfasst die Entwicklung neuer ziviler und militärischer Signale: Ein neues militärisches Signal (M-Code Signal) wird auf den bisherigen Trägerfrequenzen 1575 MHz und 1227 MHz mit dem zivilen (C/A-Code) sowie dem militärischen (P(Y)-Code) Signal übertragen. Zur Erweiterung und Verbesserung ziviler Anwendungen werden zwei neue Signale eingeführt – das L2-Signal auf der bisherigen Frequenz von 1227 MHz und das L5-Signal auf einer weiteren Frequenz von 1176 MHz.

6.2.1.1.1 Ziviles Signal auf L2

Für die Code-Erzeugung wird ein Schieberegister mit 12 Rückkopplungen benutzt. Die Anfangszustände der Register sind für jeden Satellit vorgegeben. Die beiden Codes CM (10230 chips) und CL (767250 chips) werden über einen Chipmultiplexer zu einem Datenstrom verknüpft. Hier wird nur der CM-Code mit den Navigationsdaten beaufschlagt, während der CL-Code als Pilotsignal dient und damit ein besseres und robusteres Tracking bietet. Abbildung 6.2-1 zeigt den Signalfluss im Satelliten für das neue zivile Signal auf L2.

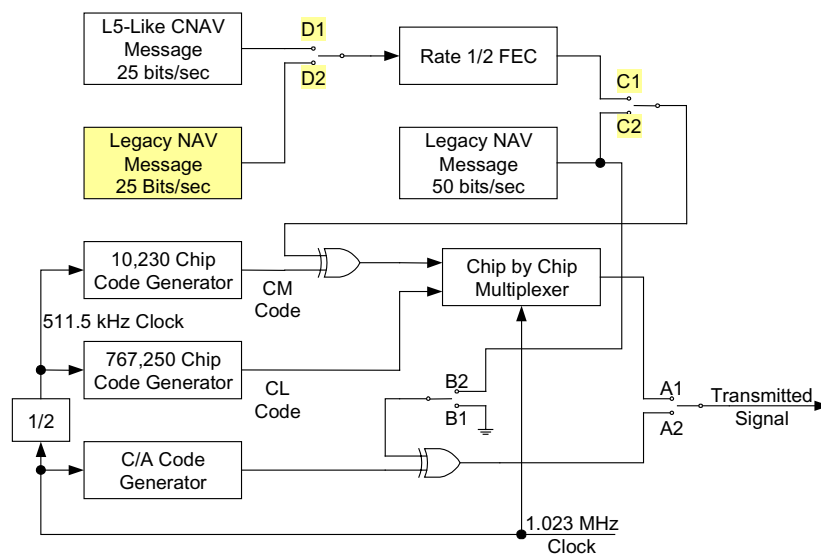


Abbildung 6.2-1: Signalfluss für das L2 Signal

6.2.1.1.2 Ziviles Signal auf L5

Die erzeugenden Polynome für den Code auf dem L5 Signal sind:

$$\text{XA:} \quad 1 + x^9 + x^{10} + x^{12} + x^{13} \quad \text{and}$$

$$\text{XBI or XBQ:} \quad 1 + x + x^3 + x^4 + x^6 + x^7 + x^8 + x^{12} + x^{13}$$

Der Anfangszustand der Schieberegister ist für alle Satelliten festgelegt. Nur der X-I Code ist mit Navigationsdaten beaufschlagt und zusätzlich mit einem 10-bit Neuman-Hoffman Code moduliert, während der X-Q Code nur mit einem 20-bit Neuman-Hoffman Code moduliert wird. Im Vergleich zu den anderen zivilen Codes ist die Taktrate aber für L5 10,023 MHz.

Auf der Grundlage der Informationen der amerikanischen Dokumente sind für den Software-Receiver die Module zur Signalerzeugung programmiert worden. Damit ist es möglich für eine Empfängerposition die Signale aller sichtbaren Satelliten als abgetastete Signale zu simulieren.

6.2.1.2 Beschreibung der GALILEO Signale

Um vom amerikanischen GPS weitgehend unabhängig zu sein, hat die Europäische Kommission 1999 ein europäisches Projekt für Navigation und Positionsbestimmung initiiert. Das auf 30 Satelliten basierende System "GALILEO" soll mit verstärkter Ausrichtung auf den zivilen Markt hoch entwickelte effiziente und sichere Leistungen anbieten, um den europäischen Anforderungen z.B. bzgl. multi-modalen Transports und auch multi-sektoraler Anwendungen zu genügen.

Für die GALILEO-Signale liegen grundsätzliche Beschreibungen vor, die aber bis heute noch keine endgültige Bestätigung erfahren haben. Entsprechend der Spezifikationen in dem Dokument "Galileo System Test Bed V2 Navigation Signal-in-Space ICD" werden von jedem Satelliten 10 Navigationssignale und ein Search and Rescue Signal ausgestrahlt. Dies sind:

- 2 E5a Signale mit einer Trägerfrequenz 1176MHz
- 2 E5b Signale mit einer Trägerfrequenz 1207MHz
- 3 E2-L1-E1 Signale mit einer Trägerfrequenz 1278MHz
- 3 E6 Signale mit einer Trägerfrequenz 1575MHz

Auf der Basis des *Tiered Codes* Konzeptes werden die GALILEO Ranging Codes durch die Verknüpfung eines Primär- und Sekundär-Codes erzeugt. Ähnlich wie bei GPS gehören die meisten GALILEO Primär-Codes zur Familie der Gold-Codes. Der Einsatz des Sekundär-Codes schafft bessere aperiodische Korrelationseigenschaften und verbessert die Symbolsynchronisierung bei den Daten. Darüber hinaus werden viel höhere Codefrequenzen benutzt.

Für die Signalscodierung wird die traditionelle BPSK Modulation bei E5a und E5b eingesetzt, während mit der *Binary Offset Carrier Modulation* (BOC) eine neue Technik bei E6 und E2-L1-E1 Eingang findet.

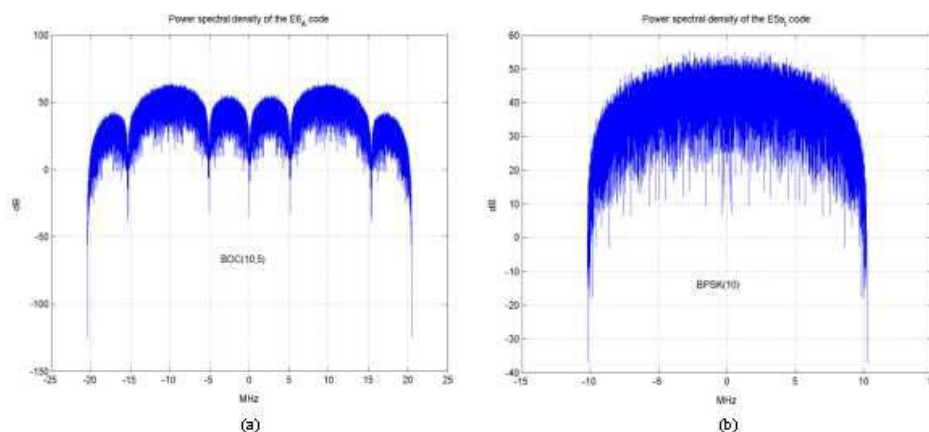


Abbildung 6.2-2: Leistungsspektrum eines BOC- und eines BPSK-Signals

Die in Abbildung 6.1-2 mit dem Signalgenerator erzeugten Signale zeigen klar den Unterschied zwischen den beiden Modulationstechniken. Bei der BPSK Modulation ist die Signalleistung direkt um die Trägerfrequenz verteilt, während bei der BOC Modulation die Signalleistung in zwei symmetrische BPSK ähnlichen Spektren (Seitenlinien) aufgespalten ist. Der Frequenzbedarf wird größer und die Signalleistung an die Ränder der verfügbaren Bänder verlagert. Dies verbessert die Widerstandsfähigkeit des Signals gegen Störsignale.

6.2.1.3 Zusammenfassung

Die technischen Spezifikationen der neuen GPS-Signale sind so weit festgelegt. Kürzlich wurde festgestellt, dass der Im-Orbittest der neuen zivilen L2 Signale im Juni 2004 begonnen werden kann, wenn der erste modernisierte Block IIR Satellit entsprechend des augenblicklichen Zeitplans in den Orbit geschossen wird. Die Erprobung an den L5-Signalen soll mit einem Satelliten, der 2005 gestartet wird, beginnen. Im Vergleich dazu befinden sich die Spezifikationen von GALILEO noch immer im Diskussionsstadium. Letztere Neuigkeiten (deutsche Welle) zeigen Unstimmigkeiten bzgl. der BOC-Parameter zwischen der EU und dem Weißen Haus. Die Verhandlungen werden fortgesetzt. Es muss festgestellt werden, dass GALILEO ein sehr potenzieller Konkurrent zu GPS ist, weil es so ausgelegt ist, dass es zu GPS kompatibel und zu den Signalen interoperabel ist und trotzdem mehr Dienste als GPS anbietet. Weit wichtiger scheint die Genauigkeitssteigerung, auch durch die Nutzung der BOC Modulation für die zivilen Signale, die Positionen mit einem Fehler von nur 1m ermöglichen sollen.

6.2.2 Methoden zur Reduzierung von Mehrwege- und Störsignaleffekten

Unter den vielfältigen Fehlereinflüssen auf die Entfernungssignale haben sich die Mehrwegeeffekte als besonders kritisch heraus kristallisiert. Dies ist auch der Hintergrund für die verstärkten Bemühungen der Firmen, diese Einflüsse zu beseitigen oder wenigstens zu verringern. Die nicht Vorhersagbarkeit dieser Fehler verlangen aber nach allgemein gültigen Methoden, die heute bei den Empfängern in unterschiedlicher Form realisiert sind. Hier sind direkte Hardwarelösungen bei den Antennen und im Empfänger genau so anzutreffen wie Softwaremodule in den Prozessoren. Über die meist als Firmeneigentum ausgewiesene Lösung steht wenig oder keine Information zur Verfügung. In der Tabelle 2.2.1 im 1ten Zwischenbericht ist eine Zusammenstellung bekannter Verfahren gegeben. Hier sollen hauptsächlich zwei Methoden angesprochen werden, die auch in unseren Softwarealgorithmen umgesetzt sind.

6.2.2.1 Narrow Correlator Technik

Das Narrow Correlator Verfahren ist eine weit verbreitete Methode, die in den meisten GPS Empfängern realisiert ist. Hier liegen ausführliche Untersuchungen für den C/A-Code von GPS vor, die zeigen wie wirkungsvoll Rauschen und Mehrwegesignale abgeschwächt werden. Bei unseren Analysen haben wir für die Korrelationsberechnungen auch die Fast Fourier Transformation eingesetzt, um die Vorteile bei der Verarbeitung im Frequenzbereich zu nutzen. Der Vergleich der zivilen GPS Signale ist in den Abbildung 6.2-3 graphisch festgehalten.

Bei dem Szenario ist ein Mehrwegekanal mit 290 ns Verzögerung und einem Reflexionsgrad von $a=0.5$ angenommen.

Bei der Regelkurve zeigt das L5 Signal wegen der hohen Taktrate in der angenommenen Situation keinen Fehler, der Fehler beim C/A- und L2 TDM Code ist gleich, aber die Steigung von L2 beträgt nur die Hälfte von C/A, so dass hier auch die Messunsicherheit größer ist.

Wird die Simulation für Verzögerungen von $0 < \Delta t < 150/1500$ ns und einem Korrelatorspacing von $0,1 < d < 1$ durchgeführt, so zeigen sich für L2 und L5 (auch für C/A) gleiches Fehlerverhalten; bei L2 ist aber der Rauschanteil trotz unterschiedlicher Größenordnung deutlich größer als bei L5. Die Berechnungen für die BOC-Signale werden in einem eigenen Abschnitt besprochen, da hierbei die Eigenheiten dieser Signalvariante zusätzliche Effekte verursachen.

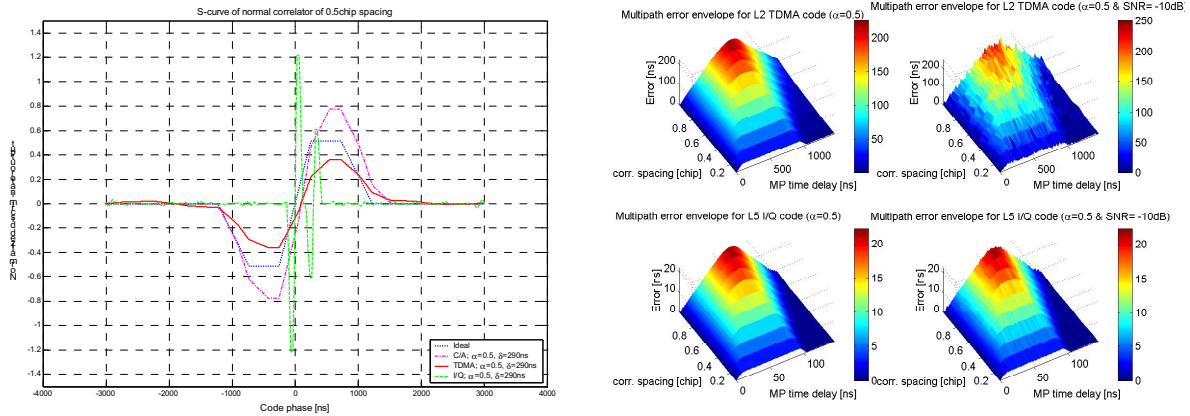


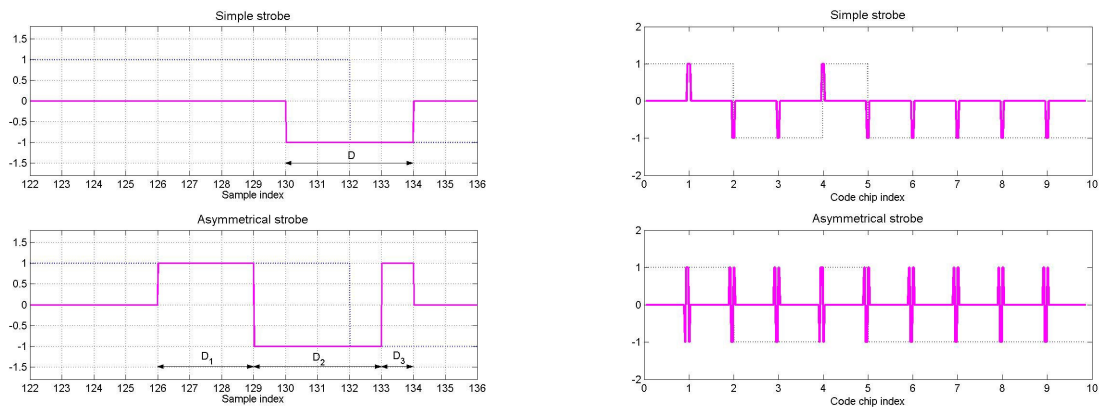
Abbildung 6.2-3: Fehlerverhalten der zivilen Signale bei einem NarrowCorrelator

6.2.2.2 Strobe Korrelator

Vorgeschlagen von V. Veitsel, A. Zhdanov usw., ist die Strobe-Korrelatortechnik eine Alternative, die effektiv die Mehrwegstörung verringert bzw. beseitigt. Der Unterschied liegt in der speziell entwickelten Pulsfolge als lokaler Referenzcode. Dazu werden die Chips des Spreizcodes durch schmale Pulse oder Pulsfolgen gekennzeichnet. Durch geeignete Pulsfolgen können die Richtungen bei den Chipübergängen mit berücksichtigt werden. Durch die Länge der Pulse kann ein Mehrwegesignal mit einer Verzögerung, die größer als die Pulsdauer ist ausgeschlossen werden. Mehrwegesignale mit kurzer Verzögerung fallen noch in die Korrelationszeit und verursachen Fehler. Die Korrelation einer Strobe-Sequenz mit einem empfangenen Signal stellt sich dar als:

$$R_{cs}(\epsilon) = \int_0^T C(t - \epsilon) \cdot \sum_{k=0}^{T/\mu - 1} \sigma_k S(t - \mu) dt$$

- $C(t)$ empfangener Code
- $S(t)$ Strobe Sequenz
- μ Puls(Strobe)dauer



(a) Darstellung einer Strobe Sequenz (b) Darstellung eines Strobes

Abbildung 6.2-4: Zwei Strobetypen: Einfacher Strobe und komplexer asymmetrischer Strobe

Zwei Strobe-Typen sind in Abbildung 6.2-4 dargestellt und Korrelationsresultate für C/A und L2 TDM Code in Abbildung 6.2-5. Die mit einfacher Strobe bezeichnete Pulsfolge ist identisch zum NarrowCorrelator mit einem Spacing entsprechend der Pulsbreite. Dies zeigt sich auch in Abbildung 6.2-7, bei der die Fehlereinhüllenden für verschiedene Codes und Strobes wiedergegeben sind.

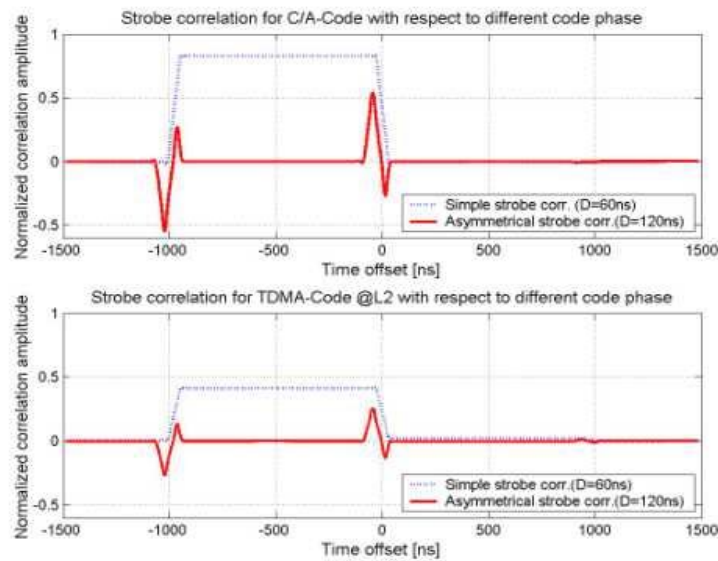


Abbildung 6.2-5: Korrelationsergebnisse der Strobe-Technik bei C/A- und L2 TDM Code

Die Wirkungsweise der asymmetrischen Strobetechnik ist in Abbildung 6.2-6 verdeutlicht. Für zwei Mehrwegesignale mit $a = 0.5$ und einer Verzögerung von 58 ns und 195 ns sind die Regelkurven berechnet. Mit der blauen Kurve ist die fehlerfreie Situation wiedergegeben, die grüne Kurve zeigt den abgetrennten Mehrwegeeffekt der großen Verzögerung, während die mangenta Kurve die kurze Verzögerung von 58 ns beschreibt. Hier treten die Störungen noch innerhalb der Strobe-Pulse ein und produzieren einen systematischen Fehleranteil. Da der abgetrennte Fehleranteil der 195 ns Verzögerung real vorhanden ist, besteht hier die Gefahr, dass das Tracking auf diesen Kurventeil überspringt und damit einen großen Bias-

fehler verursacht. Außerdem ist die Leistung des Korrelationssignals umgekehrt proportional zur Pulsbreite des Strobes und erfordert bei der Akquisition spezielle Techniken.

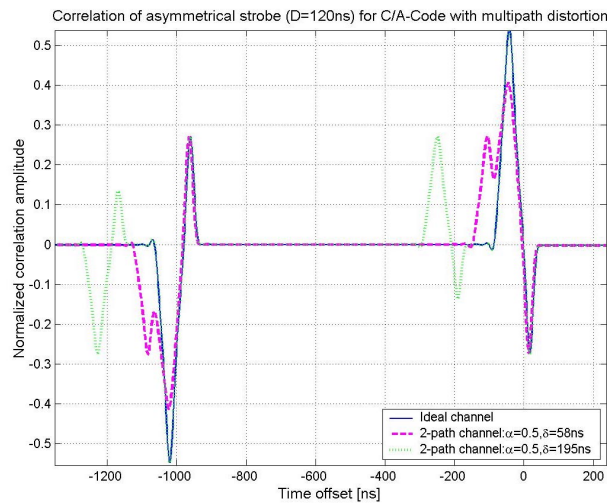


Abbildung 6.2-6: Auswirkung von Mehrwege-Signalen unterschiedlicher Verzögerung auf die Regelkurve eines Strobe Korrelators

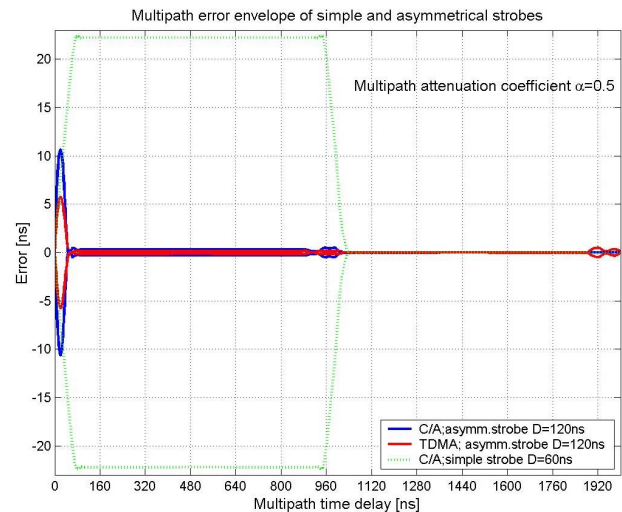


Abbildung 6.2-7: Einhüllende beim Strobe Korrelator - Vergleich unterschiedlicher Codes und verschiedener Strobe-Sequenzen

Der verbleibende Mehrwegefehler ist in der Abbildung 6.2-7 mit der Einhüllenden zu sehen. Nur im Bereich der Pulsbreite verbleibt ein Restfehler für den asymmetrischen Strobe, während der einfache Strobe, wie bereits erwähnt, die gleiche Fehlercharakteristik wie der Narrow Correlator zeigt und über ein ganzes Chip einen systematischen Fehler beibehält.

6.2.2.3 Zusammenfassung

Sowohl der Narrow Correlator als auch der Strobe Korrelator sind effektive Methoden zur Reduktion von Mehrwegefehlern, wobei der Strobe Korrelator noch eine klare Verbesserung für Mehrwegverzögerungen größer als die Pulsbreite bietet. Zu beachten ist hier unter anderem bei digitaler Signalverarbeitung die ausreichend hohe Abtastrate, um schmale Pulse voll zu erfassen und keine Aliasing Effekte und Verringerung der Korrelationswerte zu verursachen. Mit dem Strobe Korrelator steht eine Entfernungsmessung zur Verfügung, die mit den Leistungen des P-Codes vergleichbar wird.

6.2.3 Simulationssoftware – Software-Receiver

Für die vielfältigen Simulationaufgaben setzen wir einen Software-Empfänger ein, der auf der Grundlage der MATLAB GPS-Receiver Toolbox von der DATA FUSION Corporation weiterentwickelt wurde. Im folgenden Diagramm ist die Struktur der gesamten Simulations-Einheit dargestellt.

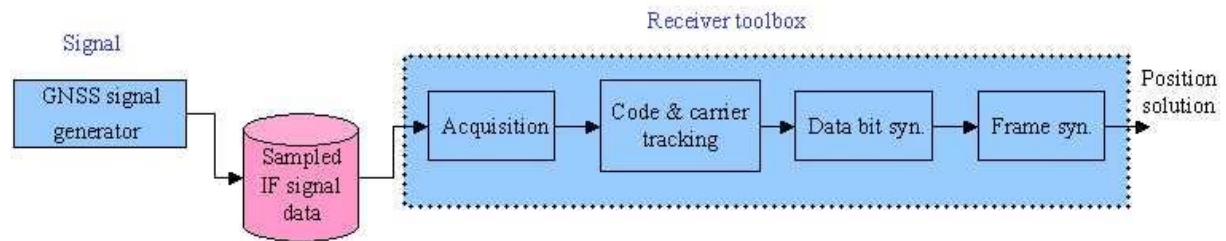


Abbildung 6.2-8: Block Diagram der GPS Empfänger Toolbox

Diese Software besteht aus zwei Hauptteilen – dem Signalgenerator und der Empfänger Toolbox. Der Signalgenerator simuliert das Umfeld der Signalerzeugung und -übertragung und erzeugt Signale auf einer wählbaren Zwischenfrequenz. Das eigentliche Satellitensignal wird mit einer ebenfalls wählbaren Frequenz abgetastet und das Ergebnis, ein 8 Bit Wort pro Abtastzeitpunkt, im binären Format auf einer Datei gespeichert. Beim Signalgenerator wurden durch Modifikationen und Erweiterungen die Überlagerung beliebiger Mehrwegesignale und Interferenzen realisiert und auch die Erzeugung der neuen Signale von GPS (L2 und L5) sowie die Binary Offset Carrier Signale von GALILEO. Die Frequenzspektren in Abbildung 6.2-2 dienen als Beispiel für die Signalerzeugung, wobei das Basisbandsignal für jeweils nur einen Satelliten vor der Umsetzung auf die Zwischenfrequenz genommen wurde.

Die *Empfänger Toolbox* besteht aus vier Hauptfunktionen:

- die Akquisition (Signal-Gewinnung),
- das Tracking (Code-Synchronisation),
- die Datenbit-Synchronisierung,
- die Rahmen-Synchronisierung

Die Funktionen werden sequenziell angesprochen, d.h., es wird erst dann auf die nächste Funktion weitergeschaltet, wenn die Aufgaben der augenblicklichen Funktion vollständig erfüllt sind.

6.2.3.1 Signal-Gewinnung

In diesem ersten Synchronisierungs-Prozess wird der übertragene Pseudo-range-Code eines bestimmten Satelliten im Datenstrom gesucht. Mit der Akquisition erfolgt die Schätzung des Code-Offset und des Träger-Dopplers, verursacht durch die relative Bewegung des Satelliten zum Empfänger.

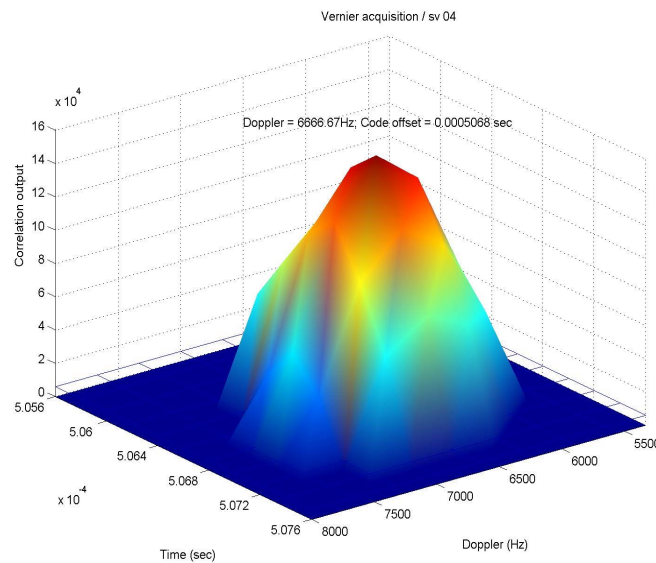


Abbildung 6.2-9: Signalgewinnung im zweiten Schritt

Diese Arbeit wird durch einen zwei-dimensionalen Suchprozess realisiert. In der Empfänger Toolbox wird dies mit zwei Schritten geleistet. Schritt 1 ist die FFT-basierte Signalsuche, bei der die Korrelation im Frequenzbereich berechnet wird. Diese Methode hat den Vorteil, dass viel Rechenzeit gespart ist, aber die Genauigkeit der Ergebnisse ist nicht ausreichend, deshalb wird bei einem zweiten Schritt im Zeitbereich, der so genannte *Vernier Search Detector* (Feinjustierung Such Detektor) eingesetzt. Das Ziel dieses Prozesses ist die Schätzungen des Code-Offset und des Träger-Dopplers vom ersten Schritt zu verfeinern und Code und Trägerphase optimal anzupassen, um mit diesen Werten dann zum Tracking weiterzuschalten.

6.2.3.2 Tracking

In diesem Synchronisierungs-Prozess werden die Abweichungen des Träger-Dopplers und des Code-Offset, verursacht durch dynamische Vorgänge zwischen Satellit und Empfänger, fortlaufend erfasst. In dieser Phase sind sowohl Träger- als auch Code-Tracking enthalten, welche quasi parallel im Software-Empfänger abgearbeitet werden. Für das Träger-Tracking ist ein kombiniertes FLL/PLL Verfahren realisiert. Mit der FLL (Frequenz Lock Loop) können größere Frequenzabweichungen und erhöhte Störungen besser kompensiert werden, da sie bei dynamischem Stress ein deutlich robusteres Verhalten zeigt. Die Umschaltung auf die PLL (Phase Lock Loop) erfolgt nach stabilem Frequenz-Tracking in der FLL bei annähernd keiner Frequenzabweichung. Mit der PLL wird dann die Frequenzrestabweichung ausgeglichen und eine enge Phasensynchronisation des Trägersignals durchgeführt.

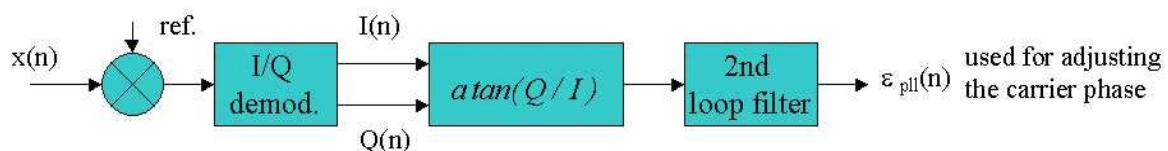


Abbildung 6.2-10: Prinzip der Träger Tracking Loop PLL

Das Code-Tracking wird durch eine delay lock loop (DLL) ausgeführt. Hier wird zuerst mit einer inkohärenten Loop gearbeitet, bis nach erfolgtem Carrier Tracking der Übergang zur kohärenten DLL vollzogen werden kann. Da die Filterbandbreite einen starken Einfluss auf die Rauschunterdrückung in den Loops ausübt, können sowohl beim Träger als auch beim Code eine Weitband bzw. Schmalband Version eingesetzt werden. Die Umschaltung erfolgt auf der Basis der Beurteilung interner statistischer Werte in den Loops. In beiden Loops werden Loopfilter 2ter Ordnung eingesetzt.

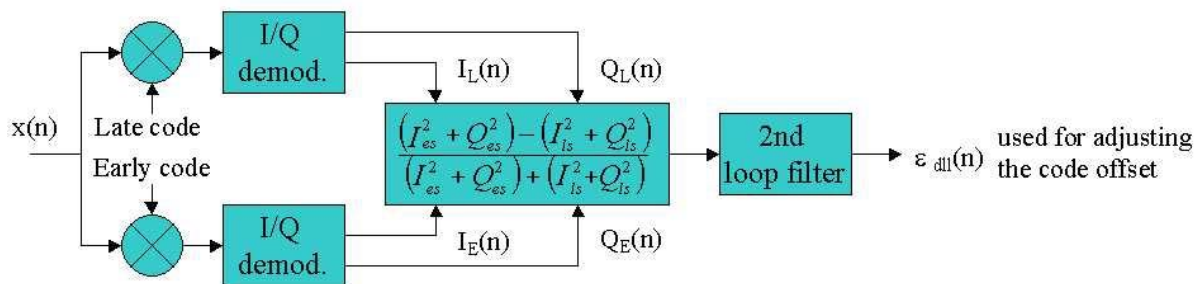


Abbildung 6.2-11: Prinzip der Code Tracking Loop DLL

6.2.3.3 Simulation von Interferenz-Störungen

Der Signalgenerator bietet die Möglichkeit den einzelnen Satellitensignalen Störungen zu überlagern. Bei Interferenzen haben wir zuerst mit einem Schmalband Störsignal begonnen, um die Effekte im Software-Empfänger besser beurteilen zu können. Wichtige Parameter sind hierbei die Störleistung und der Abstand der Störfrequenz von der eigentlichen Trägerfrequenz. Bei der Simulation wurden beide Parameter verändert. Dazu war es erforderlich die erzeugten Signale nach einem Zeitschema zu modifizieren. In Abbildung 6.2-12 ist ein Schmalbandstörsignal im Spektrum eines Signals zu sehen.

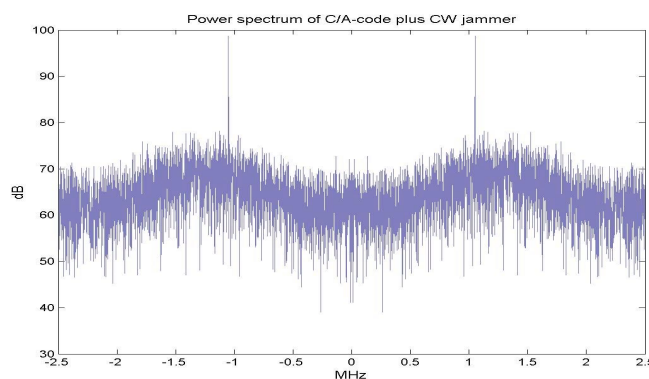
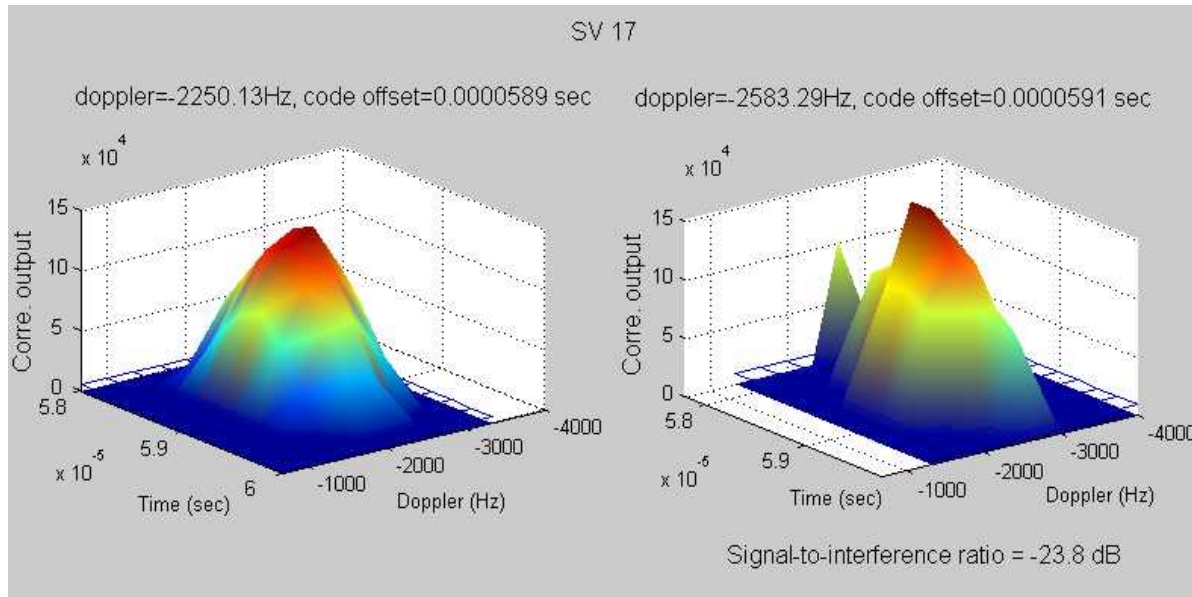


Abbildung 6.2-12: GPS L1 C/A signal mit einem Schmalbandstörer

Bei der Akquisition zeigte sich ein stärkerer Effekt bei der Dopplerbestimmung im Vergleich zum Code. Während beim Doppler im gezeigten Beispiel (Abb. 6.1-13) eine Frequenzverschiebung von 333.16 Hz zu verzeichnen sind, ergab sich für den Code ein Zeitoffset von $2 \cdot 10^{-7}$ s. Dieser Wert stellt bei den gewählten Parametern keine Problematik für die Delay Lock Loop dar. Führt dieser Effekt aber zum Versagen der PLL, so können für diesen Satelliten keine relevanten Navigationsdaten gewonnen werden.

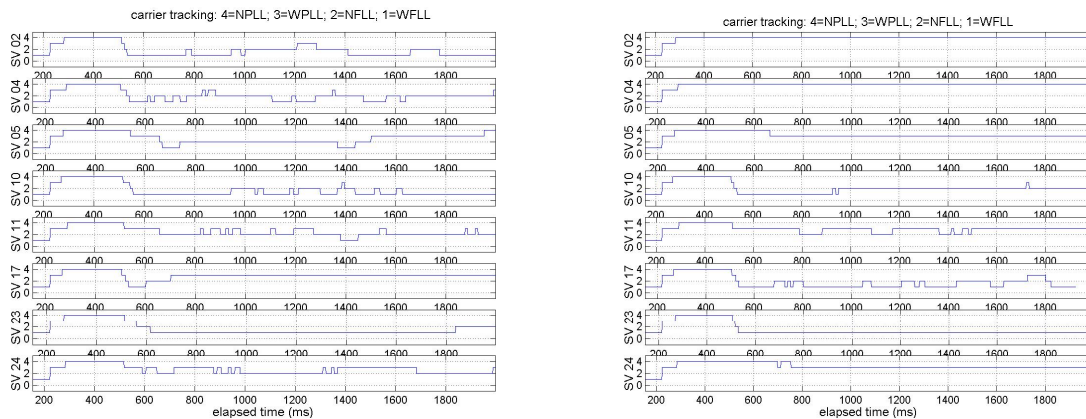


Ohne Störer

Mit Störer

Abbildung 6.2-13: Auswirkungen von CW-Interferenz auf Doppler- und Codeablage bei der Akquisition mit einem S/N = -17dB

Das Verhalten des Empfängers während des Trackings ist in Abbildung 6.2-14 dargestellt. Auch hier ist die Auswirkung auf das Code-Tracking relativ gering, während beim Trägersignal die Störungen bei einem S/N kleiner als -22,1 dB und einem Frequenzabstand bis 50kHz ein Ausrasten der Loops erfolgt.



(a) Frequenzablage = - 50 kHz

(b) Frequenzablage = - 20 kHz

Abbildung 6.2-14: Auswirkungen von Schmalbandstörern auf das Carriertracking mit einem Signal zu Interferenz Verhältnis = -31.6dB

6.2.3.4 Simulation von Mehrwege-Störungen

Vergleichbar zur Interferenz kann im Signalgenerator für eine bestimmte Geometrie für einen oder n ausgewählte Satelliten auch reflektierte Signale berechnet werden, die den direkten Signalen überlagert werden. Dieses Summensignal wird dem A/D-Wandler zugeführt und in den gemeinsamen Signalstrom übernommen. So können nur einige ausgewählte Satelliten gestört werden, während andere störungsfrei bleiben. Bei der Analyse der Akquisitionsdaten ergaben sich für die mit Mehrwegesignalen beaufschlagten Satelliten bei der Schätzung der

Trägerfrequenz keine wesentlichen Abweichungen, bei der Codephase war aber ein Fehler von $7 \cdot 10^{-7}$ s zu verzeichnen.

Die Auswirkungen beim Tracking sind für den Code und den Träger in den Abbildung 6.2-15 und Abbildung 6.2-16 dargestellt. Hier kann als relevantes Fehlermaß die Standardabweichung betrachtet werden. Ein Mehrwegesignal mit einem Umweg von 100m und einem Reflexionsfaktor von $a=0,4$ ist dabei dem Satelliten 24 überlagert.

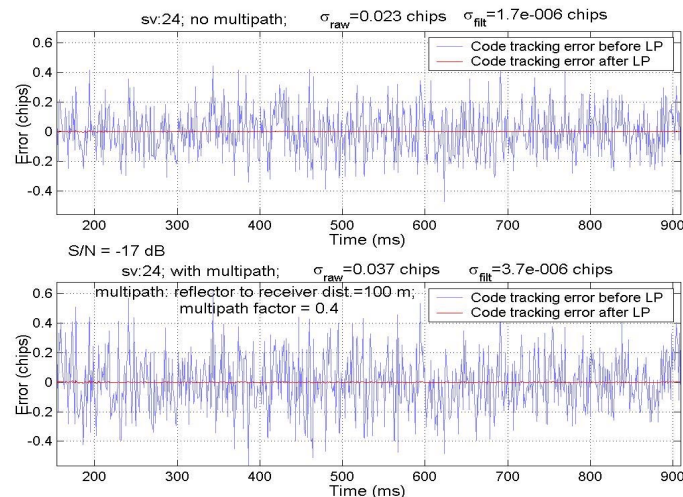


Abbildung 6.2-15: Entfernungsmessfehler während des Trackings beim Code

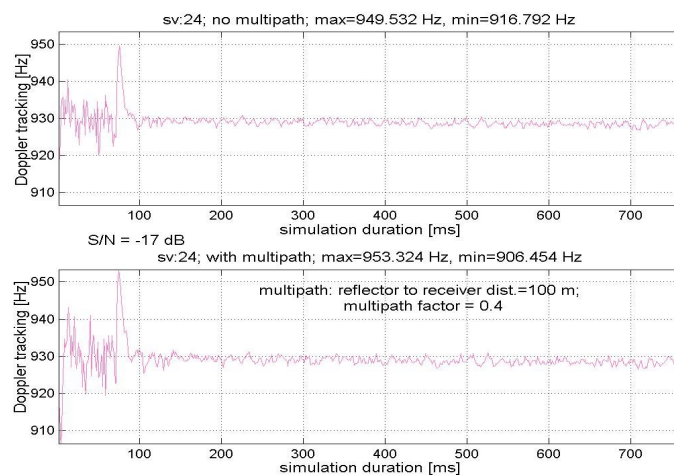


Abbildung 6.2-16: Geschätzter Frequenzfehler in der Costas Loop während dem Tracking

Der Mehrwegebeitrag ist für jeden Abtastzeitpunkt als vollständiges Signal berechnet, d.h. sowohl Code als auch Trägerphase werden entsprechend der geometrischen Konfiguration berechnet. In Abbildung 6.2-15 sind die Fehlerschätzungen vor dem Loopfilter und nach dem Loopfilter, hier als Tiefpass realisiert, dargestellt. Sowohl für die ungefilterten Werte als auch für die schmalbandig gefilterten Werte ergeben sich deutliche Steigerungen der Standardabweichung durch das Mehrwegesignal. Die Ursache hierfür liegt beim Trägersignal, das für die Vorzeichenumkehr beim Fehler verantwortlich ist und so dem Fehler einen scheinbar statistischen Charakter verleiht.

	ohne Mehrwegesignal	mit Mehrwegesignal
vor Loopfilter	0,023 chips	0,037 chips
nach Loopfilter	$1,7 \cdot 10^{-6}$ chips	$3,7 \cdot 10^{-6}$ chips

Da für die BOC Signale die entsprechenden Tracking Routinen noch nicht im Software-Empfänger programmiert werden konnten – wir hoffen, dass sich hier eine Möglichkeit ergibt – waren keine Untersuchungen zum Fehlverhalten und zur Stabilität möglich.

6.2.4 LORAN-C bei Luftfahrtanwendungen

Die Integration von LORAN-C mit GPS in einem integrierten Empfänger war die Grundvoraussetzung für die Arbeiten in diesen Teilprojekten. Außerdem sollte es sich bei dem LORAN- Empfänger um ein modernes Gerät handeln bei dem digitale Signalverarbeitung eingesetzt wird und der mit „all in view“ Technik ausgestattet ist. Die ursprünglich angekündigten integrierten Geräte konnten aber während der Laufzeit dieses Projektes nicht angeschafft werden, da nur Prototypen für Untersuchungen in den USA vorhanden waren. Hier sind die Arbeiten von Locus und Rockwell, die einen gemeinsamen integrierten Empfänger als Prototypen testeten anzuführen, da hier erste Hinweise auf die Fragen bezüglich der

- Genauigkeit
- Verfügbarkeit
- Integrität
- Kontinuität
- und Bedeckung

untersucht wurden. Die neue Gerätegeneration mit DSP-Technik und die Verbesserungen bei den LORAN-Sendestationen, sowie deren Ausbau, sind weiterhin die Basis für die Nutzung von LORAN als gemeinsames/kombiniertes GPS/LORAN Navigationsgerät beziehungsweise als Backup-System.

Die Untersuchungen des VOLPE-Centers / DOT und die gegebenen Empfehlungen¹ haben in den USA einen unmittelbaren Schub bei den Untersuchungen zu GPS/LORAN ausgelöst. Neben der bereits erwähnten Rockwell/Locus Studie mit einem Prototyp-Empfänger und kombinierter GPS/LORAN-Antenne sind auch im europäischen Raum Geräteentwicklungen im Gange. Erste Ergebnisse mit diesen Entwicklungen zeigen eine deutliche Erhöhung in der Genauigkeit. Die DSP-Technik bringt mehrfache Verbesserungen, die sich besonders bei der Unterdrückung der Raumwellen bewährt und außerdem eine gute Rauschunterdrückung bietet. Die eindeutige Synchronisation auf die Tracking-Position im LORAN Signal wird zudem erheblich verbessert, so dass keine Cycle-Slips mehr auftreten. Diese Stabilisierung auf den dritten Nulldurchgang vermeidet Biasfehler und erhöht die Zeitmessgenauigkeit des Empfängers. Ein weiterer großer Vorteil ist die Möglichkeit alle umliegenden LORAN-Sendestationen zu empfangen und auch gleichzeitig verschiedene Ketten (all in view).

Bei dem europäischen Project „GLORIA“ (GNSS & LORAN-C in Road and Rail Applications) werden ebenfalls die Probleme mit der Beschaffung der geeigneten Hardware angeführt und als Lösung die Entwicklung und Fertigung eines eigenen Empfängers realisiert. Dieser Weg

¹ Volpe Empfehlungen:

“Continue the Loran-C modernization program of the FAA and USCG, until it is determined whether Loran-C has a role as a GPS backup system. If it is determined that Loran-C has a role in the future navigation mix, DOT should promptly announce this to encourage the electronics manufacturing community to develop new Loran-C technologies.”

war in unserem Projekt nicht möglich, so dass wir die LORAN Untersuchungen mangels des hierfür erforderlichen Empfängers nicht vornehmen konnten und statt dessen in die Fragestellung der Eindeutigkeit bei den BOC-Signalen mehr Aufwand investierten, um hier die Voraussetzung für die Implementierung in unserem Software-Receiver zu schaffen. Die Beobachtung der LORAN Szenerie während der Projektlaufzeit zeigte zudem die fehlende *klare* Perspektive dieses Navigationssystems im europäischen Raum.

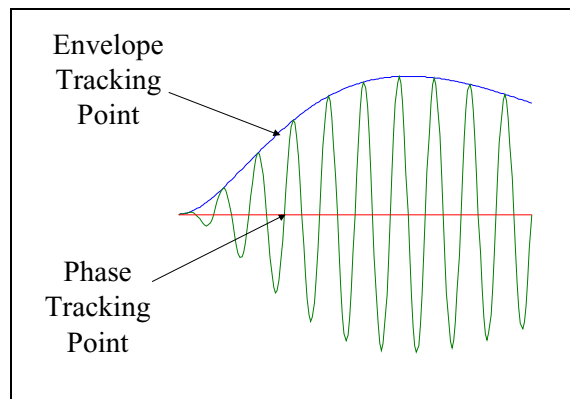


Abbildung 6.2-17: LORAN-Signal mit Einhüllender und Tracking Position

6.2.5 Binary Offset Carrier Signale

Die neuen BOC- Signale bei GPS und GALILEO, die eine deutlich erkennbare Leistungssteigerung bei der Entfernungsmessung und Störfestigkeit besitzen sollen, bringen aber mit der Mehrdeutigkeit bei der Korrelationsfunktion eine zusätzliche Schwierigkeit bei Akquisition und Tracking. Erste Analysen mit den bisherigen Softwareprogrammen am INS ergaben erste deutliche Hinweise auf mögliche Einflussfaktoren, die eine wesentliche Verschärfung der Problematik mit sich bringen können. So werden die Lösungen der Mehrdeutigkeit durch Rauschen und Mehrwegsignale erheblich erschwert. Zur Untersuchung dieser Effekte wurde in unserem Software Empfänger bereits ein Modul zur Signal Erzeugung programmiert und auch getestet. Akquisition und Tracking sollen in einem weiteren Schritt realisiert werden. Mit diesen Erweiterungen stehen dann Werkzeuge zur Verfügung, mit denen auch echte Daten verarbeitet und analysiert werden können.

6.2.5.1 Überblick über die BOC-Signale

Die Binary Offset Carrier oder BOC Modulation ist definiert als das Produkt von einem Spreiz-Kode und einem Rechtecksignal und wird mit $\text{BOC}(f_s, f_c)$ beschrieben, wobei f_s die Unterträger-Frequenz (Rechtecksignal) und f_c die Frequenz des Spreizkodes sind. Der Zusammenhang zwischen beiden Frequenzen wird beschrieben durch:

$$f_s = \frac{1}{2 \cdot T_s} \quad f_c = \frac{1}{k T_s} = \frac{2}{k} \cdot f_s$$

T_s ist die Periodendauer des Unterträgers. Die übliche Schreibweise $\text{BOC}(m, n)$ bei GALILEO und GPS bedeutete eine Abkürzung für $f_s = m \cdot f_0$ und $f_c = n \cdot f_0$, mit f_0 als Referenzfrequenz, bei GPS 1,023 MHz. $\text{BOC}(5, 2)$ bedeutet, dass die Frequenz für den Unterträger 5,115 MHz und die Code-Frequenz 2,046 MHz sind.

Die Modulation mit dem Unterträger verteilt die Leistung der Mainlobe auf zwei Seitenbänder, die jeweils um f_s nach oben und unten gegenüber der Zentralfrequenz verschoben werden. Dieser Vorgang ist in Abbildung 6.2-19 dargestellt. Im Empfänger muss dieses zusätz-

lich gespreizte Signal empfangen und akquiriert werden. Die Eingangsbandbreite des Frontends muss dieser Situation gerecht werden und auch die nachfolgenden Stufen bedürfen der Anpassung. Diese Modifikationen müssen noch bei unserem Software-Empfänger berücksichtigt werden. Die Module zur Signalerzeugung sind bereits modifiziert, so dass BOC-Signale erzeugt werden können, vergleichbar zu den GPS-Signalen. Das Spektrum dieser Signale ist beispielhaft für BOC(2,2) (Manchester-Code) und BOC(14,2) in Abbildung 6.2-18 wiedergegeben.

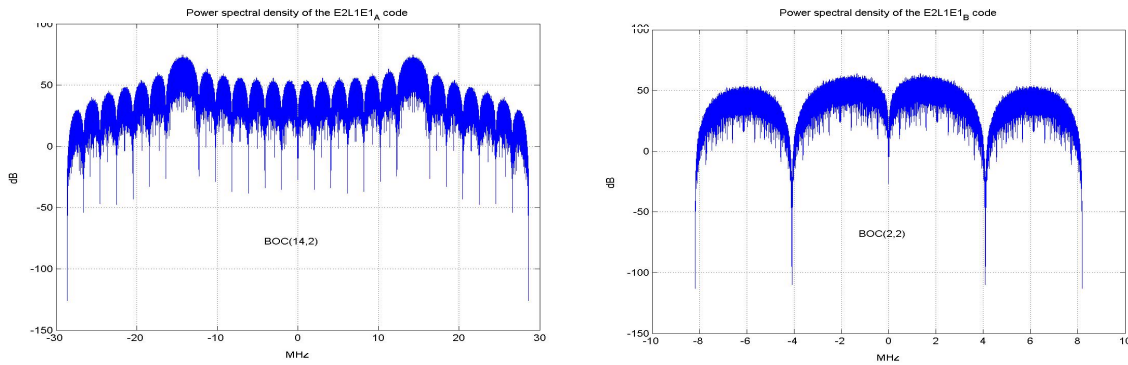


Abbildung 6.2-18: Spektren für BOC(14,2) und BOC(2,2) im Basisband

6.2.5.2 Korrelationsfunktion und Akquisition eines BOC-Signals

Die Korrelationsfunktion zeigt mehrfache Spitzen, die mit ihren Größen annähernd der zentralen Spitze entsprechen. Abbildung 6.2-20 zeigt die Korrelationsfunktion für GPS und zwei BOC-Signale mit dem Verhältnis $m/n = 1$ (auch Manchester Signal) und $m/n = 2$. Der Abstand der Mehrfachspitzen zur zentralen Spitze wird durch das Verhältnis m/n bestimmt und beträgt

$$\Delta t = 1/(2m/n) \cdot \text{Kode-Chip}$$

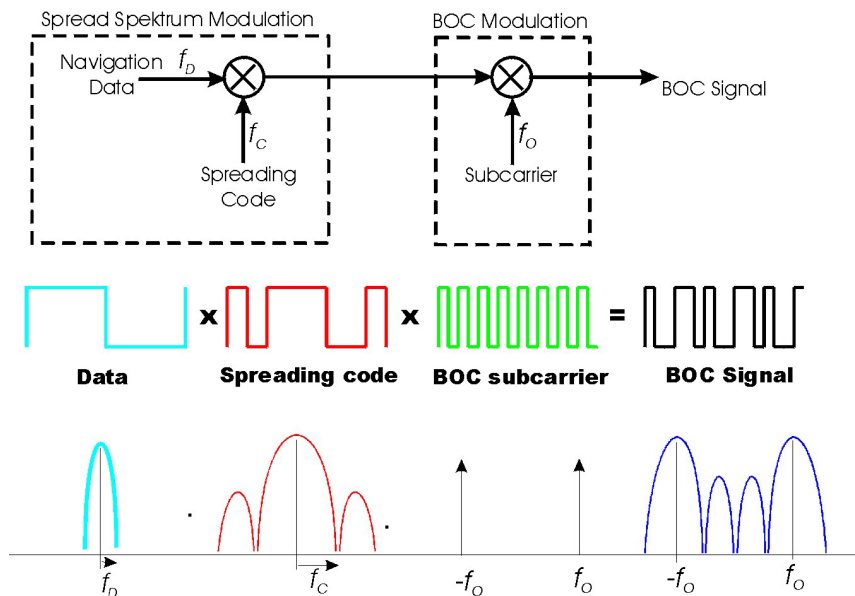


Abbildung 6.2-19: Basisbandmodulation mit einem BOC Signal

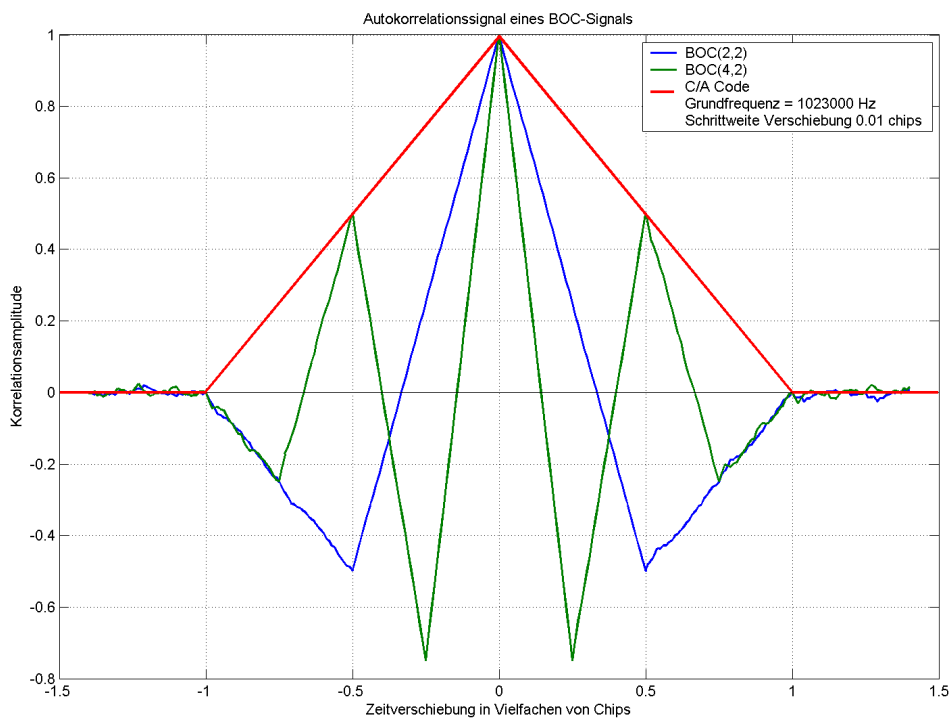


Abbildung 6.2-20: Korrelationsfunktion für GPS C/A-Code und BOC(m/n)

Bestimmt man entsprechend der klassischen DLL eine Regelkurve aus EARLY und LATE, um nach der Akquisition eine möglichst genaue Synchronisation zwischen empfangenen und internen Referenzsignal zu erreichen, so treten auch hier die Probleme mit der Mehrdeutigkeit auf. Es ergeben sich mehrfache Nulldurchgänge der Regelkurve, die alle einen stabilen Regelzustand ergeben, aber zu einem konstanten Entfernungsfehler führen. Diese Fehlerquelle muss durch geeignete Methoden verhindert werden, dies bedeutet, dass durch zusätzliche Kontrollen oder Modifikationen in der DLL die Eindeutigkeit erzwungen werden muss. Hier sind auch bereits einige Vorschläge auf ION-Kongressen veröffentlicht worden:

- Bump/Jump Methode (Fine/Wilson)
- Einsatz von zusätzlichen Korrelationssignalen (Ph.Ward, R.L.Fante)
- Getrennte Korrelation der Sidelobes (P.A.Dafesh)

auf die nachfolgend kurz eingegangen wird.

Die zusätzliche Modulation mit einem Unterträger verursacht nicht nur zusätzliche Spitzen in der Korrelationsfunktion, sondern verändert auch die Steigung zwischen den Spitzen. Damit ergibt sich auch bei der Regelkurve eine größere Verstärkung, die direkt vom Verhältnis m/n abhängt. Mit zunehmendem Wert von m/n erhöht sich die Steilheit und verbessert damit auch nennenswert die Rauschunterdrückung. Die Messunsicherheit bei der Entfernungsmessung wird dabei entsprechend der Formel

$$\frac{\sigma_{BOC}^2}{\sigma_{BPSK}^2} \approx \frac{1}{4m/n}$$

bei einer kohärenten DLL gegenüber dem reinen BPSK-Signal verbessert.

Die zusätzliche Modulation mit dem Unterträger und der Einsatz der NarrowCorrelator Technik verursacht bei der Regelkurve eine weitere Veränderung die beachtet werden muss. Die

Regelkurve für kohärente EARLY/LATE Prozessierung verläuft sich für ein Spacing von $d < T$ korrekt, kehrt aber für ein Spacing $> T$ die Steigung um. Im Übergangsbereich verringert sich die Steigung und die Regelkurve kann nur im Bereich von $d < 0,8T$ sinnvoll gebraucht werden. Bei großen Werten für m/n wird T klein gegenüber der Chipdauer des Codes und der effektiv nutzbare Regelbereich der DLL stark eingeschränkt. In Abbildung 6.2-21 sind für $m/n=2$ die Korrelationskurven für EARLY und LATE sowie die S-Kurve dargestellt. Hier tritt für ein Spacing $d > 0.5$ chip die Umkehr der Steigung ein.

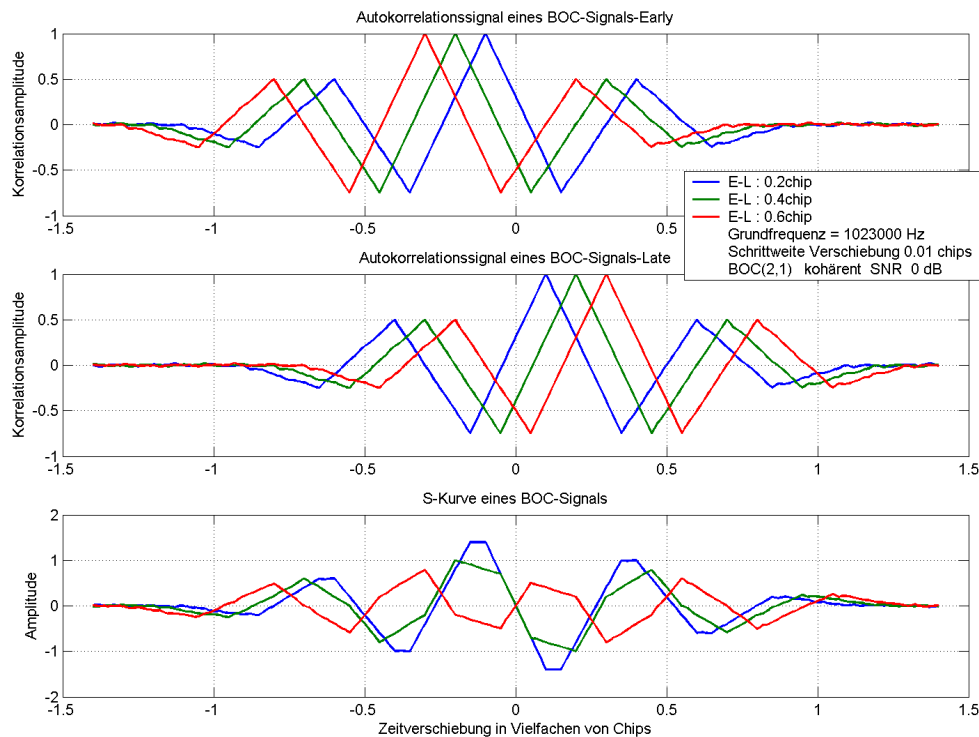


Abbildung 6.2-21: Korrelationskurven für EARLY und LATE sowie S-Kurve

6.2.5.3 Methoden zur Unterdrückung der Mehrdeutigkeit beim Korrelationssignal

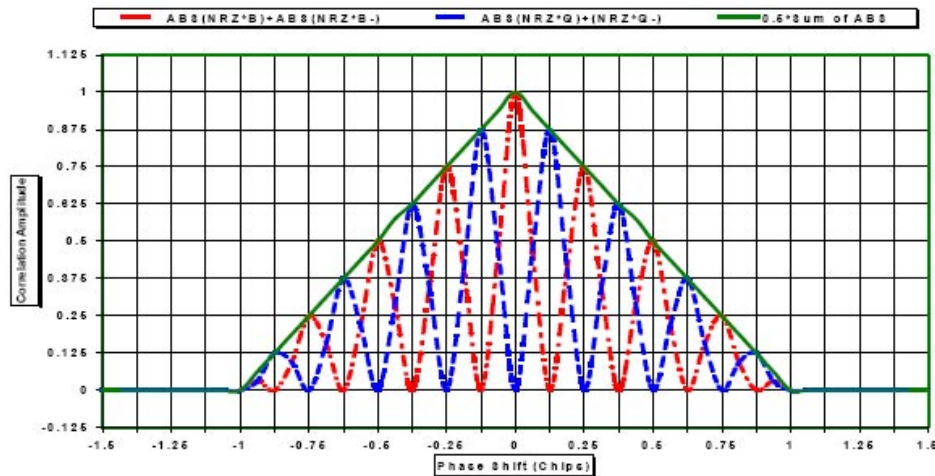
6.2.5.3.1 Bump-Jump Methode

Grundlage dieser Methode ist die von Fine und Wilson vorgeschlagene kontinuierliche Überprüfung der Leistung in einem *very-early* und *very-late* Kanal, versetzt um ± 0.25 chip, mit dem *genauen* Kanal, um festzustellen ob mit diesem die größte Spitze getrackt wird. Ist dies nicht der Fall, so springt der DLL zur größeren Spitze der beiden Vergleichskanäle. Dies wird so oft wiederholt, bis der genaue Kanal die größte Korrelationsleistung aufweist.

6.2.5.3.2 Zusätzliche Korrelationssignale

Die DLL wird als Multikorrelator ausgelegt, um durch zusätzliche EARLY- und LATE-Korrelationssignale eine kontinuierliche und lineare Regelkurve zu erzeugen. Im Vorschlag von Ph.Ward werden beim Code-Referenzsignal neue Unterträger Quadratursignale eingeführt, die in der geeigneten Kombination von BOC und QBOC mit dem Spreizcode in kohärenter Weise verknüpft werden. Mit den zusätzlichen Korrelationssignalen (E_{B-} , E_{Q+} , E_{Q-} , P_{B-} , P_{Q+} , P_{Q-} , L_{B-} , L_{Q+} , L_{Q-}) werden EARLY und LATE als Grundgrößen (siehe Gleichung

für die Berechnung) für die Regelkurve bestimmt. Die Einhüllende der einzelnen Korrelationskurven liefert ein eindeutiges Korrelationssignal (Abbildung 6.2-22).



$$E = \frac{1}{2} \cdot |E_B| + |E_{B-}| + |E_Q| + |E_{Q-}|$$

$$E_B = \sqrt{I_{EB}^2 + Q_{EB}^2} ; E_{B-} = \sqrt{I_{EB-}^2 + Q_{EB-}^2}$$

$$E_Q = \sqrt{I_{EQ}^2 + Q_{EQ}^2} ; E_{Q-} = \sqrt{I_{EQ-}^2 + Q_{EQ-}^2}$$

Abbildung 6.2-22: Kombination mehrerer Korrelationssignale zu einer eindeutigen Funktion

6.2.5.3.3 Akquisition eines Seitenbandes

Die beiden Seitenbänder des empfangenen BOC-Signals werden getrennt durch schmalbandige Filter geschickt und jedes Seitenband mit einem PN-Code ohne BOC Modulation korreliert. Die hierfür erforderlichen Schritte sind in der Abbildung 6.2-23 verdeutlicht. Von dem BOC-Signal auf einem Zwischenträger von $6 \cdot f_0$ wird mittels eines Filters nur ein Seitenband genommen (grünes Spektrum). Das zweite Seitenband (hier blaues Spektrum in der zweiten Reihe) steht ebenfalls zur Verfügung und kann parallel einer zweiten Korrelatorbank zugeführt werden. Die zusätzliche Umsetzung in das Basisband entspricht der Entfernung der synchronisierten Trägerfrequenz über die eingerastete PLL.

Die EARLY/LATE-Korrelationsfunktionen des empfangenen BOC-Signals mit dem intern erzeugten - nicht BOC modulierten – Referenzsignalen sind nun eindeutig und können zur Regelkurve verknüpft werden. Durch die schmalbandige Filter wird aber die Spitze der Korrelationskurven sehr stark verschliffen. Zur Verbesserung der Nachführeigenschaften der Loop kann dann noch die eigentliche und mehrdeutige Regelkurve überlagert werden. Abbildung 6.2-24 zeigt im Vergleich zu Abbildung 6.2-21 die glatten Korrelationskurven für EARLY, LATE und die daraus abgeleitete Regelkurve mit einem Spacing $d = 0,4$ chip.

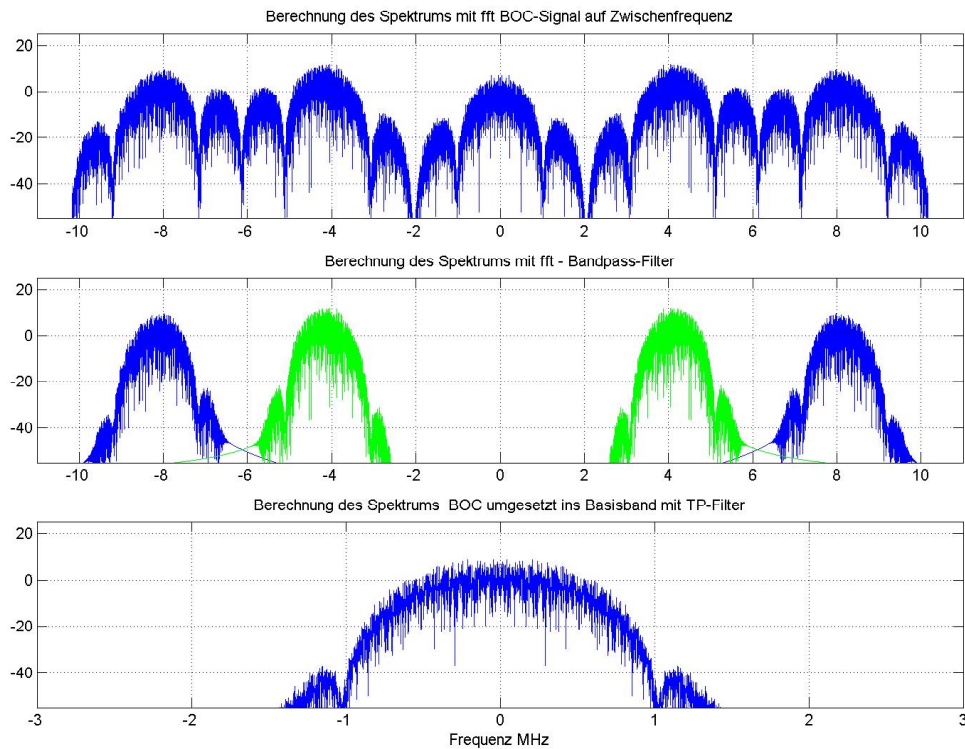


Abbildung 6.2-23: Frequenzumsetzungen zur Akquisition von einem BOC-Seitenband

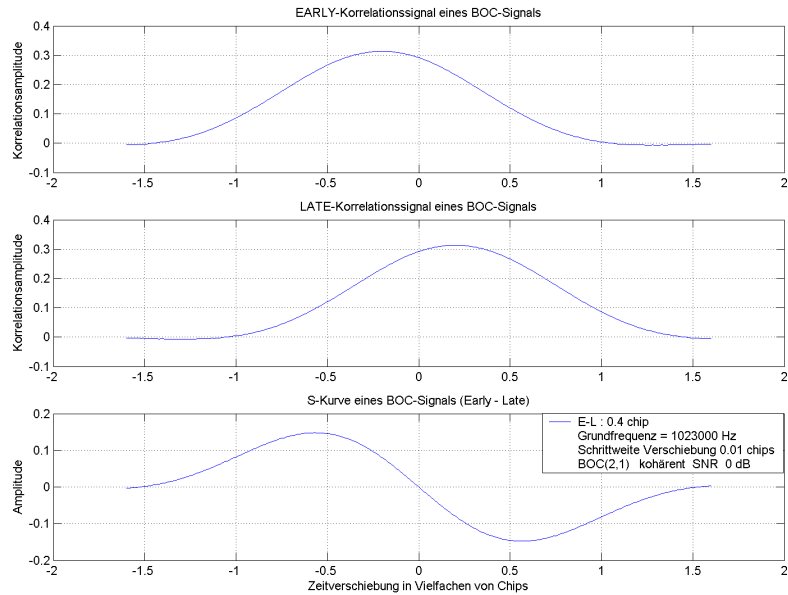


Abbildung 6.2-24: Eindeutige Korrelationskurven aus einem Seitenband

6.2.5.4 Mehrwegeeffekte bei BOC-Signalen

Erste Untersuchungen zum Mehrwegeverhalten mit einem einzigen Reflektor zeigten vergleichbares Verhalten wie beim C/A-Code Tracking. Direktes Signal und reflektiertes Signal

erreichen zu unterschiedlichen Zeiten und in einstellbarer Leistung die DLL. Die hier verursachten Fehler sind in Abbildung 6.2-25 dargestellt. Der hier angenommene Reflexionsfaktor von 0,6 erzeugt die systematischen Fehler in der Entfernungsmessung. Zum Vergleich ist die Fehlerkurve für den C/A-Code mit angegeben. Beim BOC-Signal ist wieder deutlich der Effekt des Unterträgers zu sehen, der eine zusätzliche Modulation des Fehlers verursacht. Hier sind nur jeweils die Einhüllenden des Fehlers dargestellt. Das BOC-Signal zeigt ein besseres Verhalten bei Mehrwegeeffekten, da der maximale Fehler annähernd um den Faktor 2 kleiner ist und im Mittel noch wesentlich darunter liegt.

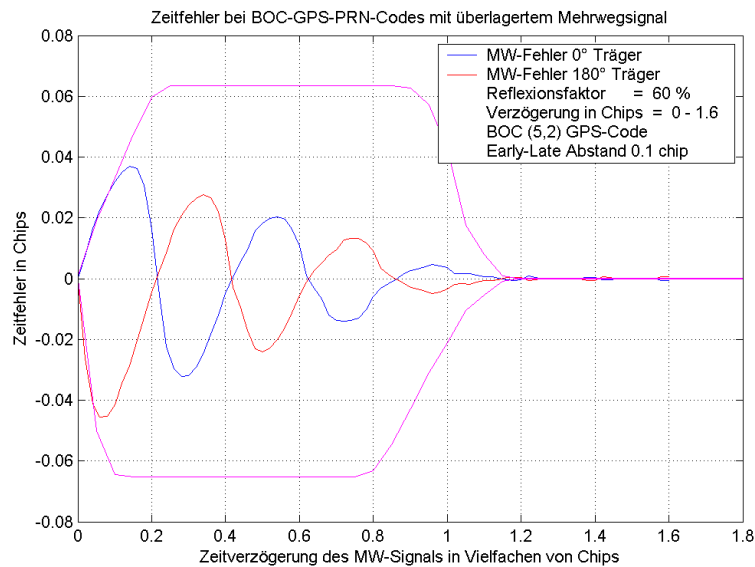


Abbildung 6.2-25: Mehrwegefehler bei C/A-Code und BOC-Signal

Die bisherigen Analysen der BOC-Signale mit den MATLAB-Programmen lassen eine erkennbare Leistungssteigerung erwarten. Ein Problem sind die Mehrdeutigkeiten in den Korrelationskurven, die deutlich kritischer werden, wenn das Verhältnis m/n größer wird. Damit ergeben sich echte Herausforderungen für die geplanten BOC(14,2) Signalkonfigurationen. Weitergehende Untersuchungen sind mit dem Software-Receiver geplant, wenn die erforderlichen Komponenten, insbesondere die Korrelationsmodule, programmiert sind. Dann können auch Datenraten und Dopplerverschiebungen berücksichtigt werden.

6.3 Ergebnisse des Institut für Erdmessung und Navigation, Uni BW München

6.3.1 AP 110.000: Integritäts-Monitoring der Signalqualität

6.3.1.1 AP 110.100: Recherche und Analyse bestehender Konzepte

Im Rahmen dieses Arbeitspaketes wurde zunächst eine Literaturrecherche zum Integritätsmonitoring durchgeführt. Dabei wurden bestehende Konzepte dahingehend analysiert, inwieweit sie sich zur Implementierung in die durch das Institut für Erdmessung und Navigation aufzubauende Testumgebung eignen. Da im Rahmen der hier vorgestellten Arbeiten ein Multikorrelator-Empfänger der Firma NovAtel beschafft und als wesentlicher Bestandteil in die Testumgebung integriert wurde, lag von Beginn an das Hauptaugenmerk auf Verfahren zur Detektion von Satellitensignalfehlern („Evil Waveforms“). Solche Signalfehler entstehen durch Fehler in der Sendeeinheit der Satelliten und lassen sich mittels Beobachtung der Korrelationsfunktion des Satellitensignals an diskreten Stellen relativ einfach detektieren. Für die Überwachung der Signalqualität wurden letztlich die folgenden Ansätze ausgewählt:

- Überwachung der empfangenen Signalstärke, um zu überprüfen, ob die Signale zu jeder Zeit den SPS Spezifikationen entsprechen. Zu diesem Zweck wird das vom Empfänger registrierte C/N_0 mit einem im Zuge von Kalibrierungsmessungen ermittelten Grenzwert verglichen. Sobald der C/N_0 -Wert diesen Grenzwert unterschreitet, wird Alarm ausgelöst.
- Aufstellung von Testmetriken aus Korrelationsfunktionsbeobachtungen, welche mit der Multikorrelator-Firmware für NovAtel-Empfänger gewonnen werden können. Dazu wird die Korrelationsfunktion an mehreren Stellen abgetastet und die erhaltenen Werte zur Berechnung der Testmetriken verwendet. Die so gewonnenen Metrikwerte werden wiederum mit einem im Vorfeld berechneten Grenzwert verglichen.

6.3.1.2 AP 110.200: Umsetzung der Algorithmen

Im nächsten Schritt wurden die ausgewählten Algorithmen in eine Auswertesoftware implementiert. Zur Programmierung wurde MATLAB verwendet. Die Software, welche im Wesentlichen der Kalibrierung des Signal Monitors (Berechnung der Grenzwerte für die C/N_0 -Beobachtungen und die Testmetriken), aber auch der Visualisierung und der künstlichen Erzeugung eines Satellitensignalfehlers dient, kann vom Empfänger generierte und mittels eines PCs gespeicherte ASCII-Dateien einlesen und weiterverarbeiten.

6.3.1.3 AP 110.300: Softwarebeschaffung NovAtel Multikorrelator

Um die zur Detektion von Satellitensignalfehlern benötigten Testmetriken berechnen zu können, muss die Korrelationsfunktion des Satellitensignals an diskreten Stellen abgetastet werden. Die bei einem „herkömmlichen“ Empfänger vorhandenen Korrelatoren (Early-Late) reichen hierzu nicht aus. Aus diesem Grund wurde eine Multikorrelator-Firmware beschafft, welche sich auf einen gängigen NovAtel-Empfänger aufspielen lässt. Die erste beschaffte Firmware-Version war in der Lage sämtliche in allen Kanälen verfügbare Korrelatoren auf einen Kanal zu bündeln. Für diesen einen Kanal standen somit 48 Korrelatoren zur Verfügung. Die 48 Korrelatoren konnten mittels 5 verschiedener Konfigurationen in unterschiedlicher Art und Weise auf der Korrelationsfunktion platziert werden. Allerdings war mit diesem Empfänger keine Positionierung mehr möglich. Aus diesem Grund kam eine weitere Firmware-Version zum Einsatz, welche pro Kanal nur 8 Korrelatoren zulässt, so dass insgesamt 6

Kanäle zur Verfügung stehen. Der wesentliche Vorteil besteht darin, dass sowohl eine Positionierung möglich ist als auch 6 Signale gleichzeitig überwacht werden können.

6.3.1.4 AP 110.400: Implementierung und Tests

Nachdem die jeweils aktuelle Firmware-Version auf den Empfänger (ProPakII, OEM3) aufgespielt wurde, wurden mittels des am Institut für Erdmessung und Navigation verfügbaren GPS Hardware Simulators der Firma Spirent erste Testmessungen durchgeführt, um die neuen (erweiterten) Funktionen des Empfängers zu belegen und ersten Tests zu unterziehen. Dazu wurde beispielsweise mit Hilfe des GPS Simulators eine Mehrwegeumgebung simuliert und anschließend das Verhalten der Testmetriken überprüft. Auch wurden zu Testzwecken erste Feldmessungen unter realen Bedingungen durchgeführt.

6.3.1.5 AP 110.500: Aufbau einer geeigneten Testumgebung

Im nächsten Schritt wurde eine Testumgebung zum Signal Monitoring aufgebaut. Dazu wurde die Blitzmesskabine des Instituts für Erdmessung und Navigation verwendet. Diese verfügt über eine permanente Stromversorgung und ist abschließbar, so dass alle notwendigen Geräte problemlos und permanent dort untergebracht werden konnten. Auf dem Kabinendach wurde auf einem Stativ eine Choking-Antenne installiert. Im Inneren der Kabine wurde der Multikorrelator-Empfänger sowie der zur Datenaufzeichnung und Empfängersteuerung benötigte PC installiert. Im Idealfall müsste der Ort der Monitoring-Station so gewählt werden, dass möglichst keine standortbedingten Fehlereinflüsse (Multipath) auftreten. Diese Anforderung konnte im konkreten Fall nicht erfüllt werden. Da sich in einiger Entfernung zur Kabine einige größere Gebäude befinden, musste von Beginn an mit Mehrwegeeffekten gerechnet werden, was sich nach den ersten Testmessungen auch bestätigte. Vom prinzipiellen Konzept des Signal Quality Monitoring stellt diese kein allzu ernstes Problem dar, da Mehrwegeeffekte zum einen bei der Berechnung der jeweiligen Monitor-Grenzwerte berücksichtigt werden, zum anderen die Beobachtungsgrößen geglättet werden. Diese Glättung reduziert auch die Mehrwegevariationen. Trotzdem muss mit Performance-Einbußen in Form von erhöhten Time-To-Alarm Werten gerechnet werden (s.u.). Da die Messkabine aufgrund der vorgegebenen Infrastruktur auf dem Universitätsgelände nicht ohne Weiteres versetzt werden kann (benötigter Stromanschluss), konnte der Ort der Monitoring-Station nicht hinsichtlich solcher Mehrwegeeffekte optimiert werden.

6.3.1.6 AP 110.600: Umfangreiche Monitoring-Tests

Die Tests zum Signalmonitoring beinhalteten im Wesentlichen eine Kalibrierungsphase des Monitors, in deren Zuge die Monitorgrenzwerte bestimmt wurden. Dazu wurden über einen Zeitraum von 3 Tagen Multikorrelator- und C/N₀-Daten gesammelt. Unter der Annahme, dass in dieser Zeit keine Satellitensignalfehler auftreten, wurden jeweils tagsüber (8-20Uhr) und während der Nachtstunden (20-8Uhr) insgesamt 12 Satelliten beobachtet (6 Satelliten bei Tag, die anderen 6 bei Nacht, die Messungen an den Tagen 2 und 3 waren Wiederholungsmessungen, um die Datengrundlage für die nachfolgenden statistischen Auswertungen zu erhöhen und um die Wiederholbarkeit der Mehrwegevariationen nachzuweisen).

6.3.1.7 AP 110.700: Auswertung der Daten

Die gewonnenen Daten wurden mit Hilfe der Auswertesoftware zur Berechnung der Monitorgrenzwerte verwendet. Basis der Berechnung dieser Grenzwerte sind die Standardabweichungen der gemessenen Metrikergebnisse. Da diese Standardabweichungen aufgrund der Einflüsse des thermischen Rauschens und des Multipath stark elevationsabhängig sind, wurden die Datenreihen in Elevationsbereiche (elevation bins) von 5° aufgeteilt und die Standardab-

weichungen für alle 5°-Bereiche gesondert berechnet. Dieser Werte wurden dann zur Berechnung der Monitorgrenzwerte herangezogen. Nach der Festlegung der Grenzwerte, wurden diese verifiziert, d.h. es erfolgte eine Überprüfung, ob alle für die Bestimmung der Grenzwerte verwendeten Datenreihen innerhalb dieser Grenzwerte liegen. Dies war erforderlich, da die Grenzwerte nicht aus der Auswertung einer Beobachtungsreihe gewonnen wurden, sondern die (Wiederholungs-)Messungen von 3 aufeinander folgenden Tagen in die Berechnungen einfließen.

Abschließend wurden einige Performance-Untersuchungen durchgeführt. Dabei wurde – ebenfalls mit Hilfe der Auswertesoftware – ein künstlicher Satellitensignalfehler in den Beobachtungen erzeugt, welcher durch seinen Startzeitpunkt, seine Dauer und seine Amplitude charakterisiert werden kann. Die Amplitude des Signalfehlers wurde aus bekannten Fehlermodellen berechnet, mit deren Hilfe sich die Form der resultierenden Korrelationsfunktion präzisieren lässt. Wie erwartet, werden beim Auftreten eines solchen Signalfehlers die entsprechenden Monitorgrenzwerte überschritten. Wie schnell dies passiert, wird durch den zugehörigen Time-To-Alarm-Wert (TTA) beschrieben. Für Luftfahrt- Anwendungen gilt, dass das System innerhalb von 3 Sekunden einen Alarm melden muss, damit innerhalb von weiteren 3 Sekunden auf den Fehler in geeigneter Weise reagiert werden kann (LAAS/WAAS Spezifikation). Eine Auswertung der TTA-Werte für die vom Institut für Erdmessung und Navigation aufgebaute Testumgebung ergab, dass diese Anforderungen nicht in allen Fällen eingehalten werden kann, d.h. dass vereinzelt TTA-Zeiten vorkommen, die oberhalb der geforderten 3 Sekunden liegen.

6.3.2 AP 120.000: Signalausbreitung an leitenden Oberflächen

Im Rahmen des UniTaS Projektes wurde bereits der Pseudolite (PL) Signalempfang am Flugzeug (AP 31100) theoretisch und praktisch erfolgreich untersucht. Dabei wurde der Rumpf vereinfacht als Zylinder betrachtet. Das hier bearbeitete Arbeitspaket stellt die Fortführung des AP 31100 aus UniTaS dar. Dabei werden komplexe, dreidimensionale metallische Oberflächen, die mittels CAD erzeugt werden, umgesetzt. Weiterhin werden die Auswirkungen auf die Delay-Lock-Loop (DLL) und die Phase-Lock-Loop (PLL) des GPS/PL Empfängers untersucht.

Die Ausbreitung des PL-Navigationssignals auf leitenden Oberflächen wird anhand einer numerischen Lösung der Maxwellgleichungen berechnet. Zur Berechnung der dabei auftretenden komplexen DGL-Systeme wurde eine geeignete Software beschafft (CST Microwave Studio), welche auf die speziellen Erfordernisse der Wellenausbreitung auf metallischen Oberflächen angepasst wird. Die Auswertung des empfangenen PL-Signals erfolgt mittels einer Matlab/Simulink Simulation eines GPS/PL Empfängers.

Auf der Basis dieser Ergebnisse wird ein Kode und Phasen Fehlermodell für den PL-Signalempfang an unterschiedlichen Flugzeugrümpfen entwickelt.

Aufgrund dieses Fehlermodells kann eine Abschätzung des tatsächlich auftretenden Fehlers erfolgen. Weiterhin kann das PL-Signal korrigiert werden, was zu einer Verbesserung der Positionierungsgenauigkeit führt.

6.3.3 AP 410.000 P-code APL flight tests

Airport Pseudolites (APL) werden als eine Möglichkeit angesehen, um im Rahmen eines Local Area Augmentation System (LAAS) den hohen Anforderungen, die an Kategorie II und III-Anflüge gestellt werden, gerecht zu werden. APLs dienen dabei besonders der Verbesserung der Integrität und Kontinuität. Eine Verbesserung der Positionierungsgenauigkeit kann dagegen nicht von vornherein angenommen werden, weil bei der gemeinsamen Verarbei-

tung von APL- und GNSS-Signalen Fehlereffekte hervorgerufen werden können, die gesondert betrachtet werden müssen. Die Arbeit des WP 410.000, die zwei Flugkampagnen am Flughafen von Braunschweig beinhaltete, befasste sich mit solchen Effekten, die nicht durch differentielle Betrachtungen eliminiert werden können und daher im Bestreben um eine Verbesserung der Positionslösung mit Hilfe eines P-code APL eine Schlüsselrolle einnehmen.

Die Arbeitspakete WP 410.100 bis 410.500 umfassten eine Reihe von vorbereitenden Arbeiten im Vorfeld der Flugtests.

Im Rahmen des Arbeitspakets WP 410.100 wurden die entsprechenden Hardwarekomponenten für einen Flugzeugeinsatz vorbereitet. Parallel wurde eine APL-Testumgebung für die durchzuführenden statischen und dynamischen Bodentests an der Universität der Bundeswehr München geschaffen.

Im Arbeitspaket WP 410.200 wurde ein Testprogramm für Bodentests ausgearbeitet, um P-Code und C/A-Code-Daten des APL auf bestimmte Kriterien vergleichen zu können. Dieses Programm umfasste statische und dynamische Tests auf unterschiedlichen Zeitskalen. Zum Teil mobile Reflektoren waren absichtlich Teil der Testumgebung, um Mehrwegeausbreitungen der APL-Signale hervorzurufen. Die statischen Tests bestätigten dabei die geringere Anfälligkeit der P-Code-Daten bezüglich Mehrwegeausbreitungen im Vergleich zu den C/A-Code-Daten. Die dynamischen Tests umfassten drei verschiedene Bewegungen des Rovers: eine lineare Bewegung mit größer werdender Distanz vom Sender für die Untersuchung des Signalabbrisses, eine lineare Bewegung mit geringer Distanz für die Untersuchung der Signalakquirierung und kreisförmige Bewegungen. Diese Tests bewiesen, dass ein robustes Tracking des P-Code-Signals und die Aufzeichnung von P-Code-Daten hoher Qualität auch in dynamischen Umgebungen möglich ist. Dies wurde mit Hilfe eines schnell fahrenden Fahrzeugs realisiert. Damit war eine Grundvoraussetzung für erfolgreiche Flugtests erfüllt.

Im Arbeitspaket WP 410.300 wurden die Eigenschaften der Multipath Limiting Antenna (MLA) untersucht. Die MLA war als Referenzstationsantenne konstruiert und musste in eine Sendeantenne umgewandelt werden. Um die gewünschten Eigenschaften zu erzielen, wurden die an der Spitze der MLA befindliche High Zenith Antenne (HZA) sowie ihr Vorverstärker deaktiviert.

Nach dem Modifizieren der Hardware wurden im Rahmen des Arbeitspakets 410.400 zwei Tests mit der MLA durchgeführt. Wiederum wurden die Optionen „lineare Bewegung bis Signalabbriss“ und „kreisförmige Bewegung“ für P-Code und C/A-Code untersucht. Abermals zeigte der P-Code das stabilere Verhalten. Im zweiten Test wurde das Antennendiagramm der MLA bestimmt. Dabei wurde die MLA als Empfangsantenne genutzt. Mit Ausnahme einiger kleiner Differenzen im Bereich von etwa 30° Elevation stimmte das Diagramm mit dem des vom Hersteller veröffentlichten überein. Auch die zweite verfügbare Antenne - einer Choke-Ring-Antenne – wurde einem Test als APL- Sendeantenne unterzogen. Beide Antennen wurden deshalb als Sendeantennen für die Flugtests vorbereitet, um gegebenenfalls einen Austausch vornehmen zu können.

Arbeitspaket WP 410.500 umfasste den kompletten Aufbau des Bodensegmentes - bestehend aus APL und Referenzstation - inklusive eines intensiven Funktionstests. Wieder wurden dynamische Tests mit einem mobilen Nutzerempfänger durchgeführt. Da die Signal-dämpfung der MLA für sehr geringe Elevationen als zu hoch erachtet wurde, wurde zunächst die Choke- Ring-Antenne als Antenne für die erste Flugkampagne berücksichtigt.

Im Rahmen von Arbeitspaket WP 410.600 wurden intensive Flugtests durchgeführt. Die Flugversuche wurden in zwei getrennte Teile zu je einer Woche Länge aufgeteilt. Während der ersten Woche kam die Choke-Ring-Antenne als Sendeantenne zum Einsatz. Obwohl Signalstärke und Antennenstandorte verändert wurden, kam es zu keiner befriedigenden Reichweite des empfangbaren Signals. Trotzdem brachte der erste Teil der Flugtests wichtige Aufschlüsse hinsichtlich der Optimierung der Hardwarestandorte und der einzusetzenden Signalstärke. Im Besonderen erwies sich die Choke-Ring-Antenne im Vergleich zur MLA, die während der zweiten Woche zum Einsatz kam, als die weniger taugliche Sendeantenne.

Zeitgleich zur Vorbereitung der Flugkampagnen wurde ein APL-Fehlermodell entwickelt. Dieses Fehlermodell umfasst drei Komponenten. Eine troposphärische Komponente berücksichtigt die stark unterschiedlichen Signalwege durch die Troposphäre zwischen APL und Rover sowie zwischen APL und Referenzstation. Eine weitere Komponente wurde in erster Linie deshalb notwendig, weil nur mit einer Empfangsantenne am Flugzeug gearbeitet wurde. Wegen der dann üblicherweise negativen Elevation des APL aus relativer Sicht des Rovers besteht in der Regel keine direkte Sichtlinie. Wegen der leitenden Oberfläche des Flugzeugs besteht jedoch üblicherweise ein ausreichender Signalempfang. Allerdings nimmt dieses Signal einen Umweg, es „kriecht“ sozusagen über den Flugzeugrumpf. Die zweite Komponente berücksichtigt genau den geometrischen Umweg dieses Kriechfehlers. Die dritte Komponente hängt ursächlich mit dem Near-Far-Problem zusammen. Dieses Problem beschreibt die Tatsache, dass das APL-Messsystem einer sehr hohen Signaldynamik unterliegt. Während das APL-Signal am Flugzeug bereits in großer Entfernung akquiriert werden muss und es einer entsprechend hohen Signalstärke bedarf, muss es auch in nächster Umgebung an der Referenzstation empfangen werden. Eine zu hohe Signalstärke beinhaltet die Gefahr eines systematischen Bias. Das dritte Komponente des Fehlermodells kann einen zuvor durch Kalibrierung ermittelten Bias für eine Positionslösung berücksichtigen.

Das Fehlermodell stellt Korrekturwerte für die APL Code- und Phasenmessungen bereit. Auszüge aus den aufgezeichneten Daten der ersten Flugkampagne waren qualitativ gut genug für eine erste erfolgreiche Anwendung des entwickelten Fehlermodells.

Während die ersten beiden Fehler nicht vermeidbar sind, hängt die Größe des Biasfehlers maßgeblich von der benutzten Signalstärke ab. Eine gut auf das Airport-Setting abgestimmte Signalstärke lässt den Biasfehler zu Null oder zumindest so klein werden, dass keine Einflüsse auf die Messungen nachgewiesen werden können. Überprüft werden kann dies mit Hilfe eines Verfahrens, die sich zum Kalibrieren eignet. Dabei wird die Signalstärke in regelmäßigen Abständen um einen geringen Betrag erhöht und gleichzeitig die Code-minus-Phase-Werte überwacht. Da sich ein Biaseffekt sehr viel stärker auf den Code auswirkt als auf die Phase, müsste sich ab einer kritischen Signalstärke der Code-minus-Phase-Wert verändern. Der Betrag der Veränderung ist gegebenenfalls an die Codemessungen anzubringen. Bei den Messungen der zweiten Flugkampagne lag die Signalstärke jedoch unter dem kritischen Niveau, so dass lediglich die anderen beiden Komponenten des Fehlermodells Verwendung fanden.

Insgesamt wurden 15 Landeanflüge ausgewertet. Es wurden mit einer echtzeitfähigen Software (Programmpaket PHARAO) phasengeglättete Codelösungen erzeugt und mit Referenz-Phasenlösungen, die im Postprocessing mit der kommerziellen Software Trimble Total Control erzeugt wurden, verglichen. Die Prozessierung der Anflüge, bei denen lediglich der C/A-Code des APL verwendet wurde, führte zu einer starken Verschlechterung der Genauigkeit im Vergleich zu den Anflügen, bei denen auf das APL komplett verzichtet wurde. Dagegen erwies sich die Nutzung des P-Codes als ausgesprochen erfolgreich. Unter Berücksichtigung des Fehlermodells führten die P-Code-Lösungen unter Nutzung der APL-Daten zu

einer leichten Verbesserung der Positionsgenauigkeit, in einem Maße wie man es durch die zusätzliche Verfügbarkeit eines weiteren Satelliten und der damit verbundenen Geometrieverbesserung vermuten würde. Grundsätzlich war dabei die Höhenkomponente erwartungsgemäß jene mit der geringsten Genauigkeit – unabhängig vom Einsatz des APL. Allerdings war in diesem Fall der positive Effekt durch das APL und das angewandte Fehlermodell am größten. Die erreichte Genauigkeit lag in Abhängigkeit von der Entfernung zum Flughafen bei etwa 3 bis 5 Dezimetern. Im Gegensatz dazu hatten das APL und das Fehlermodell einen geringeren Einfluss auf die Längskomponente und keinen nachweisbaren Einfluss auf die Breitenkomponente.

Die durch das APL hervorgerufene Steigerung der Genauigkeit wird deutlicher, wenn die Anzahl der verfügbaren Satelliten begrenzt wird. In einem Auswertebispiel wurden nur jeweils die vier am höchsten stehenden Satelliten berücksichtigt. In diesem Fall brachte die Verwendung des P-Code APL mit angewandtem Fehlermodell eine Verbesserung der Höhengenaugkeit um den Faktor zwei bis drei.

Es wurde festgestellt, dass geringfügige Veränderungen in der APL-Signalstärke sowie unterschiedliche Anflugwinkel (es wurden 3°- und 10°-Anflüge durchgeführt) keinen signifikanten Einfluss auf die erreichten Genauigkeiten hatten. Allerdings hatten 3°-Anflüge einen erkennbar größeren Positionsfehler in der finalen Phase des Anflugs, was den Verdacht eines Multipath-Einflusses durch Signalreflexionen an bodennahen Objekten nährt.

Drei Anflüge wurden unter Ausübung großer Rollwinkel (bis $\pm 40^\circ$) durchgeführt. Ziel war es, die Fehlermodellkomponente des Signalkriechens am Flugzeugkörper zu validieren. In diesem Fall war es zwar nicht möglich, die Positionsgenauigkeit der Lösung ohne APL-Einsatz zu verbessern. Allerdings zeigte die zusätzliche Verwendung dieser Komponente eine deutliche Steigerung der Genauigkeit im Vergleich zur reinen Troposphärenmodellierung. Dadurch konnte gezeigt werden, dass im Falle sehr dynamischer Anflüge die Einführung der Fehlerkomponente des Signalkriechens notwendig ist.

Schließlich wurden einige Ergebnisse mit gelösten Trägerphasenmehrdeutigkeiten prozessiert. Dabei konnte gezeigt werden, dass die troposphärische Komponente des Fehlermodells obligatorisch ist, um richtige und schnellere Phasenfixierungen zu erhalten. Allerdings konnte noch keine weitere Verbesserung des Systems nachgewiesen werden, wenn auch die Komponente des Signalkriechens zum Einsatz kam. Dies ist darauf zurückzuführen, dass es bei den dynamischen Anflügen durch die große Abschattung am Flugzeugrumpf zu Cycle Slips bei den APL-Messungen kam, wodurch die Phasenfixierungen jeweils verloren gingen.

6.4 Ergebnisse des Institut für Kommunikation und Navigation des DLR Oberpfaffenhofen

6.4.1 Introduction

The performance of a Global Satellite Navigation System (GNSS), like current GPS, Glonass and future Galileo, depends greatly on the quality of pseudorange measurements, which are influenced by a number of error sources such as ephemeris, user and satellite clocks, troposphere, ionosphere and multipath. The use of proper error models and application of the differential navigation method can significantly reduce the effect of many of those sources but not of the multipath. Because of its highly localised nature, the multipath error cannot be removed by differential measurements and is hard to handle even with currently available state-of-the-art receiver technologies. Nowadays the multipath is widely recognised by the navigation community as the major error source in high precision GNSS applications.

Also in-band interference signals can cause significant degradation of the GNSS performance. The navigation signals have extremely low power levels (-160dBW, up to 20dB below noise floor) and therefore they are very vulnerable to interferences, both intentional and unintentional. In US government Volpe report, it has been claimed [Last] that a simple 1W unit radiating wideband noise modulated on a GPS carrier could jam a navigation receiver as far away as 10km and prevent code acquisition at 85km. With a more sophisticated signal its range could reach 1000km.

A competitive solution to mitigation of the multipath and interference effects can be provided with the use of an adaptive antenna array in a GNSS receiver. The properly designed adaptive technique allows electronic steering of the main antenna beam towards a navigation satellite and placing nulls of the antenna directivity pattern in directions of arrival of multipath echoes and interferers. The concept of digital beamforming allows simultaneous realisation of a number of independent antenna patterns independently, each pattern optimised for the signal reception from a specific navigation satellite. Resulted spatial filtering of incoming signals due to the adaptive antenna is introduced prior to the conventional signal processing of the GNSS receiver; therefore errors both in code and carrier-phase measurements can be suppressed.

The aim of the work of Institute of Communications and Navigation, DLR Oberpfaffenhofen within UniTaS II project consisted in development of corresponding adaptive antenna techniques for identification and suppression of multipath and interference induced errors in the GNSS receiver. The work started from a survey of literature sources about existing adaptive antenna techniques and selection of the most prospective techniques for application in a GNSS receiver. Though a number of adaptive antenna techniques can be found in the literature, the performance of most of them was investigated with respect to communication or radar systems only and so additional investigations accounting for specifics of the GNSS case are needed. These investigations require a software test-bed which can emulate the signal conditions of the GNSS receiver with the receiving antenna array (see Figure 6.4.1). Here, the efforts were concentrated in producing the basic block of the software test-bed – a simulator of the GNSS multipath vector channel. The term “vector” denotes in this instance the ability of the simulator to emulate output signals of the antenna array in multipath environment, i.e. a “vector” of output signals. The developed multipath vector channel simulator is considered in Section 6.4.2. The software test-bed has been used further to investigate performance of the selected antenna techniques. The results of the antenna techniques investigations are presented in Section 6.4.3.

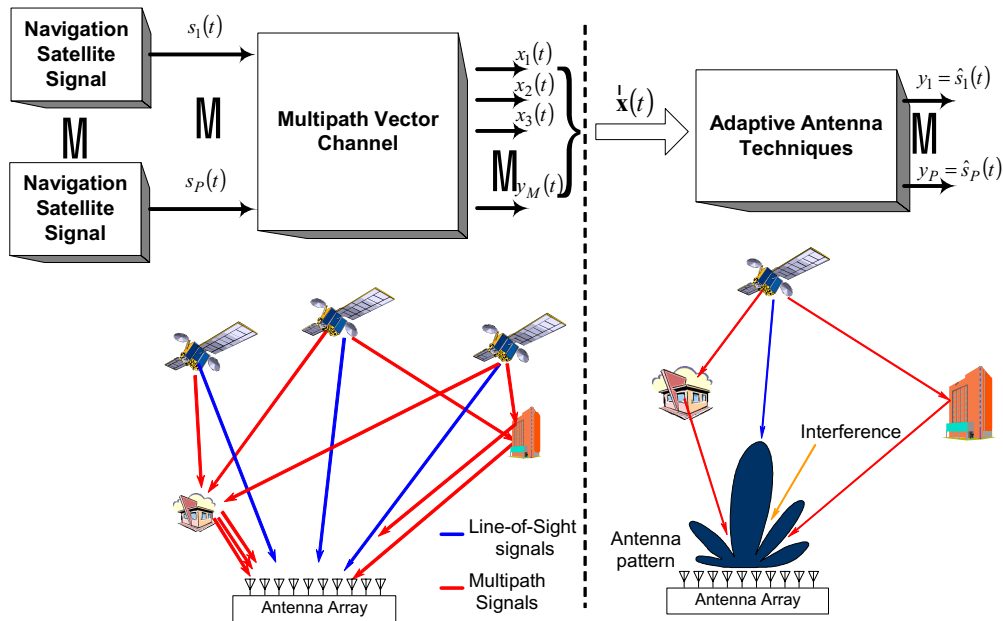


Figure 6.4.1: Structure of software test-bed for adaptive antenna techniques

6.4.2 Multipath vector channel modelling in the case of GNSS (AP 140.100)

6.4.2.1 Modelling approach

The whole variety of effects occurring during the propagation of a satellite signal can be classified as long-term (ionosphere and troposphere group delay, path loss, shadowing) or short-term effects (multipath fading, ionospheric and tropospheric scintillations). Long-term effects influence the average power of the transmitted signal (changes by tens or hundreds of meters), while short-term effects can cause rapid and large variations of the received signal power (changes by the order of wavelengths). The short-term effects caused by the multipath propagation are the initial concern for the use of an adaptive antenna in the GNSS receiver.

Multipath propagation occurs as a consequence of reflection, scattering and diffraction of the transmitted signal at natural and man-made objects. As a result, a number of signal echoes arrive to the receiver from different directions with different delays, attenuation, and phases. The superposition of the echoes results in amplitude and phase variations of the composed received signals. The channel impulse response for a classical “scalar” multipath channel with a single receiving antenna is introduced as:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N_{path}(t)-1} \alpha_i(t) \delta(t - \tau_i(t)) \tag{Eq. 6.4.1}$$

where $N_{path}(t)$ is the number of the propagation paths corresponding to multipath signals and the line-of-sight (LOS) signal if it exists. Each i -th propagation path in Eq. 6.4.1 is described with the complex amplitude α_i , $\alpha_i = \alpha_i \exp(j\varphi_i)$ and the time delay τ_i . The common

practice is to model the path envelopes, α_i , as random Rician or Rayleigh variables. Usually it is assumed that signal echoes in Eq. 6.4.1 are uncorrelated and the channel is wide-sense stationary (see [Parson]). In our investigations we used Wide Sense Stationary uncorrelated Scattering (WSSUS) model for a land mobile satellite channel in the L-band proposed in [Jahn].

Similar to the scalar channel, the vector channel impulse response $\mathbf{h}(t, \tau)$, that defines the antenna array output at instant time t when a unit impulse is applied at time $t - \tau$, is introduced as the weighted sum of delayed signal replicas (for a detailed explanation see [Ertel]):

$$\mathbf{h}(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N_{path}(t)-1} \mathbf{a}(\theta_i, \varphi_i) \alpha_i(t) \exp(j2\pi f_{D_i} t + j\phi_i) \delta(t - \tau_i(t)) \quad \text{Eq. 6.4.2}$$

where $\mathbf{a}(\theta, \varphi)$ defines the antenna array response on a plane wave arriving from the direction (θ, φ) with elevation θ and azimuth φ angles. Each i -th propagation path in Eq. 6.4.2 is described with specific set of parameters: the amplitude α_i , the carrier phase shift ϕ_i , the time delay τ_i and the Doppler frequency shift $f_D = (v/c) \cos\beta$ determined with the carrier frequency f_c , the user speed v and the angle β between the direction of user motion and the direction of multipath arrival, and c is the speed of light. The multipath components in Eq. 6.4.2 are assumed to have a plane wave front that in strict sense does not hold in practice. As a rule, every multipath is composed of a large number of sub-components with roughly equal delays, arbitrary phases and arrival directions closely distributed around some mean direction of arrival (see Figure 6.4.2). Modelling each multipath signal as an interference of many sub-components allows to represent both vector (angular spread, direction of arrival) and temporal (signal strength variation, time delay) properties of the signals. When taking into account the multipath sub-components, the response of the vector channel to the satellite signal $s(t)$ is obtained as:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{i=0}^{N_{path}(t)-1} \sum_{\omega=1}^{N_\omega} a_{p,\omega} \mathbf{a}(\theta_{i,\omega}, \varphi_{i,\omega}) \exp(j2\pi f_{D_{i,\omega}} t + j\phi_{i,\omega}) s(t - \tau_{i,\omega}) + \mathbf{n}(t) \quad \text{Eq. 6.4.3}$$

where $\mathbf{x}(t)$ is the vector of output signals of the antenna array; N_ω is the number of superimposed components in each propagation path; $a_{p,\omega}$ is the amplitude of the ω -th wave component in the i -th path ($i = 0$ stands for line-of-sight signal), the meaning of indexes ω and i in Eq. 6.4.3 is the same for other path parameters $\theta_{i,\omega}$, $\varphi_{i,\omega}$, $f_{D_{i,\omega}}$, $\phi_{i,\omega}$ and $\tau_{i,\omega}$; $\mathbf{n}(t)$ is the vector of non-correlated additive noise components in the antenna array output.

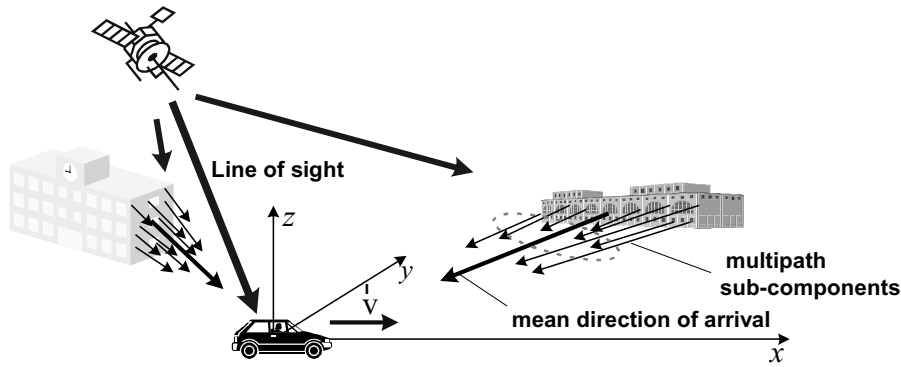


Figure 6.4.2: Representation of multipath signals as superposition of sub-components

Eq. 6.4.3 is a quite general mathematical description of the vector channel. Properly choosing the parameters in Eq. 6.4.3 one can get a reasonable model for any possible type of vector channel. However, the appropriate methods for deriving the model parameters from the available channel information should be defined. We propose to use the approach based on the CODIT channel model [CODIT]. The main features of the approach are

- A propagation environment is defined with a scatterer distribution (see Figure 6.4.3) that is used to determine directional multipath parameters.
- Non-directional multipath parameters are obtained from common scalar channel model described in [Jahn].
- In each multipath, the sub-components consist of single strong coherent component and numerous but weaker diffused ones. Sharing of the multipath signal power between the coherent component and non-coherent ones determines the multipath fading characteristics. That sharing is described by the coherence parameter m of the Nakagami- m distribution (see [Parson]).

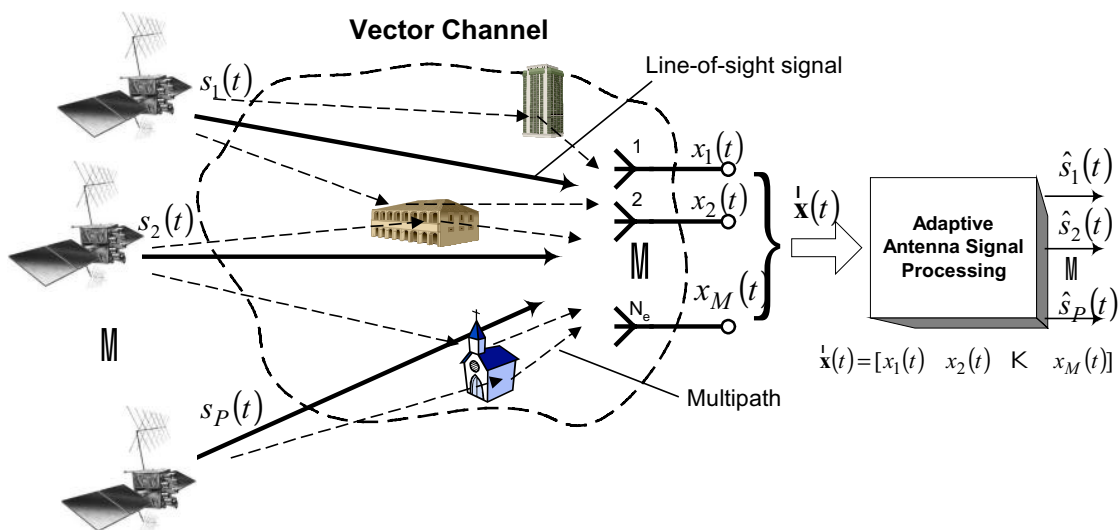


Figure 6.4.3: Representation of a vector channel with a spatial scatterer distribution

The simulation procedure for the vector channel is as follows (see Figure 6.4.4):

- at first, the spatial scatterer distribution has to be estimated based on a real physical environment or generated with a geometric ray-tracing software; the distribution can be quite approximate but should represent basic spatial properties of the environment; the Nakagami m -parameters are assigned to each of the scatterers based on CODIT model application notes [CODIT] taking into account type of the scatterers and a scatterers position viewed from the user site;
- then multipath angles-of-arrival and time delays are extracted from the spatial scatterer distribution;
- typical power delay profile for the simulated propagation environment is used to determine the powers of multipath signals according to their time delays;
- with the given multipath signal powers and angles-of-arrival and taking into account the value and direction of the user velocity the Doppler signal spectrum can be calculated;
- and finally, the signals on the outputs of the antenna array are computed according to Eq. 6.4.3.

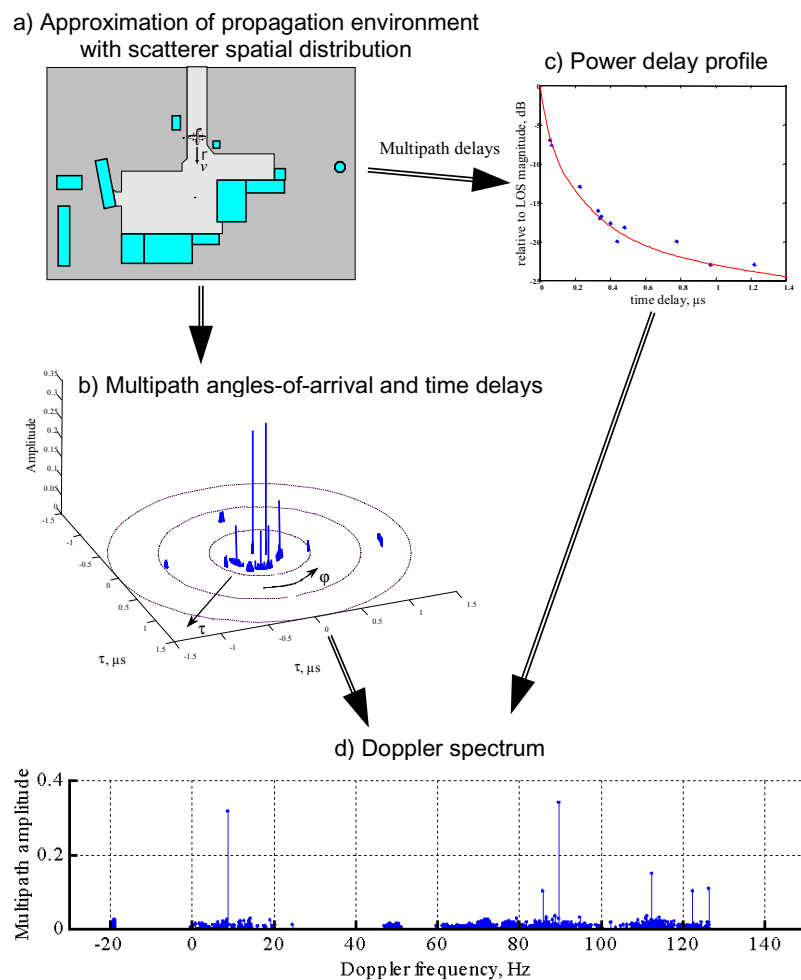


Figure 6.4.4: Simulation procedure for a vector channel

The vector channel simulator has been developed as a software simulator block for use in the Simulink/Matlab environment.

6.4.2.2 Simulation results

In order to test the basic performance of the developed vector channel simulator the simulations of “scalar” channels of the Rayleigh and the Rician types have been carried out. The obtained results were compared with results produced by the corresponding channel models provided in Simulink Blocksets of the MathWorks, Inc.. This gave us possibility to verify the reliability of simulation of those vector channel characteristics which are common with scalar channels: fading profile, Doppler spread etc. The probability density functions (pdf) of the amplitude of channel outputs simulated with developed simulator and Simulink software are presented in Figure 6.4.5. As can be seen, the vector channel simulator produces results close to the theory and similar to Simulink models.

In the next step the spatial properties of the vector channel simulator have been considered. The simulated propagation situation and the antenna array configuration were taken from the simulation example in [Stephene]. The obtained data are presented in the same form like in [Stephene], thus a comparison of simulation results from the two different vector channel modelling approaches is possible.

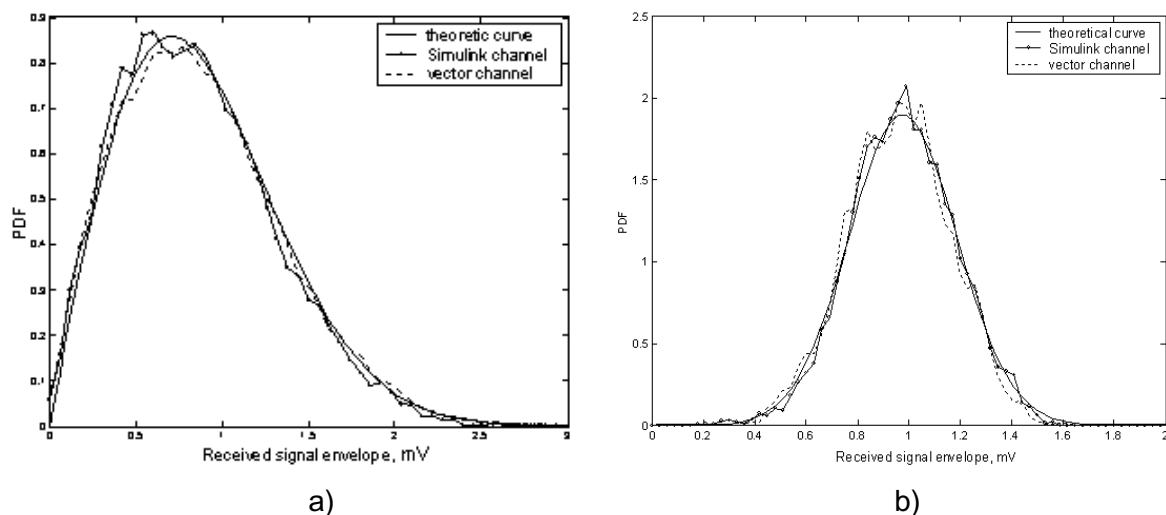


Figure 6.4.5: Results for cases of Rayleigh (a) and Rician (b) channels

The simulated vector channel contains three multipaths and a horizontal circular receiver array of seven isotropic antenna elements (see Figure 6.4.6). For simplicity the multipath elevation angle of arrival has been assumed to be zero, i.e. the multipaths lie in the same plane as the circular array. The multipath parameters used in simulation are presented in Table 6.4.1. The selected mobile user speed is 70 km/h, the carrier frequency is $f_c = 1.575$ GHz (L1 frequency band).

Path number	1	2	3
Path power, μ W	0.5	1	0.25
Nakagami- m parameter	1	3	1
Angle of arrival (azimuth)	90°	150°	270°
Angular standard deviation	2.5°	1°	5°

Table 6.4.1: Parameters of simulated multipath signals

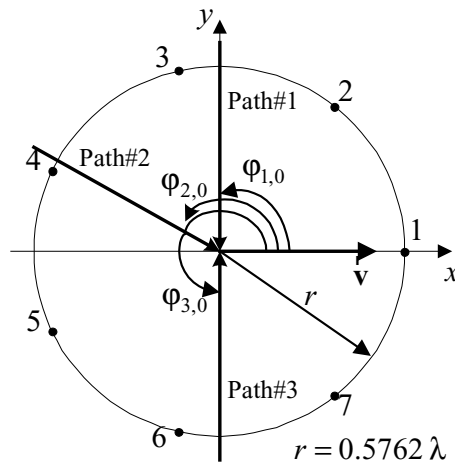


Figure 6.4.6: Circular antenna array geometry (λ is the carrier wavelength)

Figure 6.4.7 illustrates the evolution in time of the magnitude of the channel coefficients $b_1^{(i)}(t)$, $i = 1, 2, 3$ at the first antenna element ($b_l^{(i)}$ denotes the channel coefficient of the i th path for the l th antenna element). The channel coefficients can be derived from Eq. 6.4.2 in the following way:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(t, \tau) &= \sum_{i=0}^{N_{path}(t)-1} \mathbf{r} b^{(i)}(t) \delta(t - \tau_i(t)), \\ \mathbf{b}^{(i)}(t) &= [b_1^{(i)}(t), b_2^{(i)}(t), \dots, b_{N_e}^{(i)}(t)] = \\ &= \sum_{\omega=1}^{N_\omega} \alpha_{i,\omega} \mathbf{a}(\theta_{i,\omega}, \phi_{i,\omega}) e^{j[2\pi f_{D_{i,\omega}} t + \phi_{i,\omega} + 2\pi f_c(\tau_{i,\omega} - \tau_i)]}. \end{aligned} \tag{Eq. 6.4.4}$$

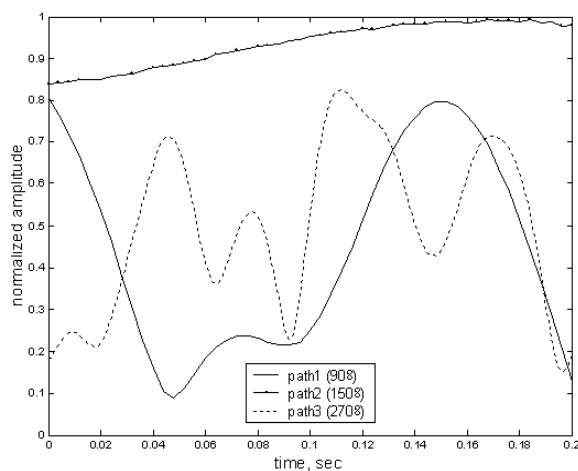


Figure 6.4.7: Channel coefficients

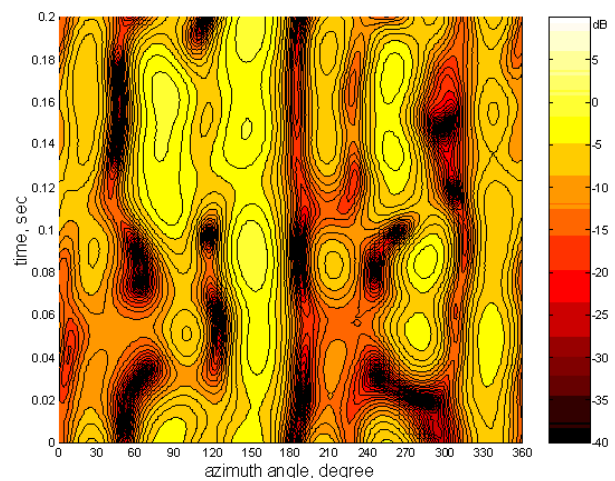


Figure 6.4.8: Matched receiver directivity pattern

As can be seen in Figure 6.4.7, due to the presence of a dominant multipath sub-component and the narrow angular spectrum the path 2 has the least fading effect of all paths, its magnitude changes in a very smooth manner. The path 2 can be associated with a signal echo from an object whose surface provides the specular reflection conditions for a significant part of the signal energy. The paths 1 and 3 have no dominant sub-components and hence the corresponding magnitudes of the channel coefficients change more rapidly in comparison to the path 2. Furthermore, because of the large difference in the angular spectrum widths the fading profiles of the paths are noticeably dissimilar. The magnitude of the path 1 changes more smoothly since the sub-components of the path have closer values of the Doppler shift than the sub-components of the 3rd path and their superposition produces slower fading rate. As a whole, the time behaviour of the multipath magnitudes conforms quite well to the results obtained from vector channel sounding [Kavak].

Figure 6.4.8 presents the calculated directivity patterns (DPs) of the matched receiver (a receiver which has antenna array weights being simply the complex conjugates of the channel coefficients). The DP is the receiver gain dependence on the signal direction-of-arrival (in our case, on the azimuth angle φ). The brighter areas in Figure 6.4.8 correspond to the higher receiver gain. All three propagation paths can be clearly seen in Figure 6.4.8. The time evolution of the receiver gain conforms closely to the path magnitudes time behaviour in Figure 6.4.7. Additional directions of the noticeable receiver gain (e.g., 30° and 330°) are resulted from DP sidelobes. Note, that in addition to time evolution also the path directions of arrival can swing around a mean value which is fixed within one simulation time step under the WSSUS condition. Amplitude of the swing is determined by the path angular spectrum and strength of the dominant sub-component. The similar basic features of the matched receiver directivity pattern in case of a multipath vector channel have been also reported in [Stephene].

6.4.3 Antenna Algorithms for Identification and Elimination of Multipath and Interference Signals in a GNSS Receiver (AP 140.200)

6.4.3.1 General considerations

An adaptive antenna can be seen as a spatial filter that filters out unwanted signals (multipath and interferers) and produces, when it is possible, gain to the line-of-sight satellite navigation signals. Such spatial filtering is achieved with the help of specially designed antenna algorithms which form the antenna directivity pattern adjusted to the current signal situation, i.e. make “beamforming”. From a signal processing perspective, that beamforming procedure is the operation of optimal combination of outputs of the antenna array such that when added together they produce the desired antenna pattern. In state-of-the-art receivers with an adaptive antenna the beamforming is performed on digitalised intermediate-frequency signals and is referred to as “digital beamforming”. One of the main advantages of the digital beamforming is that the digital signals can be processed by few beamformers in parallel in order to produce independent antenna patterns. Therefore, digital beamforming with only one physical antenna array allows to realise a number of antenna patterns each optimised for a specific navigation signal. This parallel beamforming strategy is denoted as “multi-target beamforming” [Liberti, p. 234].

The structure of the GNSS receiver with multi-target beamforming is presented in Figure 6.4.9. The number of beamformers, P , corresponds to the number of tracked navigation signals. In our investigations we used narrowband model of the antenna array [Trees, p. 34], which means that combining of the array outputs in every i -th beamformer is performed as

complex weighting (no tapped-delay-line filters after antenna elements to prevent degradation due to the signal bandwidth)

$$y_i(k) = \mathbf{w}_i^* \mathbf{x}(k), \quad \mathbf{x}(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_M(k)]^T. \quad \text{Eq. 6.4.5}$$

Eq. 6.4.5 represents the assumption widely used in case when the time required for the incoming signal to propagate across the antenna array is much smaller than the inverse of the transmitted signal bandwidth. The latter condition holds true for feasible sizes of the antenna array (array aperture is in order of few wavelengths) and signal bandwidths of existing GPS and coming Galileo (up to 51 MHz of Galileo E5a+E5b band).

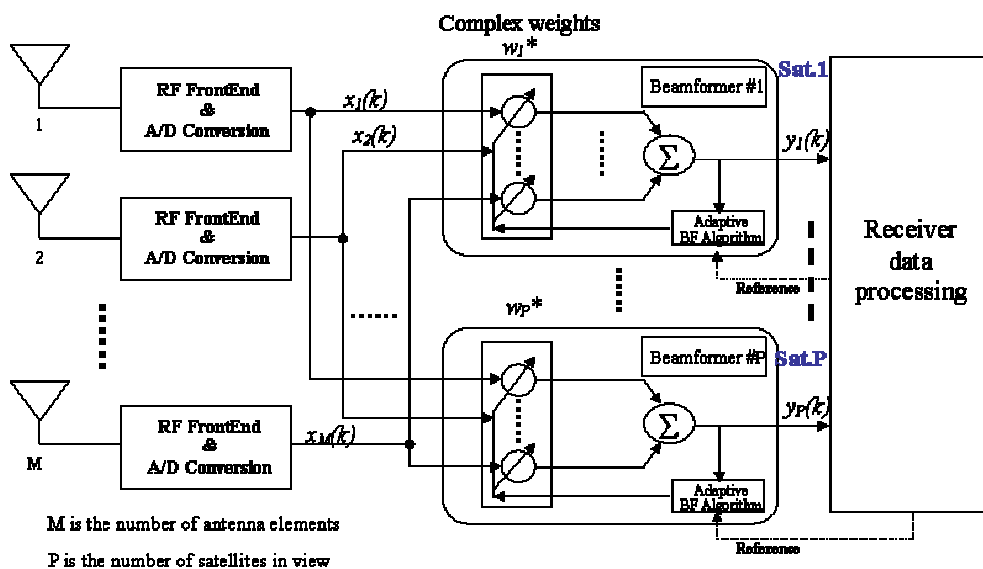
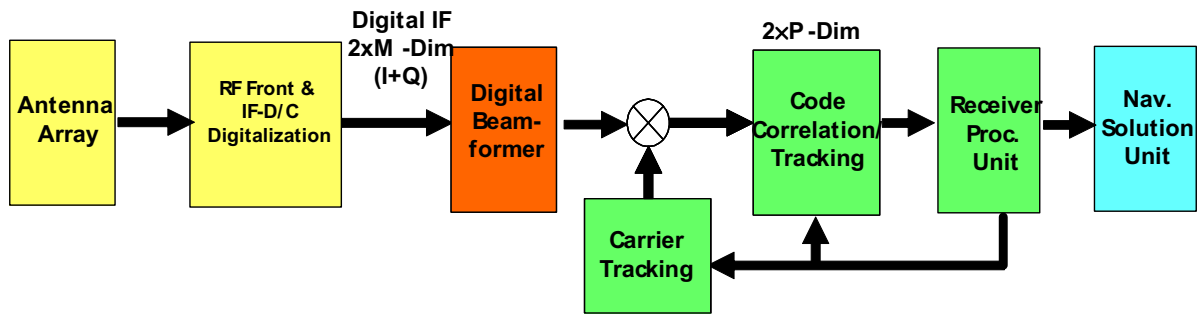


Figure 6.4.9: Structure of a GNSS receiver with multi-target digital beamforming

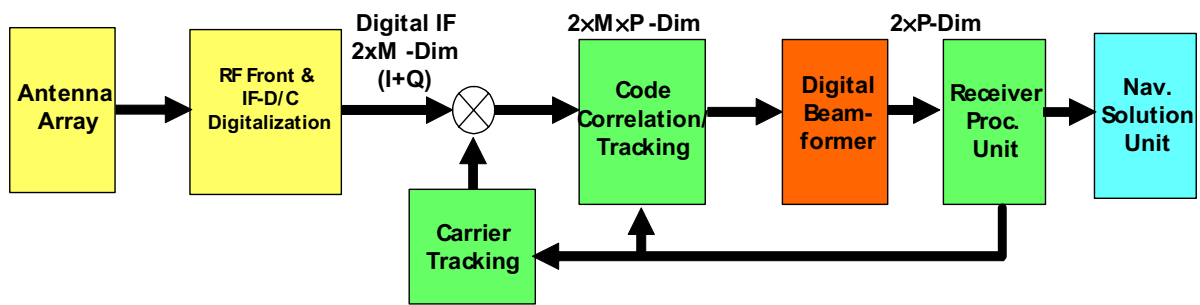
Our investigations were carried out keeping the concept of multi-target beamforming in mind. Therefore, every considered antenna algorithm was assumed to correspond to single beamformer in Figure 6.4.9. Only one signal of interest (signal from a given navigation satellite) was assumed in every beamformer. Because antenna patterns formed in different beamformers are independent from each other, different beamforming algorithms can be used in different beamformer branches in Figure 6.4.9.

The beamforming can take two different positions in the structure of signal processing in a GNSS receiver. The existing GPS and coming Galileo are spread-spectrum systems, which means [Braasch] that a deterministic signal, known *a priori* to the receiver, is used by the transmitter to modulate the information signal (navigation message) and spread the spectrum of the transmitted signal. The receiver cross correlates the received signal with a copy of the deterministic signal to demodulate the data. The in-space spreaded GNSS signal is deeply buried in the noise, for instance in case of GPS civilian signal, the signal-to-noise ratio (SNR) is approximately -19 dB in a 2 MHz bandwidth. Some of beamforming techniques, e.g. based on direction finding or constant modulus property of the signals, cannot be applied when the desired signal has negative SNR. Therefore, two concepts of the navigation receiver with

beamforming before and after correlation have been proposed [Klevenz] (see also the second UniTaS II intermediate report). In the latter case, beamforming benefits from the positive signal SNR after correlation (in case of GPS, the despreading gain in SNR is up to 46 dB), but the receiver structure becomes more complicated since M times more correlation units are needed (M is the number of antenna elements, see Figure 6.4.10). Both concepts have their strong and weak points, and the choice in the favour of one of them depends on the application specifics, available *a priori* information and requirements posed to beamforming.



a) beamforming before correlation/despreading



b) beamforming after correlation/despreading

Figure 6.4.10: Two receiver concepts with beamforming before and after correlation. M is the number of the antennas in array; P is the number of tracked satellites

6.4.3.2 Selection of Applicable Antenna Algorithms

From a receiver point of view, GNSS/Galileo is a one-way (only signal reception) system. Therefore beamforming algorithms for reception should be considered only. At the moment, various adaptive antenna techniques are intensively studied in theory and practice for wireless communication systems, e.g. UMTS/IMT-2000. However, because communication and navigation systems are different, some algorithms that are suitable for communication can be not applicable for GNSS applications. The most important requirement here is that a beamforming algorithm should not cause any significant distortion of the desired GNSS ranging signals (PRN code and carrier phase). The purpose of the use of an antenna algorithm is to “clean” the desired signals and enable the navigation receiver to get more accurate pseudorange measurements by using these “cleaned but not distorted” navigation signals. So, some antenna algorithms widely used in communication, for example the 2-D RAKE beamformer, are not applicable for GNSS.

Another reasoning for the algorithm selection is the efficient use of available *a priori* information. The adaptive antenna techniques can be classified into three groups depending on the type of *a priori* information they use to discriminate between GNSS signal and interferers. Within each of the groups we selected one-two beamforming techniques for further investigation:

1. Based on specific signal properties (blind beamforming):
 - detection and suppression of interferences with power level above noise floor – *power minimisation algorithm*;
 - use of constant modulus property of navigation signals – *constant modulus algorithm (CMA)*
2. With spatial reference (direction based beamforming):
 - use of *a priori* spatial reference, e.g. calculated from GNSS almanac – *linearly constrained minimum variance beamformer (LCMV)*;
 - use of direction finding methods – *LCMV combined with MUSIC or ESPRIT*
3. Beamforming assisted with pilot signals (*reference signal based beamforming*)

The reported further results for selected antenna algorithms have been obtained with the help of computer simulations in developed software test-bed (see Figure 6.4.1). For the simulation we assumed 5-by-5 uniform rectangular array with isotropic elements half-wavelength spaced along the main array axes. The array output signals were assumed to be the digitalised baseband civilian GPS signals with pre-correlation bandwidth of 2.046 MHz and sampling rate of 5 MHz.

6.4.3.3 Power minimisation algorithm

The principle of this algorithm is based on the fact that the GNSS signal before despreading/correlation is below the noise floor. Therefore, any signal with the power above that floor may be considered as interference. The goal of the beamformer controlled by the power minimisation algorithm is to drive the output signal down to the noise level. As a result, the beamformer searches for spatially localised signals above noise floor and suppresses them. For more details about the algorithm, we refer to the third UniTaS II intermediate report where it was shown that the power minimisation beamformer can be realised in form of a sidelobe canceller with iterative beamformer weights adaptation. In our simulations, for the weight adaptation we applied a normalised least-mean squares (LMS) algorithm which is widely used as a reference to compare with other adaptation techniques. However for some applications, potentially more fast adaptation algorithms [Godara] like the recursive least squares (RLS), the sample matrix inversion (SMI), the conjugate gradient method or different versions of improved LMS can be considered. The Figure 6.4.11 - Figure 6.4.13 and Table 6.4.2 present simulation results of the power minimisation beamformer.

Two types of interferers were simulated – narrowband constant wave and wideband noise-like signals. The interferer-to-noise ratio (INR) was specified with respect to 2 MHz filtered bandwidth of the GPS civilian signal. To define the convergence properties of the power-minimisation algorithm with the LMS adaptation, we simulated a signal environment with only

one interferer. Figure 6.4.11 shows the adaptive antenna pattern obtained with the beamformer after 1000 iterations (each iteration takes place within one sampling period of 0.2 microseconds) in case of wideband interferer arrived from the direction with azimuth and elevation angles of 0° and 20° , correspondingly. As can be seen from the Figure 6.4.11, the antenna pattern has a deep null in the interferer direction. The directivity of the antenna in other directions changes within 2 dB around zero. In case when directions to the wanted signal and an interferer are not closely spaced, the antenna with power-minimisation beamformer will suppress the interferer and leave the wanted signal almost undisturbed.

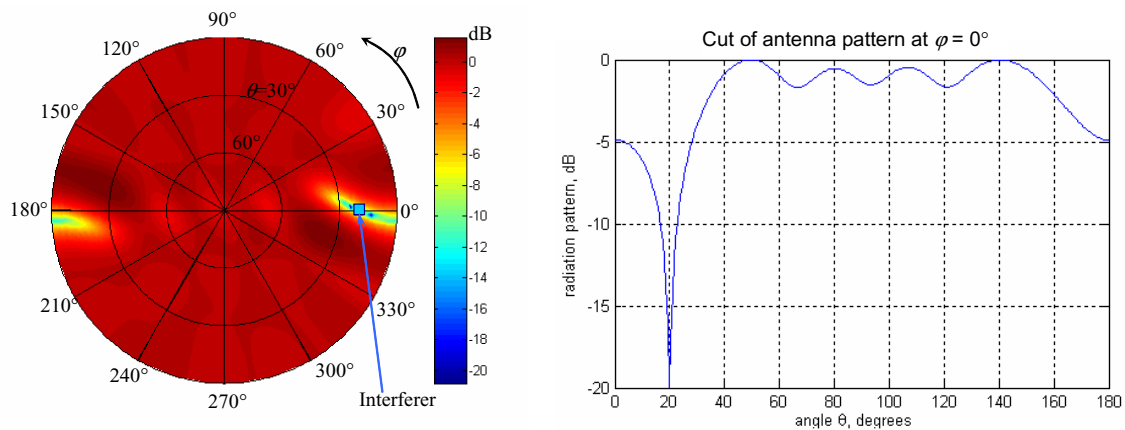


Figure 6.4.11: Antenna pattern obtained with power-minimisation beamforming
The interferer direction of arrival (azimuth, elevation) is $(0^\circ, 20^\circ)$ and INR is 15dB

Figure 6.4.12 shows the change of power at the beamformer output versus number of algorithm iterations. As the interferer is suppressed, the output power decreases to the noise floor, which was chosen -140 dBW for the simulations. Figure 6.4.13 shows how the interferer attenuation increases with the number of iterations. It can be observed that the attenuation reaches some mean stable level after 600 iterations. This value is of big interest from a practical point of view because it defines the time the algorithm needs to converge. The convergence speed of the LMS algorithm is determined by the adaptation parameter μ . This parameter influences both the convergence speed and the excess mean-squared error of the adaptation. When μ is small, the adaptation is slow, but the excess mean-squared error after adaptation is small. When μ is large, the adaptation is fast, but at the expense of an increase in the average mean-squared error. The calculated parameters of the power-minimisation beamformer for different values of μ are summarised in Table 6.4.2.

As can be seen from Table 6.4.2, the adaptation parameter influences also the strength of the attained interferer attenuation. The standard deviation of the attenuation indicates about stability of the adaptation algorithm solution (stability of the antenna weights after adaptation). The latter is also of big practical interest since fluctuation of the weights causes not only the fluctuation of the interferer attenuation but also the variation of a complex antenna gain in the direction to the navigation satellite, both in amplitude and phase. One should attain the smallest possible level of the weight fluctuation to keep the useful navigation signal undisturbed.

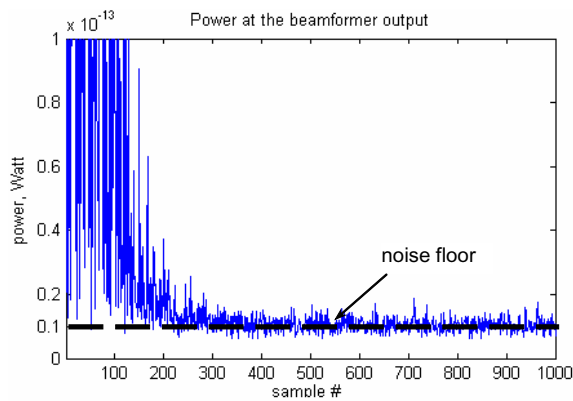


Figure 6.4.12: Minimisation of power at the beamformer output.

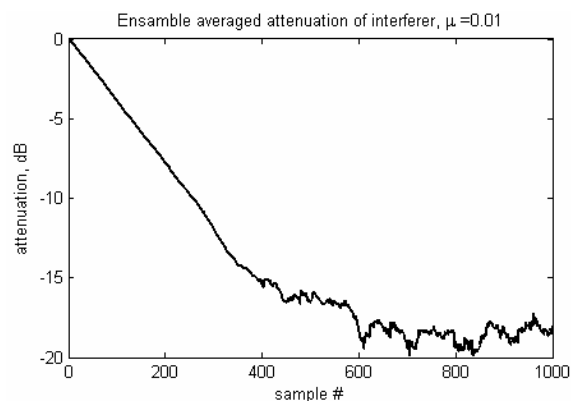


Figure 6.4.13: Interference attenuation vs. number of processed signal samples (number of iterations)

	Adaptation parameter, μ				
	0.5	0.1	0.05	0.01	0.005
Standard deviation, dB	2.14	1.88	1.58	0.99	0.67
Mean value, dB	-12.2	-16.0	-17.3	-20.1	-21.6
Number of iterations needed to converge	100	120	140	600	1400

Table 6.4.2: Characteristics of interference attenuation and convergence border vs adaptation parameter. The interferer is a wideband noise-like signal with INR = 20 dB in 2 MHz bandwidth of the GPS civilian signal

Figure 6.4.14 and Figure 6.4.15 show simulation results in case of three incoming wideband interferers. Figure 6.4.15 shows the antenna pattern corresponding to Figure 6.4.14 after 1000 iterations. Like in case of the single interferer, the pattern has no strong maximum or minimum except of deep nulls in the interferer directions of arrival.

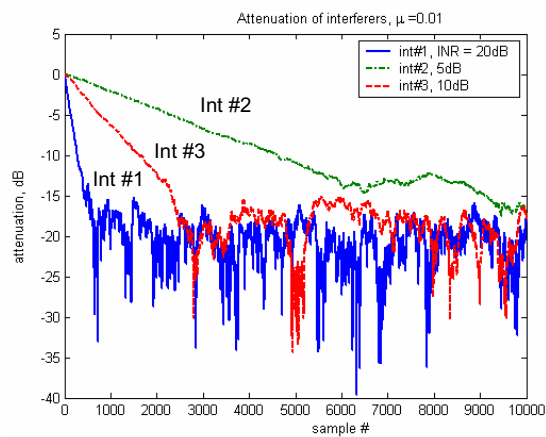


Figure 6.4.14: Attenuation of wideband interferers with different powers vs number of iterations

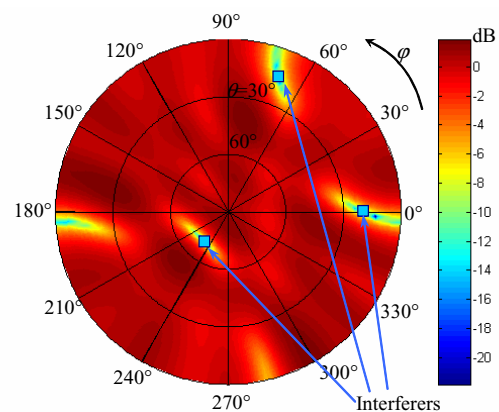


Figure 6.4.15: Antenna pattern at iteration #1000. The attenuation of the interferers is 20.6 dB, 15.2 dB and 23.5 dB correspondingly.

The main advantages of the power-minimisation beamformer are:

- it is blind beamforming, no information about arriving signals is needed
- simplicity.

Disadvantages:

- no gain to the navigation signal, no attenuation of multipath signals
- amplitude and especially phase distortion of the navigation signal due to pattern jittering can be significant.

6.4.3.4 Linear constrained minimum variance beamformer

The previous technique, the power minimisation beamformer, provides good solution in case when no information about incoming signals is available. However, in applications with not very high dynamics the directions to the navigation satellites can be easily calculated from a known position of the user (alternatively, from obtained GNSS navigation solution) and ephemeris data from the system almanac. This information can be used to derive more benefit from the use of the adaptive antenna.

Linear constrained minimum variance (LCMV) beamformer is the technique that allows to maximise signal-to-noise ratio (SNR) and suppress unwanted signals simultaneously. The LCMV beamformer is the direction constrained version of the power-minimisation beamformer considered above.

Figure 6.4.16 and Figure 6.4.17 present results of simulation of the LCMV beamformer. Table 6.4.3 summarises the effect of beamformer on parameters of the incoming signals – signal-to-noise ratio for the navigation signal and ratio of powers of interferers and the navigation signal.

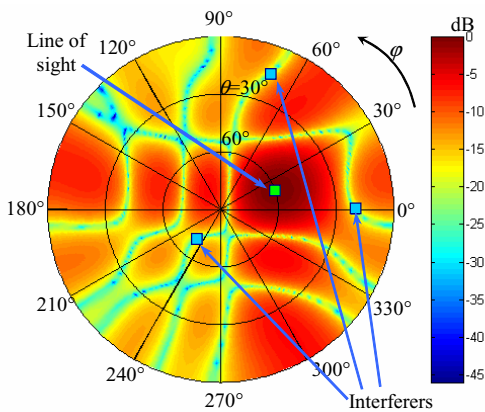


Figure 6.4.16: Antenna pattern obtained with the LCMV beamformer after 1000 iterations with adaptation parameter $\mu = 0.01$

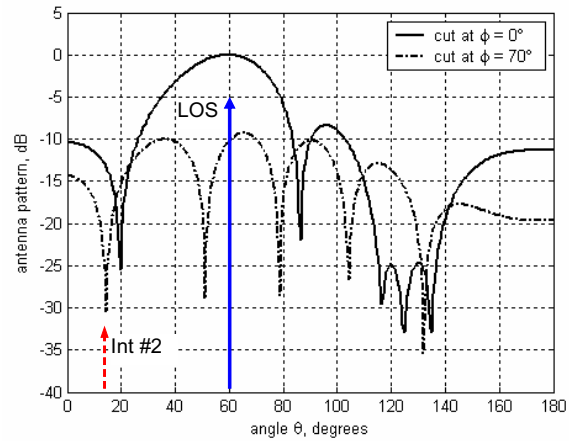


Figure 6.4.17: Cuts of the antenna pattern in Figure 6.4.16 in planes with line-of-sight (LOS) signal and interferer #2

Satellite Line-of-Sight Signal				
	Azim.	Elev.	SNR ₀	SNR _{BF}
LOS	20°	60°	-16 dB	-2.1 dB
Interferers				
	Azim.	Elev.	P_{int}/P_{LOS}	$(P_{int}/P_{LOS})_{BF}$
Int#1	0°	20°	36 dB	12.4 dB
Int#2	70°	15°	36 dB	11.1 dB
Int#3	230°	70°	36 dB	8.2 dB

Table 6.4.3: Parameters of incoming signals before and after beamforming

The convergence properties of the LCMV beamformer are defined by properties of the used adaptation technique. The described realisation of the LCMV beamformer with LMS adaptation has the same properties as the power-minimisation beamformer considered above. At this place, it should be stressed that in contrast to the power-minimisation beamformer the LCMV (or MVDR) beamformer doesn't produce any distortion to the signal of interest (navigation signal). The LCMV beamformer has the same behaviour in case of highly correlated interferers like the power-minimisation beamformer.

The main advantages of the LCMV beamformer are:

- high gain of the signal of interest (navigation signal);
- relative simplicity;

Disadvantages:

- no controlled attenuation (nulling-out) of multipath signals.

6.4.3.5 Use of direction finding methods with linear constrained minimum variance beamformer

As it was shown in the previous section of the report, the linear constrained minimum variance beamformer can be effectively used to attain the desired antenna gain in a given direction. So far, we used only one constraint to preserve the signal of interest while suppressing interferers which are above the noise floor. Additional constraints can be introduced also to null out another kind of unwanted signals – multipath signals. The required information about directions of arrival of the multipath signals can be obtained with the help of direction finding

methods. In our work we investigated the applicability of two widely used methods of direction finding, MUSIC and ESPRIT, for array signal processing in a GNSS receiver.

The MUSIC (Multiple Signal Classification) algorithm is an eigenstructure method which is applicable to arbitrary array geometry if the array steering vector is known as a function of signal direction of arrival [Godara]. Figure 6.4.18 shows the MUSIC spectrum estimated for signal situation defined with Table 6.4.3. The spectrum peaks which correspond to the three interferers can be clearly seen.

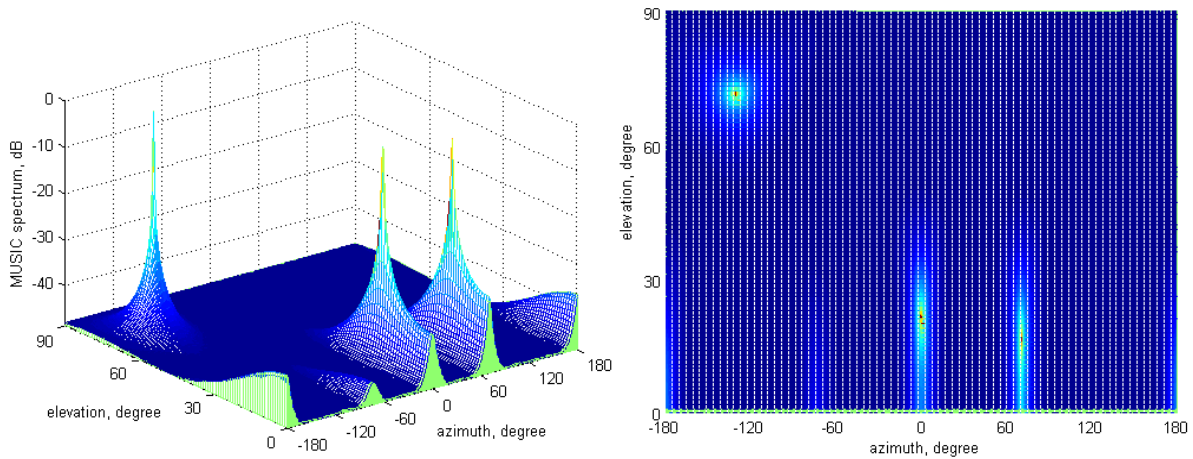


Figure 6.4.18: MUSIC spectrum estimated with 500 signal samples for the signal environment defined with Table 6.4.3

The ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) method estimates the signal directions of arrival by exploiting the rotational invariance structure of the signal subspace which is induced by the translational invariance structure of the associated antenna array. For our investigations we used 2-D unitary ESPRIT described in [Haardt]. Figure 6.4.19 and Table 6.4.4 show the results of direction estimation with 2-D unitary ESPRIT for the signal situation defined with Table 6.4.3.

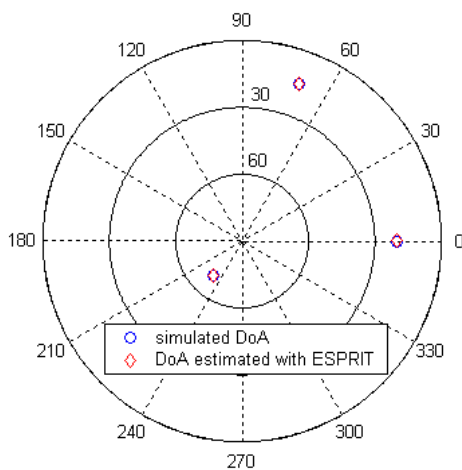


Figure 6.4.19: Simulated and estimated with 2-D unitary ESPRIT signal directions of arrival

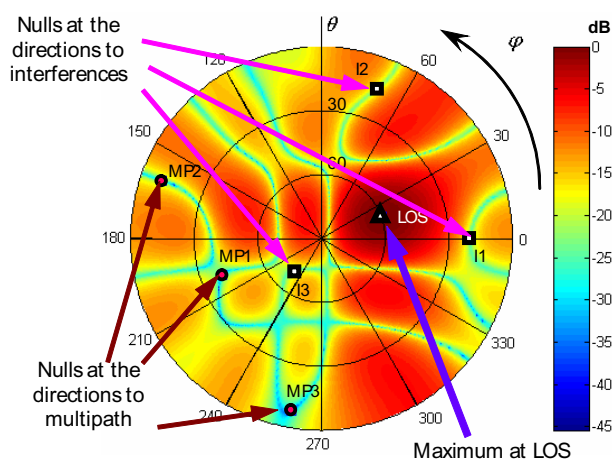
	Actual		Estimated	
	Azim.	Elev.	Azim.	Elev.
Int#1	0°	20°	0.00°	20.01°
Int#2	70°	15°	69.99°	14.91°
Int#3	230°	70°	230.07°	70.01°

Table 6.4.4: Results obtained with 2-D unitary ESPRIT

Comparing results obtained for 2-D MUSIC and ESPRIT we can conclude that the performance of both methods is approximately similar under simulated conditions. More rigorous analysis of these direction finding methods indicates [Godara] that estimates obtained by ESPRIT have large variance than those obtained by MUSIC using a large number of samples and this difference becomes large with number of elements in array. However, MUSIC algorithm needs more computation than ESPRIT and is very critical to array calibration errors. Also it fails to resolve correlated sources. In contrast to MUSIC, no array correlation is needed for ESPRIT. The unitary ESPRIT is more robust than MUSIC and can handle correlated sources due to inherent spatial smoothing procedure. Therefore, the 2-D unitary ESPRIT has been chosen for further investigations.

The 2-D unitary ESPRIT provides good estimation of the direction of arrival for a signal with positive signal-to-noise ratio only. This condition of a positive SNR can possibly hold true for interference signals, deliberate or unintentional, but not for the navigation signals and their multipath echoes. Therefore, the directional finding, as the first step in multipath detection and suppression procedure, should take place after correlation (see block diagram of the receiver with beamforming after correlation in Figure 6.4.10). The concept of the beamforming and direction finding after correlation needs further investigations. The performance of the corresponding algorithms depends strongly on the receiver structure, especially on parameters of code and carrier tracking loops used to despread the received navigation signals. It should be noted that only coherent correlators can be used here in order to preserve phase information of the incoming signals after correlation. The viability of the concept of beamforming and direction finding after correlation should be proven with combined simulations of corresponding array signal processing methods and common navigation receiver signal processing algorithms. At present time, the provisional results are available, which demonstrate the expected benefit of the concept.

Figure 6.4.20 and Table 6.4.5 present results obtained with LCMV beamforming when the directional information obtained on the preceding direction finding step (2-D unitary ESPRIT) has been used to constrain the beamformer. The direction to the steered navigation satellite was assumed to be known, so all signals coming from other directions were considered as unwanted.



Line-of-sight signal		
	SNR ₀	SNR _{BF}
LOS	-16 dB	-2,2 dB
Interferers		
	P_{Int}/P_{LOS}	$(P_{Int}/P_{LOS})_{BF}$
Int#1	36 dB	0,7 dB
Int#2	36 dB	3,3 dB
Int#3	36 dB	-2,3 dB
Multipath signals		
	P_{MP}/P_{LOS}	$(P_{MP}/P_{LOS})_{BF}$
MP#1	-3 dB	-47,4 dB
MP#2	-8 dB	-38,1 dB
MP#3	-10 dB	-48,8 dB

Figure 6.4.20: Antenna pattern after LCMV beamforming and preceding direction finding

Table 6.4.5: Signal characteristics before and after beamforming

The advantages of the LCMV beamformer combined with direction finding are:

- high gain of the signal of interest (navigation signal)
- strong and controlled attenuation of all unwanted signals (interferers and multipath).

Disadvantages:

- complicated hardware.

6.4.3.6 Beamforming with a pilot signal as temporal reference

The use of directionally constrained beamforming, e.g. LCMV beamforming discussed above, is only possible when the direction of arrival of the desired signal is known *a priori*. That condition restricts the use of adaptive beamforming in some GNSS applications where the information about direction to the steered navigation satellite either is not available or due to the application specifics (e.g. high dynamics) cannot be obtained in time. In this case one should use other techniques of adaptive beamforming not based on the directional reference. The alternative is to use the adaptive beamforming with a temporal reference, i.e. with a reference signal [Litva]. The main requirement to the reference signal is that it should be correlated with the desired one. Since GPS and future Galileo are code division multiple access (CDMA) systems, a known pseudorandom-noise (PRN) CDMA spreading code can be used as the reference signal for beamforming. But even more convenient is the use of a pilot signal that is the CDMA signal without data modulation (in case of GNSS, without modulation by navigation data). The absence of data modulation simplifies the use of the pilot signal for beamforming since no tracking of the PRN code phase is needed. Although, at the moment there is no pilot signals transmitted from GPS satellites, their use is foreseen in all frequency bands of Galileo and in L5 band of modernised GPS.

Figure 6.4.21 shows how signal-to-noise ratio (SNR) changes with number of LMS algorithm iterations at the output of the beamformer for different values of adaptation step size μ . The curves for SNR have been averaged over 20 trials. As was discussed in the section 6.4.3.3, the jittering of the antenna pattern is quite undesirable effect that should be avoided as much as possible to keep the received navigation signal undisturbed. To characterise pattern jittering, the values of the standard deviation of the output SNR were calculated and indicated in Figure 6.4.21. As can be seen from Figure 6.4.21, decreasing of the step size below 0.01 doesn't influence much on that parameter.

Figure 6.4.22 shows the optimum antenna pattern that can be attained in case when no interference and multipath signals are present. The strong maximum of the pattern can be seen in the direction of the line-of-sight (LOS) signal. The first strongest sidelobe of the antenna pattern is about -13 dB.

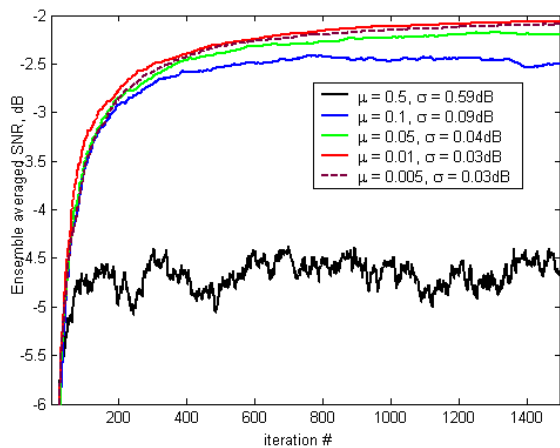


Figure 6.4.21: SNR at output of the beamformer with a reference signal

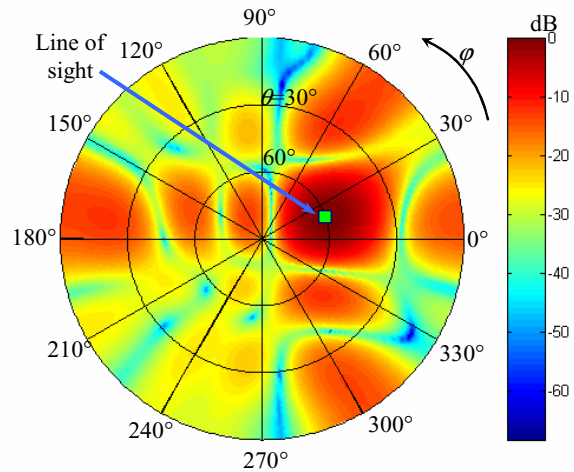


Figure 6.4.22: Antenna pattern obtained with the beamformer for $\mu=0.01$ after 1000 iterations, no interference and multipath signals

Figure 6.4.23 and Figure 6.4.24 illustrate the effect of interference and multipath signals the obtained antenna pattern. It can be seen, that interferers don't make a significant influence on the LMS algorithm with a reference signal (it was assumed that interferers and the desired navigation signal are not correlated). In contrast to interferers, multipath signals which are correlated with the desired one have a big effect – clear strong pattern maxima can be seen in the directions of the multipath signals. Figure 6.4.24 shows a cut of the antenna pattern in plane with $\phi = 20^\circ$ containing both LOS and the strongest multipath signal for a few values of the multipath power. The strength of the sidelobe in the direction of the multipath signal increases as the signal becomes stronger.

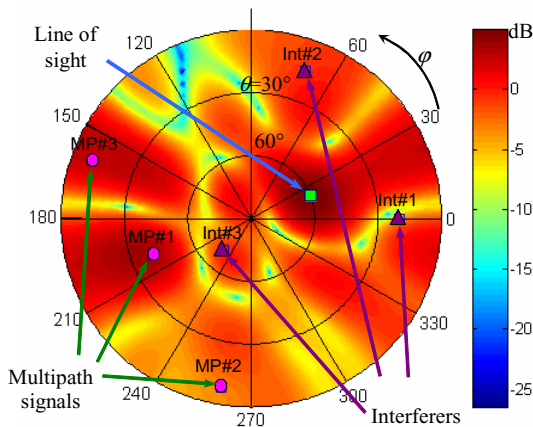


Figure 6.4.23: Antenna pattern obtained when strong multipath and interference signals are present

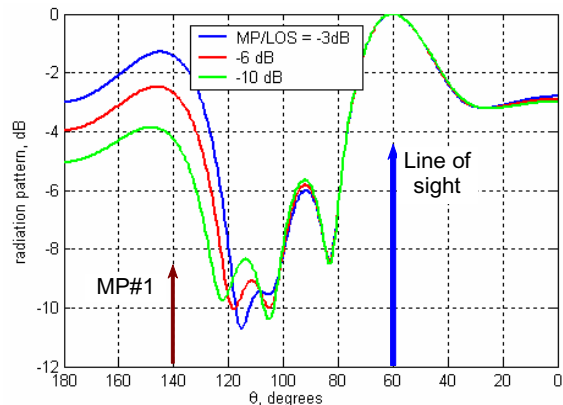


Figure 6.4.24: Cut of the antenna pattern from Figure 6.4.23 for different values of power of the strongest multipath signal

Simulation results presented in Figure 6.4.23 and Figure 6.4.24 indicate clearly that due to the multipath effect, use of the beamformer with LMS adaptation technique based on a reference signal only is not reasonable for an application in a GNSS receiver. However, that tech-

technique can be used as an auxiliary tool in combination with other techniques. As is can be seen from Figure 6.4.24, the antenna pattern preserves the strongest maximum in the direction to the line-of-sight signal in realistic signal conditions (the strongest multipath signal is more than 3 dB weaker as the LOS signal [Steingaß]). This property can be used to detect the direction of arrival of the LOS signal in a manner similar to 2-D MUSIC algorithm, i.e. through the 2-D directional search. The detected LOS direction can be used then in directionally constrained beamformer, e.g. in LCMV beamformer considered above. Another simple and effective technique that can be used to attain the controlled minimum attenuation of unwanted signals is the application of Dolph-Chebyshev amplitude taper, which ensures a given sidelobe level of the antenna pattern.

Figure 6.4.25 and Figure 6.4.26 show antenna pattern obtained after applying the Dolph-Chebyshev amplitude taper. The sidelobe level was chosen to be of -15 dB. The phases of the array elements have been chosen to steer the antenna main beam at the known direction to the tracked navigation satellite. As can be seen from Figure 6.4.25, only unwanted signals closely space to the signal of interest cannot be suppressed sufficiently.

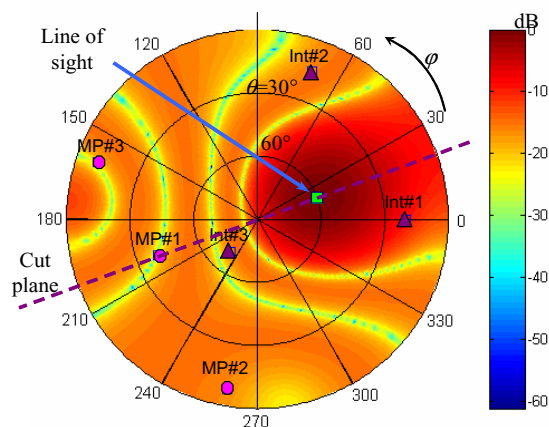


Figure 6.4.25: Antenna pattern obtained use of Dolph-Chebyshev amplitude taper

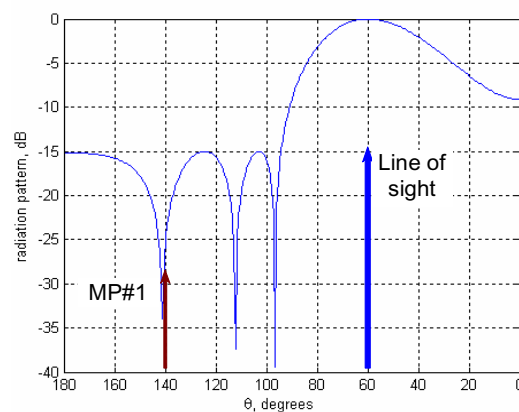


Figure 6.4.26: Cut of the antenna pattern from Figure 6.4.25

The advantages of the beamformer with the Dolph-Chebyshev weighting are:

- simplicity
- relatively large gain to the signal of interest.

Disadvantages:

- unwanted signals closely spaced to the signal of interest cannot be largely suppressed
- large width of the antenna pattern main beam
- intentional nulling-out of the unwanted signals is not possible.

6.4.3.7 Use of constant modulus property

Constant modulus algorithm (CMA) is a gradient-based algorithm that works on the premise that the existence of an interference causes fluctuation in the amplitude of the array output, which otherwise has a constant modulus. The CMA (also referred to as Godard's algorithm) is widely used in communications where it exploits the low modulus variation property of most communication signals, such as the signals with frequency modulation (FM), phase-shift keying (PSK) and others. For normal operation, the algorithm requires that the signals

have positive SNRs. Therefore it can be applied within the concept of beamforming after correlation.

The performance of the CMA within the concept of beamforming after correlation should be proven with combined simulations of a CMA beamformer and common navigation receiver signal processing algorithms. At present time, the provisional results are available, which were obtained with simplified model of dispreading in a GNSS receiver; see section 6.4.3.5 for more details.

The convergence speed of the CMA is of order of the LMS algorithm with a reference signal. However the convergence of the CMA is not guaranteed because its cost function is non-convex and may have false minima.

6.4.4 Discussion and Conclusions

In order to provide good overview of the investigated adaptive antenna algorithms, we estimated performance of all of them in one fixed signal environment specified by Table 6.4.6. The obtained results are summarised in Table 6.4.7.

Satellite Line-of-sight signal				
	Azim.	Elev.	SNR ₀	
LOS	20°	60°	-16 dB	
Interferers				
	Azim.	Elev.	P _{Int} /P _{LOS}	
Int#1	0°	20°	36 dB	
Int#2	70°	15°	36 dB	
Int#3	230°	70°	36 dB	
Multipath signals				
	Azim.	Elev.	P/P _{LOS}	Excess delay
MP#1	200°	40°	-3 dB	50 ns
MP#2	160°	10°	-8 dB	100 ns
MP#3	260°	8°	-10 dB	200 ns

Table 6.4.6: Parameters of incoming signals

Based on the simulation results presented in Table 6.4.7, we can conclude:

- use of the power minimisation beamformer is reasonable only in case when no directional information or the reference signal is available;
- both kinds of *a priori* information, directional or temporal, can be effectively used with the directionally constrained beamforming or beamforming with a reference signal;
- the highest performance among the investigated techniques is achieved with combined directional finding + directionally constrained beamforming approach;
- adaptive antenna techniques are able to ensure the reliable reception of the navigation signals even in severe signal conditions.

Signal	Adaptive antenna technique			
	Power minim.	LCMV	LCMV + ESPRIT	Pilot signal BF + Chebyshev taper
Gain to satellite line-of-sight signal (LOS)				
LOS	0 dB	13,9 dB	13,8 dB	12,9 dB
Attenuation of interferences (relative to LOS)				
Int#1	-20,1 dB	-24,4 dB	-35,4 dB	-9,1 dB
Int#2	-21,4 dB	-24,6 dB	-32,8 dB	-15,5 dB
Int#3	-21,8 dB	-22,2 dB	-38,3 dB	-16,1 dB
Attenuation of multipath signals (relative to LOS)				
MP#1	~ 0 dB	-19,5 dB	-44,4 dB	-25,6 dB
MP#2	~ 0 dB	-7,8 dB	-30,1 dB	-20,3 dB
MP#3	~ 0 dB	-15,3 dB	-38,8 dB	-16,5 dB
Pros and Cons				
	+ No a priori information or pilot signal is needed. Simple implementation. – No multipath attenuation. No gain of LOS.	+ The highest gain of LOS. Good attenuation of interferences. – Information about direction of LOS is needed. Attenuation of multipath signals cannot be controlled	+ The highest attenuation of interferences and multipath signals. Large gain of LOS. – Complicated hardware and software. Directional finding (ESPRIT) after correlation can be not fast enough in some application with high dynamics	+ No information about direction of LOS is needed. Large gain of LOS, controlled level of antenna sidelobes. – Interferences and multipath signals close to LOS cannot be attenuated strongly.

Table 6.4.7: Simulation results for different adaptive antenna techniques

In our simulations we assumed the antenna array with 5 by 5 uniformly space elements with element space of half wavelength. As was reported in [Klefenz], the physically realisable adaptive antenna with that number of elements will have dimension of approximately 500 mm by 500 mm. This implies the fundamental limitation for the application field of the GNSS receiver with the adaptive antenna. However, for applications where minimization is not the main design driver, adaptive antennas can satisfy high requirements on accuracy, robustness and reliability. Such applications are:

- range and integrity monitoring stations;
- road transportation: tracking of hazardous cargos, reliable navigation for emergency services;
- aviation: precision navigation in aircraft critical flight phases, traffic monitoring in airports;
- maritime transport: harbour operations and precision docking, search and rescue;
- railway transport: rail track surveying, precision tracking of the rolling stock;
- precision timing.

7 Voraussichtlicher Nutzen, Verwertbarkeit

Da die Projekteinhalte gemeinsam mit dem Industriepartner definiert wurden, ist eine direkte Verwertbarkeit der Ergebnisse zu erwarten. Im Bereich des integrierten Navigationssystems sind die technischen Fragestellungen weitgehend geklärt und es ist ein Stand erreicht, von dem aus die Entwicklung eines operationellen Systems begonnen werden kann. Wesentlichen Einfluss auf den weiteren Zeithorizont hat der für Luftfahrtgeräte sehr zeitaufwendige Zertifizierungs- und Zulassungsprozess, so dass bis zu einer möglichen Markteinführung noch mehrere Jahre vergehen können. Da die Ergebnisse jedoch auch sehr gut in anderen Bereiche übertragen werden können (Führung von Landfahrzeugen, Logistik etc.) die eine weniger aufwendige Zulassung erfordern, ist in diesem Bereich damit zu rechnen, dass die Ergebnisse schon kurzfristig in entsprechende Produktentwicklungen einfließen werden. Das Thema Pseudolites hat besonders angesichts der europäischen Bemühungen hinsichtlich der Entwicklung des Galileo-Systems weiter an Bedeutung gewonnen. So sollen im Rahmen eines Testbeds für die Signalentwicklung bodengestützte Sender eingesetzt werden, solange noch kein Satellit mit einer entsprechenden Payload im Orbit ist. Somit können die Ergebnisse der Arbeiten zu diesem Thema kurzfristig in aktuelle Entwicklungen einfließen. Gleiches gilt für die Arbeiten, die sich mit den Eigenschaften der Signale beschäftigen.

Ein kostengünstiges integriertes Navigationssystem hat ein großes Marktpotential. Beispiele für die Anwendung solcher Systeme liegen in der allgemeinen Luftfahrt, dem Straßen- und Schienenverkehr, der Frachtlogistik (Container, Güterzugwaggons), der Fußgängerortung ('elektronischer Blindenhund') und anspruchsvollen Kamerasteuerungssystemen für die Medien (z.B. für die Übertragung hochdynamischer Sportereignissen wie Formel 1 oder Kunstflug). Mit den Arbeiten im Projekt wurden, ausgehend von hochwertigen Sensoren, die notwendigen wissenschaftlichen Grundlagen für die Weiterentwicklung hin zu Navigationssystemen mit preisgünstiger Sensorik gelegt. Im Bereich der Pseudolites liegen mögliche weitere Anwendungsgebiete bei Systemen für Rettungskräfte. So werden beispielsweise mobile Systeme diskutiert, die der Feuerwehr innerhalb von Gebäuden eine hochgenaue Ortung erlauben sollen.

Neben den hohen Kosten liegt eine nicht zu vernachlässigende Problematik in der sehr schlechten Verfügbarkeit hochgenauer Trägheitssensoren. Die Produktion solcher Sensoren erfolgt hauptsächlich in den USA und unterliegt starken militärischen Exportrestriktionen, da mit hohen Genauigkeiten auch entsprechende Sicherheitsrisiken verbunden sind. Vor diesem Hintergrund erscheint es sehr lohnenswert, den Übergang zur Verwendung einfacherer Sensoren bei vergleichbarer Genauigkeit des Gesamtsystems anzustreben. Dies ist nur erreichbar, indem eine Kopplung mit komplementären Sensoren durchgeführt wird. Dazu sind, ausgehend von den im bisherigen Projektverlauf erarbeiteten Grundlagen, weitergehende Fehlermodellierungen der Sensoren vorzunehmen. Gleichzeitig können die dabei erarbeiteten Grundlagen verwendet werden, auch im europäischen Rahmen eine entsprechende Sensorproduktion zu ermöglichen. Ebenfalls unter dem Gesichtspunkt der Erarbeitung von eigenem Know-How ist die Fortführung der Arbeiten im Bereich Pseudolites und Signalanalyse zu sehen. Gerade im Hinblick auf das europäische Galileo-System ist anzustreben, dass auch im lukrativen Endgerätemarkt sowie den daraus resultierenden Folgeanwendungen entsprechende Produkte platziert werden können.

8 Bekanntgewordener Fortschritt anderer Stellen

Von Dritten unternommene Forschungsanstrengungen wurden, soweit die Ergebnisse bekannt sind, bereits in den Arbeiten der Projektpartner berücksichtigt und in den betreffenden Berichten dargestellt. Auf diese Weise war es möglich, die Arbeiten in UniTaS II immer auf dem aktuellsten Stand zu halten. Im internationalen Vergleich, z.B. auf diversen Konferenzen, konnte dies bestätigt werden.