
Gerhard Ressler, Bakk. techn.

**WEITERENTWICKLUNG DER
USER-POSITIONIERUNGS-ALGORITHMEN
DES ILT INDOOR-NAVIGATIONSSYSTEMS**

MASTERARBEIT

vorgelegt

zur Erlangung des akademischen Grades eines Diplomingenieurs
des Masterstudiums Geomatics Science

Institut für Navigation
der Technischen Universität Graz
in Zusammenarbeit mit
EADS Astrium (Ottobrunn)



Betreuer:

Dr. Dipl.-Ing. Andre Nuckelt, EADS Astrium

Mitbetreuer:

Dipl.-Ing. Petra Hafner, TU Graz

Begutachter:

Ao. Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Manfred Wieser, TU Graz

Graz, November 2011

Deutsche Fassung:
Beschluss der Curricula-Kommission für Bachelor-, Master- und Diplomstudien vom 10.11.2008
Genehmigung des Senates am 1.12.2008

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommene Stellen als solche kenntlich gemacht habe.

Graz, am

.....
(Unterschrift)

Englische Fassung:

STATUTORY DECLARATION

I declare that I have authored this thesis independently, that I have not used other than the declared sources / resources, and that I have explicitly marked all material which has been quoted either literally or by content from the used sources.

.....
date

.....
(signature)

DANKSAGUNG:

Besonders danke ich meinen Betreuern, allen voran Dr. Andre Nuckelt und Dipl.-Ing. Michael Burazanis seitens der Abteilung für Navigations Applikationen bei EADS Astrium in Ottobrunn, welche mir sowohl bei der praktischen Umsetzung der Arbeiten vor Ort, als auch bei theoretischen Fragen zur Seite standen. Für die Betreuung und Begutachtung seitens der Technischen Universität Graz möchte ich Frau Dipl.-Ing. Petra Hafner und Herrn Dr. Manfred Wieser einen herzlichen Dank aussprechen. Mein aufrichtigster Dank gilt jedoch meinen Eltern, welche mir das Studium an der Universität ermöglicht haben.

VORWORT

Bereits während meiner Schulzeit an der Höheren Technischen Lehranstalt in Klagenfurt erkannte ich, dass mir nicht nur der theoretische Umgang mit technischen Problemstellungen, sondern insbesondere auch die praktische Umsetzung von Lösungen liegt. Bei der Suche nach einem Thema für eine Abschlussarbeit mit einem praktischem Arbeitsanteil stieß ich glücklicherweise auf dieses Angebot von EADS Astrium. Ebenfalls war ich schon vor Beginn des Studiums sehr an Navigations-Systemen interessiert. Dass sich mir mit diesem Angebot eine Möglichkeit auftat, an einem innovativen Gebiet der Navigation, der Indoor-Navigation mitzuforschen und meinen Beitrag an der Weiterentwicklung des ILT-Demonstrators zu leisten, stimmte mich äußerst glücklich. Die Kombination aus Diplomarbeit an der Universität und Forschung in einem renommierten Unternehmen wie EADS Astrium ermöglichte mir neben der theoretischen, fachspezifischen Weiterbildung auch einen Einblick in reelle Arbeitsabläufe in einem Betrieb wie diesem.

KURZFASSUNG

Derzeit werden verschiedene Anstrengungen im Rahmen von Forschungsprojekten unternommen, um eine Positionsbestimmung auch innerhalb von Gebäuden zu ermöglichen. Da GPS zwar im Outdoor-Bereich weit verbreitet, für Indoor-Anwendungen jedoch nur begrenzt geeignet ist, arbeiten verschiedene Forschungseinrichtungen an ambitionierten Indoor-Navigationsprojekten. So auch das Unternehmen EADS Astrium am ILT-Demonstrator, welcher auf Pseudolite-Signalen basiert. Bei diesem System handelt es sich um eine Kombination aus acht Transmittern, welche rund um ein Gebäude, einen Gebäudekomplex oder eine Siedlung positioniert werden, aus ein oder mehreren Empfängern im Inneren des Gebäudes und einer mobilen Master Station zur Steuerung des Systems. Bisherige Versuche zeigten, dass eine Lokalisierung des Empfängers durch die Auswertung der Laufzeit des Multicarrier-Signales zu einer Genauigkeit im Bereich von wenigen Metern führt.

Da für die Zukunft eine Ausdehnung des Einsatzbereiches angestrebt wird, sollen Möglichkeiten der Flexibilisierung des Systems untersucht werden. Im Rahmen dieser Arbeit wird der Fokus daher einerseits auf das Mehrdeutigkeitsproblem des Signals und andererseits auf das Synchronisationsproblem der Transmitteruhren gelegt. Bisher ist nicht bekannt, inwiefern Mehrdeutigkeiten bei einem ausgedehnten Einsatzbereich auftreten. Die Signalcharakteristik lässt auf einen begrenzten Eindeutigkeitsbereich schließen. Diesen gilt es zu untersuchen, wobei zuvor die maximale Reichweite des Systems festgestellt werden muss. Treten Mehrdeutigkeiten auf, so soll ein Algorithmus zur Lösung dieser Ambiguitäten entwickelt werden. Weiters wird der Einsatzbereich durch die Art der Transmitter-Synchronisation eingeschränkt, da diese bisher eine Sichtverbindung zwischen den Transmittern innerhalb einer logischen Kette voraussetzt. Hierzu soll untersucht werden, ob durch eine Aufspaltung in Teilketten eine gewünschte Flexibilisierung erreicht werden kann. Zusätzlich sollen alternative Synchronisationsansätze in Erwägung gezogen werden. Zur Analyse beider Problemstellungen werden in dieser Arbeit jeweils Simulationen, Labor- sowie Testmessungen durchgeführt.

Die Bestimmung der maximalen Reichweite des ILT-Demonstrators ergab, dass der theoretische Eindeutigkeitsbereich von 1536 m überschritten und sogar in einer Entfernung von bis zu 2000 m noch ein Signal empfangen werden kann. Weiters wurde festgestellt, dass tatsächlich Mehrdeutigkeiten auftreten, wobei zweierlei verschiedene Arten zu beobachten sind. Sowohl sogenannte Phasensprünge als auch ganzzahlige Vielfache des Eindeutigkeitsbereiches (Integer-Ambiguitäten) verfälschen die geschätzten Ranges und damit die berechnete Empfängerposition. Es wurde ein Ansatz basierend auf Referenzstrecken, welche durch GPS ermittelt werden, ausgearbeitet und dahingehend ein Algorithmus zur Detektion und zum Lösen von Mehrdeutigkeiten entwickelt. Die Untersuchung des Synchronisationsproblems ergab, dass eine Kettenteilung theoretisch durchführbar ist und die Positionslösungen bei idealisierten Bedingungen sehr wohl die gewünschte Genauigkeit erfüllen. Sobald realistische Bedingungen angenommen werden, beeinträchtigen jedoch der Mehrwegeeffekt und die Transmittergeometrie die Ergebnisse. Grundsätzlich bestehen neben der Kettenteilung auch verschiedene Alternativen zur Flexibilisierung des Systems. Unter Berücksichtigung der Genauigkeitsanforderungen erweist sich die Verwendung von separaten, hochgenauen Referenzoszillatoren in jedem der Transmitter als vielversprechend.

ABSTRACT

Since the outdoor navigation system GPS is not suitable to satisfy the requirements of indoor navigation systems, a lot of different research facilities try to develop new techniques to localize people inside buildings and to navigate them through urban areas. Also the prototype indoor localization technology demonstrator (ILT) evolved by EADS Astrium Satellites offers such a possibility by using pseudolite signals. This prototype consists of eight transmitters outside the respective building or around a housing estate in order to cover the requested area and one or more receivers inside the building to enable the user to determine his current position. There is also a mobile master control station to operate this indoor navigation system. Analysis of previous tests have shown a positioning accuracy of a few meters while using multi-carrier signals to perform travel time measurements.

Within the framework of this master thesis two main problems should be investigated. For the purpose of expanding the scope of application a signal ambiguity solution as well as an approach to the synchronization problem should be implemented. So far the unambiguous area of the signal has never been exceeded in test measurements; therefore the operating range of the signal should be determined in the beginning. In the next step the unambiguous area should be investigated through simulations and measurements to find out what happens in case of expanding the area of operation. If necessary an algorithm for preventing such ambiguities should be developed. Regarding to the synchronization problem which comes up with the fact that a synchronization unit, including a line of sight (LOS) between the transmitters is needed, also simulations and measurements should be performed. On the one hand the feasibility of dividing the logical synchronization chain in smaller chains should be checked; on the other hand alternative approaches for synchronizing the transmitters should be devised.

Studying the operating range of the indoor navigation signal by conducting measurements across long distances led to the result that ranges of 1536 m (unambiguous area) can be achieved and the signal can be received even in a distance of 2000 m. Furthermore the occurrence of ambiguities was noticed and two different kinds of errors were detected. One error is a kind of phase jump if a wrong signal peak is detected, another error occurs if integer multiples of the unambiguous area are not considered. In the framework of this thesis a combined algorithm for the solution of both errors was established. The algorithm uses reference ranges which are calculated from the known positions of the transmitters and an additional GPS antenna mounted on the indoor receiver. The investigation of the synchronization problem has shown that dividing the entire synchronization chain into smaller parts is theoretically possible. Good results can only be achieved as long as optimal circumstances regarding to the estimated ranges are available. Multipath effects and the geometry of the transmitter positions are essential in case of dividing the synchronization chain. Apart from this approach alternative possibilities for synchronizing the transmitters are conceivable too. Depending on the requested positioning accuracy either *Global Positioning Satellite Disciplined Oscillators* or *High Stability Oscillators* with one-time-only synchronization can be used for flexibilization of the ILT demonstrator.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Zielsetzung	1
1.2	Konzept	2
1.3	Innovation Indoor-Navigation	4
1.4	State of the Art	5
2	Grundlagen des ILT-Systems	8
2.1	Allgemein	8
2.2	Funktionelle Architektur	9
2.3	Aufbau der Transmitter	10
2.4	Master Control Station	11
2.5	Aufbau des Empfängers	13
2.6	ILT Synchronisationsverfahren	14
3	Mathematische Grundlagen	17
3.1	Ausgleichsrechnung und Modifikation des Positions-Schätzers	17
3.1.1	Ausgleich nach Parametern	17
3.1.2	Modifikationen im ToA Positions-Schätzer	22
3.1.3	Modifikationen im TDoA Positions-Schätzer	26
3.2	Range-Schätzung und ILT Signalstruktur	28
3.3	Referenzsysteme und Koordinatentransformation	29
3.4	Glättung durch Kalman-Filter und gleitenden Mittelwert	33
4	Ermittlung der maximalen Reichweite	35
4.1	Problemstellung und Lösungsansatz	35
4.2	Reichweitenmessung Flugfeld	36
4.2.1	Messablauf	36
4.2.2	Auswertung Messung Flugfeld	37
4.2.3	Fast Fourier Transformation FFT	41
4.2.4	Fresnel-Zone	45
4.3	Reichweitenmessung Dach Gebäudes 5.1	47
4.3.1	Allgemein	47
4.3.2	Ergebnis der Messungen am Dach:	48
4.3.3	Basislinienberechnung GPS	49
4.4	Fazit Reichweite	49
5	Untersuchung des Mehrdeutigkeitsproblems	50
5.1	Ziel der Untersuchung	50
5.2	Identifikation des Mehrdeutigkeitsproblems	50
5.2.1	Signalstruktur	50
5.2.2	Phänomen "falscher Peak"	53
5.2.3	Integer-Ambiguitäten	55
5.3	Labormessung zum Nachweis des Mehrdeutigkeitsproblems	56

5.3.1	Test Setup	56
5.3.2	Ergebnisse	58
5.4	Testmessung Gebäude 5.1	60
5.4.1	Test Setup	60
5.4.2	Ergebnisse	62
5.5	Simulation mit großen Abständen zwischen den Transmittern	66
5.5.1	Simulations Setup	66
5.5.2	Ergebnisse	68
5.6	Lösung des Mehrdeutigkeitsproblems	74
5.6.1	Allgemeines zur Detektion des Peaks	74
5.6.2	Alternative Lösung zur Detektion des Peaks	76
5.6.3	Lösung der Integer-Ambiguitäten	78
5.6.4	Kombinierte Lösung des Mehrdeutigkeitsproblems	79
5.6.5	Verifikation durch verschiedene Szenarien	81
5.7	Fazit Mehrdeutigkeitsproblem	87
6	Unterteilung in Synchronisationsketten	88
6.1	Prinzipieller Ansatz	88
6.1.1	Lösungsansatz für ToA	88
6.1.2	Lösungsansatz für TDoA	88
6.2	Unterschiedliches Verhalten von Oszillatoren	89
6.2.1	Labormessungen am Oszilloskop	89
6.2.2	Differenz der beiden Uhrenfehler aus dem Ausgleich	91
6.3	Verifikation durch Simulation	94
6.3.1	Modellierung des Verhaltens von Synchronisations-Ketten	94
6.3.2	Labormessungen mit zwei Zeitreferenzen, Navi-Signal über Kabel	99
6.3.3	Labormessungen mit zwei Zeitreferenzen, Navi-Signal via Antenne	102
6.3.4	Einfluss des Netzdesigns	104
6.4	Verifikation durch Testmessungen	107
6.4.1	Testmessung Standardsynchronisierung (Gebäude 23)	107
6.4.2	Testmessungen mit unterschiedlichen Kabellängen (Gebäude 24)	112
6.4.3	Testmessungen mit zwei Zeitreferenzen (Gebäude 24)	115
6.5	Fazit Synchronisationsketten	121
7	Alternativer Synchronisationsansatz	122
7.1	Allgemeines und Voraussetzungen	122
7.2	Alternative: GPS-Zeitreferenzen	123
7.3	Alternative: Frequenz-Standards und einmalige Synchronisation	126
7.4	Fazit Alternativer Synchronisationsansatz	127
8	Zusammenfassung und Ausblick	128

AKRONYME

ADC Analog Digital Converter
A-GPS Assisted GPS
AoA Angle of Arrival
DAC Digital Analog Converter
DR Dead Reckoning
DTV Digital Television
E-OTD Enhanced Observed Time Difference
FFT Fast Fourier Transformation
FPGA Field Programmable Gate Array
GPS Global Positioning System
GRF Ground Reaction Force
GSM Global System for Mobile Communications
iGPS Industrial Metrology and Geodetic Systems
ILT Indoor Localization Technology
IMU Inertial Measurement Unit
INS Inertial Navigation System
LORAN-C Long Range Navigation
LOS Line of Sight
LPR SYMEO Local Positioning Radar
LVDS Low Voltage Differential Signaling
MCS Master Control Station
OCXO Oven Controlled Crystal Oscillator
PC Personal Computer
PP2S Puls Per 2 Seconds
ppb parts per billion
PPS Puls Per Second
RF Radio Frequency
RFID Radio Frequency Identification
RSS Received Signal Strength
SNR Signal to Noise Ratio
TDoA Time Difference of Arrival
TM Transmitter
ToA Time of Arrival
UMTS Universal Mobile Telecommunications System
USB Universal Serial Bus
UTC Universal Time Coordinated
UWB Ultra Wide Band
VCXO Voltage Controlled Crystal Oscillator
WGS84 World Geodetic System 1984
WLAN Wireless Local Area Network
WPI Worcester Polytechnic Institute

1 Einleitung

1.1 Zielsetzung

Ziel der Untersuchungen im Rahmen dieser Diplomarbeit sind Weiterentwicklungen der Positionierungs-Algorithmen des bereits bestehenden Prototyps eines Indoor-Navigationssystems. Bei dem vorhandenen Indoor Localization Technology (ILT)-Demonstrator handelt es sich um eine definierte Anzahl von Sendestationen, welche Global Positioning System (GPS)-ähnliche Signale zu einem Empfänger senden. Durch Laufzeitmessung dieses Signals kann die Empfängerposition auch innerhalb von Gebäuden festgestellt werden. Die Weiterentwicklung der Algorithmen betrifft vor allem die Systemverbesserung hinsichtlich der Erweiterung des Einsatzgebietes. Die Flexibilität des ILT-Demonstrators wird im Wesentlichen durch zwei systemspezifische Faktoren eingeschränkt.

Eine Einschränkung der Flexibilität ergibt sich aus der Struktur des verwendeten Signals zur Laufzeitmessung zwischen Transmitter und Empfänger. Da dieses Signal lediglich einen gewissen Eindeutigkeitsbereich aufweist und die Struktur sich in regelmäßigen Abständen wiederholt, könnte es unter gewissen Umständen zu Mehrdeutigkeiten kommen. Befinden sich sowohl alle Sender als auch der Empfänger räumlich innerhalb des Eindeutigkeitsbereiches, so können auch im bisherigen Algorithmus bereits Positionslösungen berechnet werden. Wird ein gewisser Abstand (Eindeutigkeitsbereich des Signals) zwischen Sender und Empfänger jedoch überschritten, so ist das Lösen von Ambiguitäten notwendig. Im Rahmen dieser Arbeit soll ein Algorithmus zur Lösung der Mehrdeutigkeiten entwickelt werden. Dadurch sollte die Positionsschätzung Resistenz gegenüber auftretenden Ambiguitäten erlangen, zudem wäre eine zusätzliche Flexibilisierung des Systems und eine Erweiterung des Einsatzgebietes auch hinsichtlich der räumlichen Ausdehnung erreicht.

Eine weitere Einschränkung des Systems resultiert aus der Tatsache, dass zur Synchronisierung der einzelnen Transmitter ein Funksignal verwendet wird, das von Sendestation zu Sendestation in einer logischen Kette übertragen wird. Die Übertragung erfordert eine direkte Sichtverbindung zwischen den Sendestationen. Es sollen Untersuchungen dahingehend angestellt werden, ob eine Flexibilisierung des Systems und dadurch eine Erweiterung des Einsatzgebietes entweder durch Aufspaltung der logischen Gesamtkette in zwei, drei oder vier Teilketten möglich ist, oder ob Alternativen zu dieser Art der Synchronisierung denkbar und realisierbar sind. Während für den erstgenannten Ansatz der Ausgleichs-Algorithmus zur Positionsschätzung modifiziert und erweitert wird, soll für den alternativen Ansatz vorrangig nach hochpräzisen Uhren und Frequenz-Oszillatoren als Referenz für die Frequenzgeneratoren in den einzelnen Transmittern recherchiert werden.

1.2 Konzept

Um die zuvor erwähnten Punkte der Zielsetzung etwas detaillierter aufzuschlüsseln, ist nachfolgend ein Konzept zur Erarbeitung der einzelnen Fragestellungen angeführt, dessen Reihenfolge größtenteils auch der chronologischen Abfolge der Untersuchungen entspricht. Der erste Teil inkludiert die Untersuchung des Eindeutigkeitsbereiches und die Lösung des Mehrdeutigkeitsproblems. Der zweite Teil beschäftigt sich mit der Synchronisation des Indoor-Navigationssystems und der Teilung in mehrere Teilketten beziehungsweise mit der Recherche nach Alternativen.

1. Verifikation des Eindeutigkeitsbereiches
 - Testmessung zur Bestimmung der maximalen Reichweite des ILT-Demonstrators
 - Analyse der Range-Schätzung bei Verlassen des Eindeutigkeitsbereiches
2. Konzept/Algorithmen zur Lösung des Mehrdeutigkeitsproblems
 - Screening der geschätzten Ranges mit anschließender Korrektur
 - Modifikation des Positions-Schätzers
3. Analyse des Verhaltens mehrerer Sync-Ketten
 - Labormessung am Oszilloskop
 - Simulation von ILT-Messungen im Labor (kabelgebunden)
4. Erweiterung der Positionierungsalgorithmen hinsichtlich mehrerer Sync-Ketten
 - für ToA-Algorithmus (Time of Arrival)
 - für TDoA-Algorithmus (Time Difference of Arrival)
 - Bestimmung der maximalen Anzahl von Sync-Ketten bzw. deren Mindestlängen (mit Hilfe von Simulationen)
5. Recherche nach alternativen Synchronisations- und Zeitsystemen
6. Test der entwickelten Algorithmen

Wesentliche Bestandteile der Analyse und Flexibilisierung des ILT-Demonstrators sind sowohl für den Synchronisationsteil als auch für den Mehrdeutigkeitssteil Labormessungen, Simulationen und reelle Testmessungen in geeigneten Testgebäuden vor Ort. Während zum Beispiel Labormessungen am Oszilloskop Aufschluss über das Verhalten verschiedener Signalgeneratoren geben, wird die maximale Anzahl an Sync-Ketten durch Simulation ermittelt. Die Verifikation des Eindeutigkeitsbereiches und vor allem die Bestimmung der maximalen Reichweite des ILT-Demonstrators lässt sich wiederum nur durch reelle Messungen über lange Distanzen realisieren. Tests hinsichtlich der erweiterten Positionierungsalgorithmen (Time of Arrival (ToA) und Time Difference of Arrival (TDoA)) werden auf Basis von Messungen in den Testgebäuden durchgeführt.

Aufgabenstellung innerhalb des Gesamtdatenflusses:

Das Konzept sieht vor, den bestehenden Datenfluss von der Generierung des Navigationssignals über den Empfang des Signals und die Ermittlung der Signallaufzeit bis hin zur Berechnung der Empfängerposition zu untersuchen und um entsprechende Elemente zu erweitern. Wesentliche Bestandteile im Datenfluss sind der Range-Schätzer zur Laufzeitbestimmung sowie der Positions-Schätzer zur Ausgleichung der Pseudo-Distanzen und Bestimmung der Empfängerposition. Im Rahmen dieser Arbeit werden vorwiegend die beiden genannten Bestandteile untersucht. Die Erweiterungen zur Lösung der Problemstellungen werden wie in Abbildung 1 dargestellt in den Gesamtdatenfluss eingeordnet.

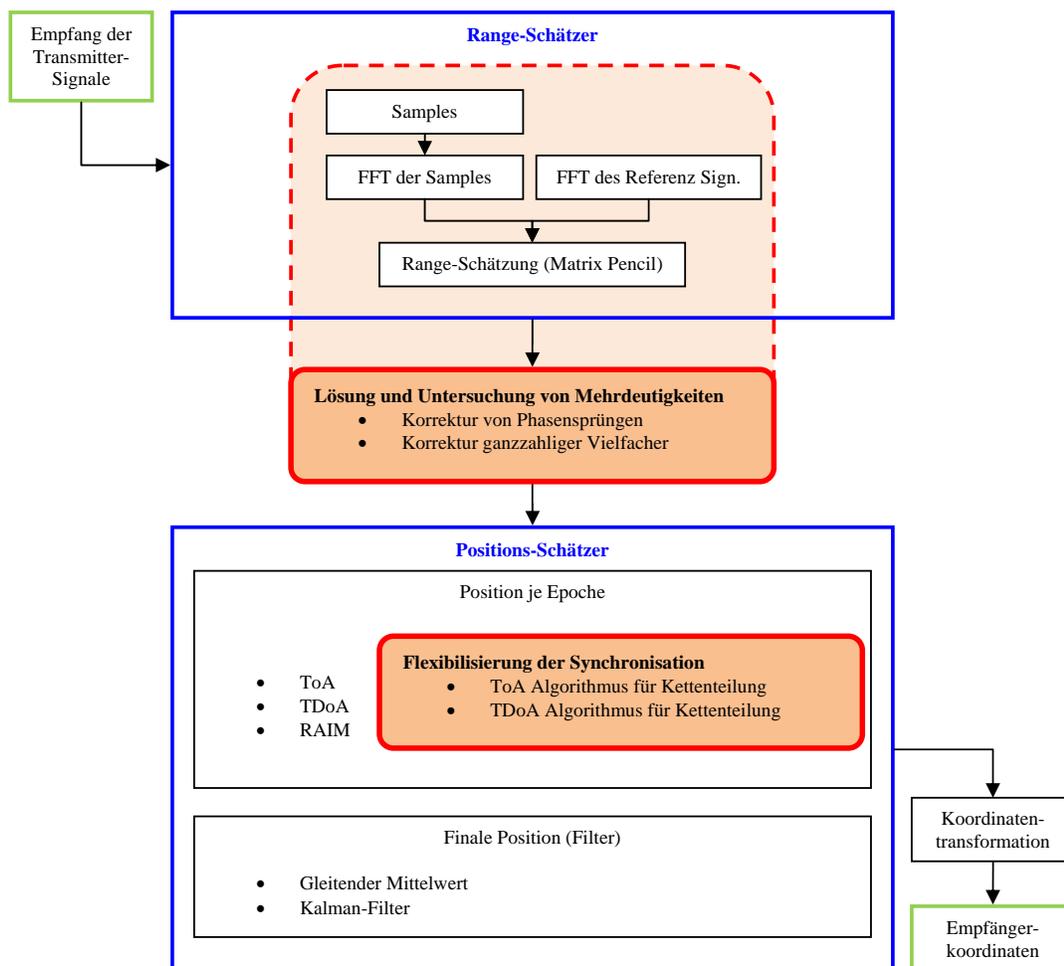


Abbildung 1: Aufgabenstellung innerhalb des Gesamtdatenflusses

Aus den markierten Feldern in Abbildung 1 geht hervor, welche Elemente im Gesamtdatenfluss hinsichtlich der Aufgabenstellung bearbeitet worden sind. Zur Flexibilisierung der Synchronisation (Kettenteilung) wird vorwiegend am Positions-Schätzer gearbeitet, während die Mehrdeutigkeiten ausgehend vom Range-Schätzer untersucht und anschließend gelöst worden sind.

1.3 Innovation Indoor-Navigation

Motivation und Nutzen

Während für den Outdoor-Bereich Positionieren und Navigieren mit globalen Systemen wie GPS für viele Personen zum täglichen Umgang zählen, befindet sich die Indoor-Navigation nach wie vor in der Entwicklung. Mittlerweile besteht kein Zweifel, dass sowohl ein großes Potential als auch eine steigende Nachfrage für derartige Systeme vorhanden ist. Ob zur Positionierung in großen Gebäudekomplexen, wie sie bei Flughäfen oder Einkaufszentren vorkommen, zur Unterstützung blinder Personen, zur erleichternden Koordination von Einsatzkräften wie Feuerwehr, Rettung und Polizei, für Militärische Einsätze oder auch als Anwendung zu rein touristischen Zwecken - Verschiedenes ist denkbar. Ferner gibt es sogar Systeme, welche zur Lokalisierung von Tieren in großen Stallungen dienen.

Diese und viele andere Anwendungsbereiche sind für verschiedenste Forschungseinrichtungen Motivation genug, um aufwändige und langandauernde Projekte in Bezug auf Indoor-Navigation zu initiieren. Im Falle des ILT-Systems des Unternehmens Astrium Satellites GmbH ist es die Motivation, einen Vorteil gegenüber anderen Produkten zu schaffen, indem auf Unabhängigkeit, Mobilität und besonders schnelle Einsatzfähigkeit des Systems gesetzt wird. Einen Ausblick über verschiedene Varianten der Indoor-Navigation soll im Anschluss Kapitel 1.4 geben.

Herausforderung

Die Herausforderung bei der Entwicklung des ILT-Systems liegt zweifelsohne in der Einzigartigkeit des Produktes, da lediglich eine geringe Anzahl an vergleichbaren Forschungsprojekten besteht. Somit handelt es sich bei jeglichen, wie auch bei den in dieser Arbeit präsentierten Lösungen um innovative Schritte hin zu einem Gesamtprodukt.

Im speziellen sind es weiters Herausforderungen bezüglich der Zuverlässigkeit und Genauigkeit, besonders hinsichtlich der Angaben über die Anwenderposition unter Bedachtnahme, dass es sich bei den Nutzern mitunter auch um Einsatzkräfte in gefährlichen Ausnahmesituationen handeln kann. Sofern die Wahl der Positionsbestimmungs-Methode wie beim ILT-System auf Pseudolites fällt, erschweren Faktoren wie der Mehrwegeeffekt, die fehlende Sichtverbindung sowie die Signalabschwächung durch Mauern und Gebäudetrakte zusätzlich die Realisierung.

Besonderheiten des ILT-Systems

Das ILT-System zeichnet sich unter anderem durch die vollkommene Unabhängigkeit von den Gegebenheiten vor Ort, die uneingeschränkte Mobilität sowie die schnelle Einsatzfähigkeit nach Wunsch und Notwendigkeit aus. Da außer den im System inkludierten Elementen keinerlei zusätzliche Infrastruktur notwendig ist, ergibt sich ein bedeutender Vorteil gegenüber vergleichbaren Systemen, welche auf fest montierten Elementen und Sendestationen in Gebäuden basieren. Neben der fehlenden Mobilität solcher Systems muss die Infrastruktur auch an jedem Ort, an dem diese Art der Positionierung stattfinden soll, angebracht werden. Für Einsätze bei Notfällen ist es zusätzlich ausgeschlossen auf Systeme, welche auf vorinstallierter Hardware beruhen, zurückzugreifen. In diesen Fällen bleibt meist nicht genügend Zeit, um die notwendige Infra-

struktur zu installieren. Hier erweist sich die Tatsache, dass das ILT-System von vorinstallierten Elementen unabhängig und folglich schneller einsetzbar ist, als besonders vorteilhaft.

1.4 State of the Art

Eine Reihe verschiedenster Ansätze zur Realisierung von Indoor-Navigationssystemen wurde in der Vergangenheit entwickelt. Abhängig von der Anwendung, der Situation und den Rahmenbedingungen bietet jeder dieser Ansätze verschiedene Vorteile. Darum hat sich bis jetzt keine spezielle Variante alleine durchgesetzt.

Prinzipiell kann zwischen terrestrischer und satellitengestützter Navigation unterschieden werden, wobei weiters eine Zuordnung zu autonomen, nicht autonomen und integrierten Systemen möglich ist. Während bei autonomen Systemen keine Abhängigkeit von weiterer Infrastruktur besteht, basieren nicht autonome Systeme beispielsweise auf Kommunikationsnetzen wie GSM oder UMTS. Vielfach bestehen bisher entwickelte Indoor-Systeme aus einer Kombination verschiedener Techniken und Sensoren, diese werden als integrierte Systeme bezeichnet. Selbst die Anwendung satellitengestützter Systeme für den Indoor-Bereich wurde bereits untersucht.

Eine Erweiterung des globalen Systems GPS stellt Assisted GPS (A-GPS) dar. Hierbei werden Hilfsdaten, wie die Ephemeriden der Satelliten über eine zusätzliche Datenverbindung, zum Beispiel ein Mobilfunknetz (GSM, UMTS), bereitgestellt. Durch Mobilfunkortung kann weiters eine genäherte Position des GPS-Empfängers vorausberechnet werden. Dies führt gerade bei eingeschränkter Sichtverbindung zu Satelliten zu einer schnelleren Positionsbestimmung, kürzeren Kaltstartzeiten und zu erhöhter Genauigkeit. Auch wenn dieses System in der Fußgänger-Navigation Anwendung findet und die Positionslösungen in Häuserschluchten teilweise verbessert, so ist ein bedeutender Vorteil bei einer Anwendung innerhalb von Gebäuden fraglich [HWLW03]. Eher wird für die satellitengestützte Positionsbestimmung innerhalb von Gebäuden auf hoch empfindliche Empfänger gesetzt, welche auch sehr schwache Signale empfangen und unter Verwendung einer großen Anzahl an Korrelatoren eine Positionsbestimmung ermöglichen.

Bei terrestrischen Systemen wird vielfach auf Mobilfunknetze wie GSM und UMTS zurückgegriffen. In zellularen Netzwerken wird die Positionsermittlung durch Bestimmung der betreffenden Zelle, des Zellensektors oder des Zellensegmentes, in dem sich der Benutzer befindet, erreicht. Weiters werden Techniken wie das Auswerten der empfangenen Signalstärke (Received Signal Strength (RSS)), des Angle of Arrival (AoA), der Time of Arrival (ToA), der Time Difference of Arrival (TDoA) oder der Enhanced Observed Time Difference (E-OTD) angewendet, wobei bei der zuletzt genannten Technik die erforderliche Synchronisation für ToA und TDoA durch das Einbringen einer Kontrollstation umgangen wird. Grundsätzlich werden Indoor-Navigationssysteme, welche auf terrestrischen Mobilfunknetzen basieren, durch das Auftreten von Mehrwegeeffekten und durch die vorgegebene Netzwerk-Geometrie eingeschränkt. Ein terrestrisches Low-Frequency-System (LF-System) wie LORAN-C wäre zwar in der Lage auch Mauern verschiedener Gebäude zu durchdringen, die zu erreichende Genauigkeit ist jedoch für den Indoor-Bereich zu gering.

Viele Ansätze der Indoor-Navigation beruhen auf der Integration verschiedener Techniken zur Positionsbestimmung. So verwendet die Mehrheit der Fußgänger-Navigationssysteme eine Kombination aus GPS und einer Dead Reckoning (DR)-Technik zur Steigerung der Positionsgenauigkeit. Beispiele dafür sind entweder in Kombination mit einem Kompass und einem Schrittzähler (rho-theta Technik) oder einem inertialen Navigationssystem (INS) ausgeführt. Die Systeme werden so gewählt, dass die Vorteile des einen Systems die Nachteile des anderen Systems ausgleichen. Im Fall der Kombination mit einem inertialen Navigationssystem erweist sich jedoch der Drifteffekt als problematisch, sofern über lange Zeit keine Stabilisierung durch das GPS möglich ist. Höheninformationen werden vielfach aus zusätzlich installierten Barometern gewonnen. Grundsätzlich gibt es eine Vielzahl an Kombinationen von Techniken und Sensoren zur integrierten Navigation.

Während ein inertiales System oder auch das von Astrium entwickelte ILT-System autonom agieren kann, zählen Systeme, welche auf funkbasierenden Techniken wie Wireless Local Area Network (WLAN), Radio Frequency Identification (RFID), Digital Television (DTV), Bluetooth oder natürlich auch GSM und UMTS aufbauen, aus Gründen der Abhängigkeit von der Infrastruktur zu nicht autonomen Navigationssystemen. Im Fall der WLAN-Indoor Systeme wird vorhandene Infrastruktur verwendet, um anhand der empfangenen Signalstärke die Position des Anwenders zu bestimmen.

Bei Verwendung von RFID wird zwischen aktiven und passiven Systemen unterschieden. Die Verwendung von DTV-Positionierung ist vor allem in den USA von Interesse, da dort dieses Signal flächendeckend (Indoor und Outdoor) vorhanden ist, über eine hohe Signalstärke verfügt und die Sendergeometrie relativ konstant ist.

Weiters werden noch Methoden basierend auf Ultraschall Systemen, optischen Systemen, Radar und Laser Systemen angewendet, welche meist durch aktive Ausstrahlung eines Signals Rückschlüsse auf die Umgebung ziehen und damit indirekt eine Positionsbestimmung ermöglichen. Auch Methoden der magnetischen Lokalisierung bestehen.

Ein ursprünglich zur Identifikation von Personen entwickeltes System namens „Smart Floor“ erkennt Personen, welche auf einem speziellen Untergrund (Teppich) stehen, an der spezifischen Ground Reaction Force (GRF), jener Kraft, welche als Reaktion auf die Masse der Person wirkt. Mittlerweile ist es auch möglich diesen Untergrund großflächig in Gebäuden aufzutragen und damit Personen zu lokalisieren.

Eine Auflistung verschiedener Technologien, welche in der Indoor-Navigation angewendet werden, wird in Tabelle 1 angeführt.

Tabelle 1: Auflistung verschiedener Indoor-Navigationstechnologien

Indoor-Technologie	Anmerkung
Assisted GPS (A-GPS)	satellitengestützt
Verwendung hochempfindlicher GNSS Empfänger	satellitengestützt, Beispiel: DINGPOS (Demonstrator for INdoor GNSS POSitioning) [MKI10], <i>FAF Munich</i>
WLAN ToA, RSS	nicht autonom, Auswertemethode z.B.: Fingerprinting
RF-RSS (Radio Frequency-RSS)	nicht autonom, Beispiel: DALE (Adaptive Localization with Enhancements) [MKI10], <i>Demokritos Athen</i>
IMU (z.B.: Fußgänger-Navigation)	GPS und INS Kombination, Hybrid oder „Foot Mounted“ Beispiel: FootSLAM [MKI10], <i>DLR</i>
Industrie Metrologie und geodätische Systeme (iGPS)	nicht autonom, Nikon Metrologie iGPS
GNSS Indoor, Pseudolites	autonom, Beispiel: ILT-Demonstrator, <i>EADS Astrium</i>
Optische Systeme	bildgebend, Beispiel CLIPS (Camera and Laser based Indoor Positioning System) [MKI10], <i>ETH Zürich</i>
Passives und aktives RFID	nicht autonom
Magnetische Lokalisierung	nicht autonom, MILPS (Magnetic Indoor Local Positioning System) [MKI10], <i>TU Darmstadt</i>
Zellulare Netzwerke (GSM, UMTS)	terrestrisch, RSS, AoA ToA, TDoA, E-OTD
Digital Television (DTV)	terrestrisch

Für die Indoor-Navigation kommen viele Technologien in Frage. Es existieren weitere Systeme, welche in verschiedenen Frequenzspektren arbeiten. Diese sind zum Beispiel:

- Systeme basierend auf fluoreszierendem Licht
- Systeme basierend auf Radar Navigation
- Bluetooth Systeme
- Ultraschall Systeme
- Infrarot Systemen
- Ultra Wide Band (UWB) Systeme.

2 Grundlagen des ILT-Systems

2.1 Allgemein

Bei dem ILT-Indoor-Navigationssystem handelt es sich um ein von Astrium Satellites GmbH entwickeltes System zur Lokalisierung eines einzelnen oder auch mehrerer Empfänger innerhalb eines mehrstöckigen Gebäudes. Die Positionsbestimmung des Empfängers erfolgt über die Laufzeitmessung von Signalen, welche von Transmittern, die außerhalb des Gebäudes positioniert sind, ausgesandt werden. Es werden weder zusätzliche Sensoren verwendet, noch ist eine vorinstallierte Infrastruktur im Gebäude notwendig. Das System besteht lediglich aus den Transmittern außerhalb und dem Empfänger innerhalb des Gebäudes, somit kann es unabhängig operieren und auch kurzfristig für einen Einsatz bereitgestellt werden.

Als Anwendergruppen gelten vor allem Feuerwehr-, Rettungs- und Polizeieinheiten, die das System bei Eintreten eines Notfalles verwenden können (Abbildung 2). Da in diesen Fällen meist nicht genügend Zeit bleibt, um aufwändige Vorbereitungsarbeiten durchzuführen, wären Systeme, welche eine vorinstallierte Infrastruktur verwenden, für diese Anwendung nicht geeignet. Das System zielt weiters auch speziell auf militärische Anwendungen ab, um diverse Operationen zu unterstützen (Abbildung 3).



Abbildung 2: Anwendung Feuerwehr



Abbildung 3: Anwendung Militär [EAD10]

Aufgrund der Fähigkeit auch im urbanen Raum und innerhalb von Gebäuden Empfängerpositionen bestimmen zu können, ist es möglich dieses System einzusetzen, wenn globale Positionierungssysteme versagen. Bisher existiert nur eine begrenzte Anzahl an Indoor-Systemen, welche ohne vorinstallierter Infrastruktur auskommen und daher unabhängig operieren können [SPNMB10]. Ein Beispiel ist das System des Worcester Polytechnic Institute (WPI) [Duc07]. Während bei diesem System Signale vom User innerhalb des Gebäudes aktiv nach außen gesendet werden, handelt es sich beim Empfänger des ILT-Systems diesbezüglich um ein passives Gerät, welches Navigationssignale von außen empfängt. Das ILT-System besteht aus acht Transmittern (Kapitel 2.3), welche rund um ein Gebäude positioniert werden, dem Empfänger (Kapitel 2.5) zur Bestimmung der Position des Benutzers im Gebäude und einer zusätzlichen Monitoring- und Kontrolleinheit (MCS) (Kapitel 2.4) zur Steuerung der Transmitter und zur Kommunikation mit dem Empfänger. Sämtliche Transmitter übertragen ein Multi-Carrier Navigationssignal in der Bandbreite zwischen 420 MHz und 460 MHz. Der Anwender empfängt dieses Signal innerhalb des Gebäudes und berechnet daraus seine aktuelle Position.

2.2 Funktionelle Architektur

In Abbildung 4 wird die Architektur des ILT-Systems dargestellt. Mit Hilfe eines Field Programmable Gate Array (FPGA)-Modules wird das Signal transmitterseitig im Frequenzband 0 - 40 MHz digital generiert. Um in Folge ein analoges Signal zu erhalten, wird ein Digital-Analog-Wandler (DAC) eingesetzt. Das resultierende Signal wird anschließend in ein höheres Frequenzband von 420 - 460 MHz konvertiert und erreicht somit den so genannten Indoor radio channel.

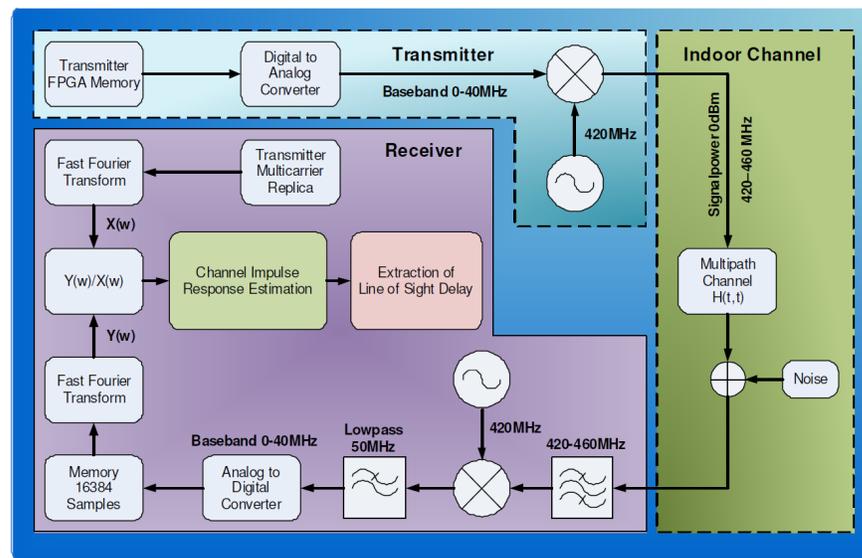


Abbildung 4: ILT Architektur [SPNMB10]

Empfängerseitig wird das Signal mit einer Breitband-Antenne erfasst, in einem Bandpassfilter verarbeitet und wiederum in das Frequenzband von 0 - 40 MHz konvertiert. Nach einer weiteren Filterung wird das Signal rückläufig durch einen Analog-Digital-Wandler (ADC) digitalisiert.

Durch eine Fast Fourier Transformation (FFT) der Mess-Samples und einem anschließenden Vergleich des empfangenen Signals mit einem Replikat kann die Laufzeit des Signals festgestellt und somit die Entfernung zwischen Sender und Empfänger berechnet werden. Ein spezieller Algorithmus wird angewendet, um den direkten Signalweg (Line of Sight (LOS)) unter den verschiedenen Multipath-Wegen herauszufinden. Um letztendlich die erwünschte Positionsgenauigkeit zu erreichen, müssen die Transmitter untereinander synchronisiert sein. Abweichungen unter den Sendern dürfen nicht mehr als 1 ns betragen.

2.3 Aufbau der Transmitter

Neben dem Empfänger (Kapitel 2.5) und der Master Control Station (MCS) (Kapitel 2.4) zählen die Transmitter (TM) zu den Hauptbestandteilen des ILT-Systems und sind für das Generieren und Aussenden des Navigationssignals zuständig. Wie in Abbildung 5 dargestellt, besteht jeder Transmitter aus einem Personal Computer (PC), einem Navigationssignal-Generator, einer Synchronisationseinheit, einer WLAN-Einheit zur Kommunikation, einer Stromversorgungseinheit und aus mehreren Antennen zur Signalübertragung. Weiters ist ein GPS-Empfänger untergebracht, um die Transmitterposition in Bezug auf das World Geodetic System 1984 (WGS84) zu bestimmen. Ein Barometer in einer der Transmitter-Stationen (TM4), dessen absolute Höhe bekannt ist, dient als Referenz für das im Empfänger montierte Barometer zur Bestimmung der relativen Höhendifferenz.

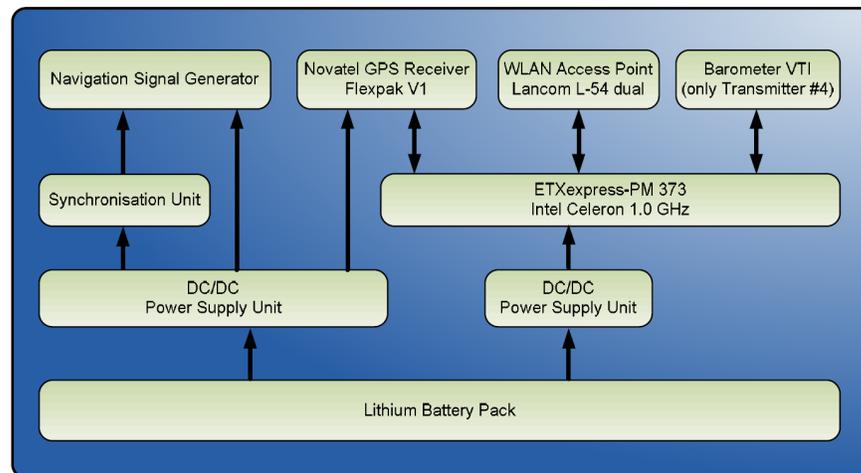


Abbildung 5: Architektur des ILT-Transmitters [SPNMB10]

Für die Komponenten GPS-Empfänger, Navigationssignal-Generator, Synchronisations- und WLAN-Einheit werden jeweils Anschlüsse zur Verbindung der entsprechenden Antennen an die Außenseite des Transmitter-Gehäuses geführt. Um die Mobilität des ILT-Demonstrators zu erhöhen werden diese Verbindungen jeweils vor Beginn des Messeinsatzes durch Schraubverschlüsse hergestellt.

Im Betrieb wird an die Transmitter-Box zusätzlich ein ausfahrbarer Antennen-Masten angebracht (Abbildung 6). Durch diesen Masten gelingt es, die Reichweite der einzelnen Signale zu steigern, da die Antennen das Signal in einer größeren Höhe relativ zum Gelände senden.

Durch die veränderbare Länge der Masten wird die Mobilität der Transmitter-Boxen erhöht.

Es sind jeweils zwei WLAN-Antennen direkt an die Transmitter-Box montiert. Abhängig von der Position des Transmitters innerhalb der Synchronisationskette sind entweder ein oder zwei Synchronisations-Antennen am Masten befestigt. Bei der höchstgelegenen Antenne (Abbildung 6) handelt es sich um die RF-Antenne, welche das Navigationsignal für die Positionsbestimmung des Empfängers aussendet. Zur Bestimmung des Transmitter-Standortes wird über dieser RF-Antenne zusätzlich eine GPS-Antenne angebracht und mit dem im Transmitter verbauten GPS-Empfänger verbunden.



Abbildung 6: Antennen-Masten [SPNMB10]

2.4 Master Control Station

Zur Steuerung aller Transmitter sowie des Empfängers wird eine zentrale, über WLAN mit diesen verbundene Master Control Station (MCS) verwendet. Hier ist letztendlich auch eine Software zur Visualisierung der Empfängerposition und deren Umgebung installiert.



Abbildung 7: Master Control Station (MCS)

Zur Visualisierung der Empfängerposition und dessen Umgebung sowie eines Planes des betreffenden Gebäudes, wird eine zu diesem Zweck entwickelte Software verwendet (Abbildung 8). Es ist möglich, neben einer zweidimensionalen Ansicht des Gebäudes, in dem sich der Anwender mitsamt dem Empfänger befindet, auch eine dreidimensionale Ansicht mit inkludiertem Track zu generieren, um zu visualisieren in welchem Stockwerk sich der Anwender befindet.

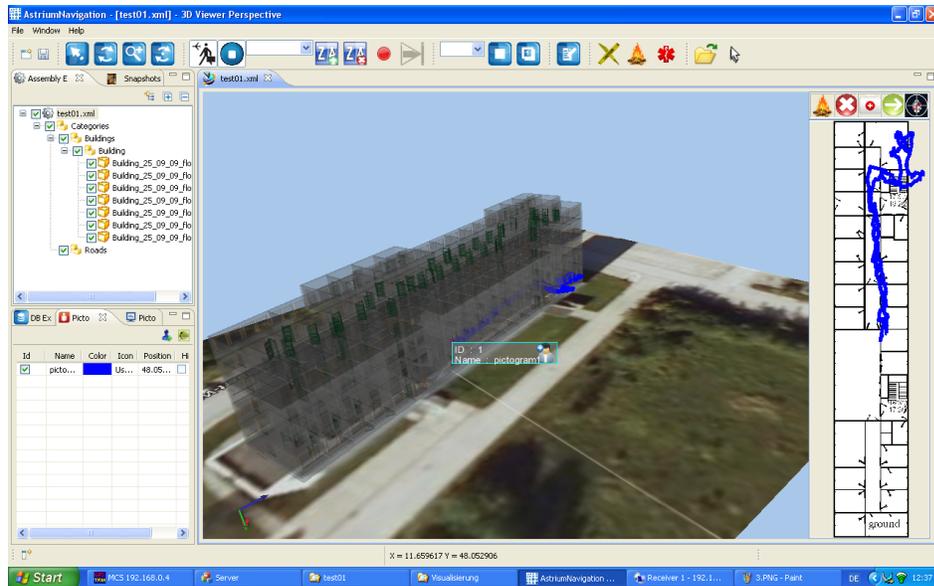


Abbildung 8: 3D-Visualisierung der Empfängerposition

Eine Übersicht über die Signalausbreitung und die Kommunikation zwischen den einzelnen Elementen des ILT-Systems gibt Abbildung 9. Neben dem Navigations- und Synchronisationssignal ist weiters das WLAN-Signal dargestellt.

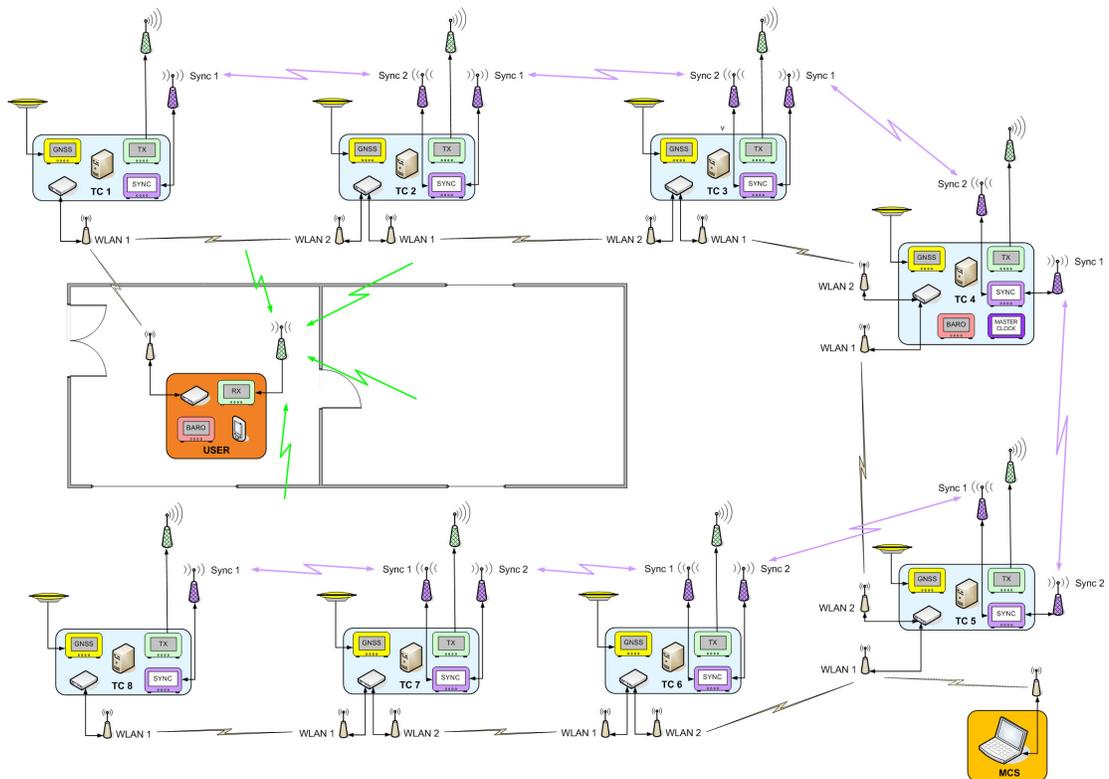


Abbildung 9: Kommunikationsschema des ILT-Systems [EAD10]

Während das Navigationssignal von den Transmittern zum Empfänger gesendet wird, findet eine Übertragung des Synchronisationssignals zwischen den Transmittern statt. Das WLAN-Signal dient zur Kommunikation zwischen den Elementen Transmitter, Empfänger und Master Control Station (MCS).

2.5 Aufbau des Empfängers

Im ILT-Empfänger werden die Signale aller acht Transmitter-Stationen verarbeitet. Der Empfänger besteht wiederum aus einem PC, einem Analog-Digital-Wandler (ADC), einer WLAN-Einheit, der Stromversorgung, dem Barometer, einem RF-Frontend und den dazugehörigen Antennen. Das Navigationssignal gelangt über die Antenne und das RF-Frontend sowie verschiedene Filter zum AD-Wandler. Dieser sendet die digitalen Datensamples über eine USB-Schnittstelle an den PC. Mit dem eingebauten Barometer wird eine zusätzliche Höheninformation gewonnen, um die Z-Koordinate der dreidimensionalen Position zu stützen. Über die WLAN-Einheit werden Informationen mit der Master Control Station (MCS) ausgetauscht. Es werden beispielsweise die im Empfänger berechneten dreidimensionalen Empfängerkoordinaten an die Masterstation gesendet und dort visualisiert. Lithium Batterien bilden die Stromversorgung des Empfängers während des Betriebes.

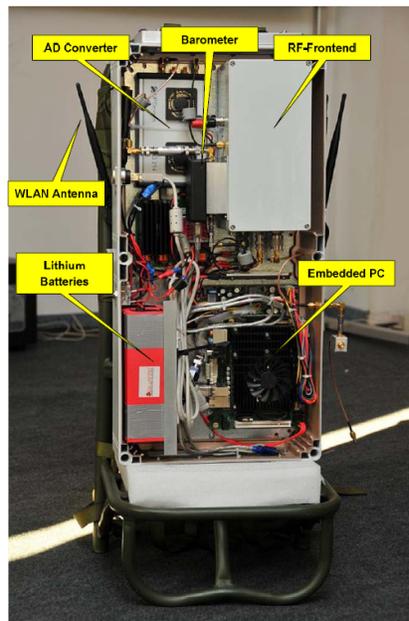


Abbildung 10: Aufbau Empfänger [EAD10] Abbildung 11: Anwender mit Empf. [EAD10]

Die einzelnen Komponenten des Empfängers sind in Abbildung 10 dargestellt. Das Empfängergehäuse ist an einem Tragegeschirr befestigt, welches vom Anwender auf dem Rücken getragen werden kann (Abbildung 11).

2.6 ILT Synchronisationsverfahren

Allgemein

Das folgende Kapitel ist dem Synchronisationsverfahren gewidmet, da eine zentrale Aufgabe innerhalb der Untersuchungen die Flexibilisierung der Synchronisation ist.

Der Synchronisation kommt eine besondere Bedeutung wegen der laufzeitbasierten Distanzmessung zwischen Transmitter und Empfänger zu. Für die Bildung von Differenzen (TDoA) zwischen den Laufzeiten verschiedener Transmitter-Signale ist das synchrone Aussenden des Ranging-Signals eine Voraussetzung. Letztlich ist die Genauigkeit der zu bestimmenden Empfängerposition von den in den Transmittern verbauten Signaloszillatoren, welche für das Generieren des Signals benötigt werden, abhängig. Da die Stabilität jedes einzelnen Oszillators jedoch unzureichend ist und ein Driftverhalten der Oszillatoren untereinander nicht zu vermeiden wäre, ist im bisherigen Aufbau eine Synchronisation vorgesehen.

Synchronisationssystem

Zur Synchronisation der einzelnen Signalgeneratoren aller Transmitter wird ein funkbasierendes Synchronisationssystem des Typs SYMEO LPR verwendet. Damit ist es möglich, ausgehend von einem zentralen Referenzsignal, alle acht Transmitter zum Gleichlauf zu bringen. Wie jedoch der Name schon verrät, ist eine Funkverbindung (WiFi 802.11 a/h ~ 5 GHz) zwischen den einzelnen Elementen der Synchronisationskette notwendig. Zusätzlich muss es sich bei dieser Funkverbindung um eine LOS-Verbindung handeln, womit also Sichtverbindung zwischen den einzelnen Synchronisationsantennen gefordert ist. Insgesamt besteht das LPR-Sync-System aus acht Stationen, wobei jeweils eine in jedem der Transmitter integriert ist. Von jeder dieser Stationen geht sowohl ein 10 MHz als auch ein 0,5 Hz PP2S Signal aus (siehe dazu Anschlussbelegung Abbildung 12). Um eine möglichst hohe Stabilität für diese beiden Signale zu erreichen, werden diese an einer der Stationen, der Masterstation, von einem hochgenauem 150 MHz Referenzoszillator abgeleitet. Die durch diesen Oszillator getriggerte Synchronisation ermöglicht eine zeitgleiche Übertragung der Ranging-Signale von allen Transmittern zum Empfänger.

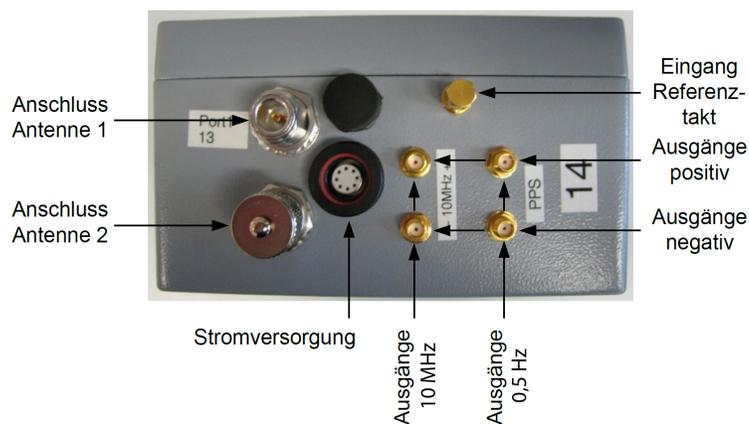


Abbildung 12: Anschlüsse einer LPR-Sync-Station [SYM09]

In Abbildung 13 wird das Synchronisationsschema ausgehend von Transmitter TM4 dargestellt. Während die Masterstation über einen externen Taktgeber gesteuert wird, verfügen die sieben anderen Stationen über interne Taktquellen mit einer Frequenz von 150 MHz. Durch die Übertragung eines Funksignals über die Synchronisationsantennen gleichen sich diese mit dem Master ab. Die in jeder Station erzeugten 10 MHz- und 0,5 Hz-Signale stimmen dadurch sowohl in Frequenz als auch in Phase überein, sofern auch die durch die Laufzeit zwischen den Stationen verursachte Verzögerung berücksichtigt und kompensiert wird. Um trotz der geforderten Sichtverbindung zwischen den Synchronisationsantennen möglichst uneingeschränkt zu sein, kommunizieren nicht alle Slave-Stationen direkt mit der Master-Station, sondern sind über eine Richtfunkverbindung mit der jeweils nächsten Station verbunden. In einer logischen Kette (Abbildung 13), welche mit TM1 beginnt und mit TM8 endet, findet der Informationsaustausch lediglich zwischen benachbarten Stationen statt. Dadurch besitzen mit Ausnahme der beiden Randstationen alle über zwei Antennen, eine in Richtung der vorherigen und eine in Richtung der nachfolgenden Nachbarstation.

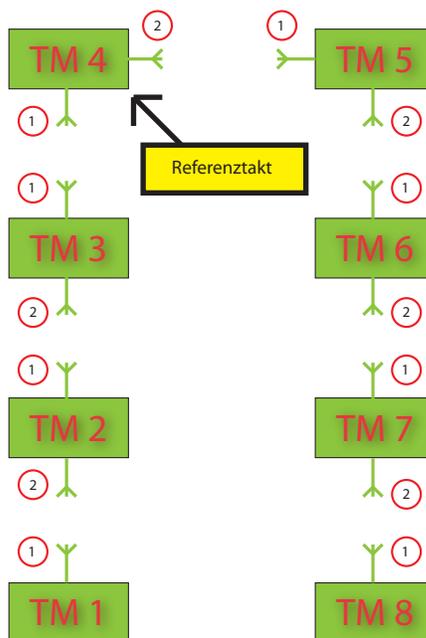


Abbildung 13: Synchronisations-Schema

Um die Performance zu steigern und aufgrund der günstigen Lage innerhalb der logischen Kette, wurde TM4 als Masterstation gewählt. Ausgehend von TM4 wird das Signal in Richtung TM3 und TM5 übertragen. Sind diese beiden synchronisiert, so werden die Synchronisationsinformationen an TM2 und TM6 weitergegeben. Dies wiederholt sich so lange, bis auch die letzten Stationen in der Kette synchron sind. Da jedoch auch die verzögerte Ankunft des Signals bei der Übertragung zwischen den Stationen berücksichtigt werden muss, kommt ein Verfahren zum Einsatz, das im Wesentlichen auf dem Prinzip der Laufzeitmessung beruht. Die einzelnen Schritte, welche zur Ermittlung der Distanz und in weiterer Folge zur Kompensation notwendig sind, werden nachfolgend im Synchronisationsablauf chronologisch angeführt.

Synchronisationsablauf: [SYM09]

Der Master startet alle 25 ms einen Synchronisationsvorgang, und zwar abwechselnd mit den Stationen TM3 und TM5. Das bedeutet, diese Stationen werden alle 50 ms synchronisiert. Der Synchronisationsvorgang besteht aus folgenden Schritten:

- ✓ Der Master führt eine Laufzeitmessung mit dem Slave TM3 oder TM5 durch.
- ✓ Der Master sendet das Ergebnis zusammen mit der zum Messzeitpunkt aktuellen Phase seiner Taktausgänge zum Slave.
- ✓ Der Slave berechnet aus Laufzeit und Master-Phase seine Soll-Phase zum Messzeitpunkt.
- ✓ Diese Soll-Phase wird in einen Kalman-Filter eingespeist, welcher Phasen- und Frequenzversatz zum Master modelliert.
- ✓ Anhand der Daten des Kalman-Filters wird die Frequenz des 10 MHz-Signals korrigiert. Dabei wird die Frequenz so gewählt, dass ein vorhandener Phasenfehler bis zur nächsten Messung aufgeholt wird. Die Phase des Ausgangssignals wird nur über die Frequenz gesteuert, Phasensprünge finden nicht statt.
- ✓ Etwa fünf Minuten nach dem Einschalten und danach alle fünfzehn Minuten wird überprüft, ob die ermittelte Frequenz des Masters mehr als 300 ppb vom eigenen Systemtakt abweicht. In diesem Fall wird der interne 150 MHz-Voltage Controlled Crystal Oscillator (VCXO) nachgeregelt. Dies kann zu kurzzeitiger Drift von Phase und Frequenz führen, da die Station einige Messungen braucht, um ihren neuen Frequenzversatz exakt zu ermitteln.
- ✓ Nach erfolgter Messung startet der Slave mit dem am Port 2 nachgeschalteten Slave ebenfalls einen Synchronisationsvorgang, wobei er jetzt die Rolle des Masters übernimmt.

Bei ordnungsgemäßer Abfolge aller Synchronisationsschritte arbeiten letztendlich alle Stationen im Gleichtakt. Zwischen den Synchronisationseinheiten und den Signalgeneratoren in den einzelnen Transmittern besteht jeweils eine Verbindung für das 10 MHz-Frequenznormal und eine für den 0,5 Hz-PP2S-Impuls (Abbildung 14). In beiden Fällen handelt es sich um eine Low Voltage Differential Signaling (LVDS)-Übertragung, wodurch sich eine Anschlussbelegung mit positivem und negativem Anteil ergibt.

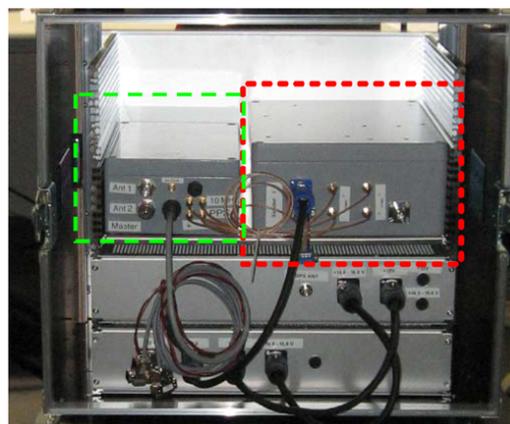


Abbildung 14: Sync-Einheit und Signalgenerator

Nur wenn in der jeweiligen Synchronisationseinheit eine zufriedenstellende Synchronisation erzielt werden konnte, sollte das Ranging-Signal dieses Transmitters zur Positionsschätzung herangezogen werden.

3 Mathematische Grundlagen

Wie bereits in der Einleitung erwähnt, wird im Rahmen dieser Arbeit sowohl das Synchronisationsproblem, als auch das Mehrdeutigkeitsproblem genauer untersucht. Die nun folgenden mathematischen Grundlagen lassen sich jeweils einem der beiden Themenbereiche zuordnen. Da im Hinblick auf die Untersuchung des Synchronisationsproblems vor allem der mathematische Kern des Positions-Schätzers - der Parameterausgleich - analysiert und modifiziert werden soll, bildet den Beginn dieses Kapitels eine Einführung zur Ausgleichsrechnung und eine anschließende Darstellung der vorzunehmenden Modifikationen, um eine Sync-Kettenteilung durchzuführen.

3.1 Ausgleichsrechnung und Modifikation des Positions-Schätzers

3.1.1 Ausgleich nach Parametern

Wie häufig in Aufgabenstellungen der Geodäsie, bildet den mathematischen Hintergrund der Positionsbestimmung ein Ausgleich nach Parametern. Schon wegen der Tatsache, dass zur Bestimmung der vier Unbekannten (drei Empfänger-Positionskoordinaten und ein Empfängeruhrenfehler) Beobachtungen zu acht verschiedenen Transmittern herangezogen werden und zu einer gemeinsamen Positionslösung führen, ist zu erkennen, dass es sich um einen überbestimmten Ausgleich handelt. Weiters wird in diesem Positions-Schätzer im Rahmen dieser Arbeit erstmals versucht, Beobachtungen verschiedener Epochen gemeinsam auszugleichen, was zu einer weiteren Redundanzhöhung führt. Dahingehende Änderungen im Ausgleich und die resultierenden Dimensionen der jeweiligen Matrizen werden für die einzelnen Fälle erläutert.

Dem Ausgleich liegt die L2-Norm zugrunde, welche eine Minimierung der Verbesserungen der Beobachtungen vorsieht. Ausgleichsverfahren, welche auf dieser Norm aufbauen, führen zu linearen Gleichungssystemen und ermöglichen somit einfache Lösungen [Pai07].

$$\Phi = \mathbf{v}^T \mathbf{v} = \sum_{i=1}^n v_i^2 \longrightarrow \textit{Minimum} \quad (1)$$

Ausgehend vom linearen funktionalen Modell, der sogenannten Verbesserungsgleichung

$$\mathbf{l} + \mathbf{v} = \mathbf{A} \cdot \hat{\mathbf{x}} \quad (2)$$

wird unter Berücksichtigung des Minimumprinzips der Methode der kleinsten Quadrate (L2-Norm) die Berechnungsformel für den Lösungsvektor der Parameter gebildet. [Nie08]

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^T \mathbf{l} \quad (3)$$

Für den konkreten Fall des ILT-Systems muss ausgehend vom funktionalen Modell, welches sich aus der geometrischen Beziehung zwischen den Transmitterkoordinaten und den gesuchten Parametern, also den Empfängerkoordinaten, ergibt, Schritt für Schritt der Ausgleich vorbereitet werden.

Für die Positionsbestimmung durch Laufzeitmessung kann der funktionale Zusammenhang durch die Euklidische Distanz zwischen dem Empfänger und dem jeweiligen Transmitter i dargestellt werden.

$$\rho_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2} \quad (4)$$

Da jedoch aufgrund von Uhrenfehlern nicht die geometrische Distanz, sondern lediglich eine Pseudodistanz r gemessen werden kann, muss die Gleichung erweitert werden.

$$r_i = \rho_i + \cancel{c \cdot \delta_{Transm_i}} - c \cdot \delta_R \quad (5)$$

Üblicherweise wird von Uhrenfehlern sowohl im Sender als auch im Empfänger ausgegangen, für das ILT-System gilt jedoch vorerst, dass sämtliche Transmitter untereinander synchronisiert sind und somit kein Transmitter-Uhrenfehler auftritt. Dadurch kann dieser Term aus der Gleichung genommen werden. Letztendlich führt dies zu einem nichtlinearen funktionalen Zusammenhang, welcher in der weiteren Verarbeitung durch Reihenentwicklung linearisiert wird.

$$r_i = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2} - c \cdot \delta_R \quad (6)$$

Taylorreihe

Da es sich beim funktionalen Zusammenhang zwischen Beobachtungen und Parametern um eine nicht lineare Beziehung handelt, für den Ausgleich jedoch ein linearer Zusammenhang vorausgesetzt ist, muss ein Linearisierungsschritt durchgeführt werden. Üblicherweise wird aus diesem Grund eine Taylorreihe der gegebenen Funktion an einem Näherungspunkt, dem sogenannten Taylorpunkt x^0 , nach folgendem Modell entwickelt.

$$f(x) = f(x^0) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k!} \frac{d^k f(x^0)}{dx^k} (\delta x)^k \quad (7)$$

$$\doteq f(x^0) + \left. \frac{df(x)}{dx} \right|_{x=x^0} \cdot \delta x \quad (8)$$

mit

$$\delta x = x - x^0$$

Die Ableitung der Funktion in x^0 kann bei Abhängigkeit von nur einer Variablen als Steigung der Tangente im Punkt $f(x^0)$ interpretiert werden. Die Beschränkung auf Glieder erster Ordnung (erste Ableitung) ist eine Näherungslösung, welche nur bei kleinen Fortschritten, d.h. bei entsprechend gewählten Näherungskoodinaten x^0 zu einer guten Approximation für $f(x)$ führt. Wegen der gewünschten Linearität in den Zuschlägen wird üblicherweise auf Glieder höherer Ordnung verzichtet und die Entwicklung auf Glieder erster Ordnung beschränkt [Nie08].

Ist eine Funktion wie die gegebene Funktion $r_i(x, y, z, \delta_R)$ nicht nur von einer, sondern von m Variablen abhängig, so lautet die Linearisierung:

$$f_i(\mathbf{x}) = f_i(\mathbf{x}^0) + \sum_{j=1}^m \left. \frac{\partial f_i(x)}{\partial x_j} \right|_{\mathbf{x}=\mathbf{x}^0} \partial x_j \quad (9)$$

Nach dem Übergang auf die gegebene Funktion $r_i(x, y, z, \delta_R)$, dem Einsetzen der Variablen und partiellem Ableiten der Funktion nach allen Parametern lässt sich diese folgendermaßen darstellen.

$$f_i(x, y, z, \delta_R) = f_i(x^0, y^0, z^0, \delta_R^0) + \left. \frac{\partial f_i}{\partial x} \right|_{\mathbf{x}^0} \cdot (x - x^0) + \left. \frac{\partial f_i}{\partial y} \right|_{\mathbf{x}^0} \cdot (y - y^0) + \left. \frac{\partial f_i}{\partial z} \right|_{\mathbf{x}^0} \cdot (z - z^0) + \left. \frac{\partial f_i}{\partial \delta_R} \right|_{\mathbf{x}^0} \cdot (\delta_R - \delta_R^0) + \frac{1}{2!} \dots \quad (10)$$

$$f_i(x, y, z, \delta_R) = f_i(x^0, y^0, z^0, \delta_R^0) + \frac{\partial f_i}{\partial x} \Big|_{\mathbf{x}^0} \cdot \delta x + \frac{\partial f_i}{\partial y} \Big|_{\mathbf{x}^0} \cdot \delta y + \frac{\partial f_i}{\partial z} \Big|_{\mathbf{x}^0} \cdot \delta z + \frac{\partial f_i}{\partial \delta_R} \Big|_{\mathbf{x}^0} \cdot \delta \delta_R + \frac{1}{2!} \dots \quad (11)$$

Die partiellen Ableitungen der gegebenen Funktion nach den verschiedenen Variablen ergeben:

$$\frac{\partial r_i}{\partial x} \Big|_{\mathbf{x}^0} = \frac{x^0 - x_i}{\sqrt{(x^0 - x_i)^2 + (y^0 - y_i)^2 + (z^0 - z_i)^2}} \quad (12)$$

$$\frac{\partial r_i}{\partial y} \Big|_{\mathbf{x}^0} = \frac{y^0 - y_i}{\sqrt{(x^0 - x_i)^2 + (y^0 - y_i)^2 + (z^0 - z_i)^2}} \quad (13)$$

$$\frac{\partial r_i}{\partial z} \Big|_{\mathbf{x}^0} = \frac{z^0 - z_i}{\sqrt{(x^0 - x_i)^2 + (y^0 - y_i)^2 + (z^0 - z_i)^2}} \quad (14)$$

$$\frac{\partial r_i}{\partial \delta_R} \Big|_{\mathbf{x}^0} = -c \quad (15)$$

Nach der Linearisierung kann die entwickelte Reihe in Matrix-Notation dargestellt werden. Es zeigt sich bereits die Vektormultiplikation der Design-Matrix mit dem Parametervektor. Beim Befüllen der Design-Matrix werden sämtliche Transmitter berücksichtigt und in den einzelnen Zeilen die Ableitungen der Funktion f_i (wobei $i=1,2,3\dots 8$) verwendet.

$$f - f^0 = \delta f = \left[\frac{\partial f_i}{\partial x} \Big|_{\mathbf{x}^0}, \frac{\partial f_i}{\partial y} \Big|_{\mathbf{x}^0}, \frac{\partial f_i}{\partial z} \Big|_{\mathbf{x}^0}, \frac{\partial f_i}{\partial \delta_R} \Big|_{\mathbf{x}^0} \right] \cdot \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \\ \delta z \\ \delta \delta_R \end{bmatrix} \quad (16)$$

Da es sich bei dieser Berechnung um eine Näherung zum Taylorpunkt handelt, wird die ursprüngliche Verbesserungsgleichung (Formel 2)

$$\mathbf{l} + \mathbf{v} = \mathbf{A} \cdot \hat{\mathbf{x}} \quad (17)$$

erweitert und es werden sowohl Beobachtungen als auch die zu berechnenden Parameter als Zuschläge dargestellt.

$$\text{Beobachtung} + \text{Verbesserung} = \text{Näherung} + \text{Zuschlag} \quad (18)$$

$$\delta \mathbf{l} + \mathbf{v} = f(x^0, y^0, z^0) + \delta \mathbf{f} \quad (19)$$

$$\delta \mathbf{l} + \mathbf{v} = \mathbf{A} \cdot \delta \hat{\mathbf{x}} \quad (20)$$

Im Ausgleich werden nun Näherungswerte für die Koordinaten des Empfängerstandpunktes im Bezug auf den gewählten Taylorpunkt berechnet, wobei zusätzlich eine Gewichtung der Beobachtungen durchgeführt wird. Vorzugsweise können im lokalen Koordinatensystem zum Beispiel Mittelwerte aller Transmitterkoordinaten als Taylorpunkt herangezogen werden. Durch die Iteration des Ausgleichs, wobei der Taylor-Punkt nach jedem Durchlauf verbessert wird, kann eine Genauigkeitssteigerung der Positionslösung erreicht werden, sofern die Ergebnisse konvergieren.

$$\delta \hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^T \mathbf{P} \delta \mathbf{l} \quad (21)$$

Abschließend sind die berechneten Parameter aus dem Ausgleich (Koordinatenzuschläge zum Taylorpunkt) mit dem Taylorpunkt selbst zu addieren, um letztendlich die Koordinaten und den Uhrenfehler des Empfängers zu erhalten.

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{x}^0 + \delta \hat{\mathbf{x}} \quad (22)$$

3.1.2 Modifikationen im ToA Positions-Schätzer

Der bestehende Positionsschätzer des ILT-Systems sieht im bisherigen Algorithmus keine Kettenteilung für den Ausgleich vor. In diesem Kapitel werden die notwendigen Änderungen des Parameterausgleichs erläutert und sämtliche durchgeführte Modifikationen im Positionsschätzer zur Realisierung der Kettenteilung beschrieben.

Im Hinblick auf die Änderungen im Ausgleich ist es notwendig, auf die Elemente Designmatrix \mathbf{A} , Gewichtsmatrix \mathbf{P} und den Beobachtungsvektor $\delta\mathbf{l}$ bei Verwendung des ToA-Ansatzes näher einzugehen.

$$\delta\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{A}^T \mathbf{P} \delta\mathbf{l} \quad (23)$$

Im Regelfall werden die Beobachtungen aller acht Transmitter in einem gemeinsamen Ausgleich und somit in einer einzigen Gesamtkette ausgewertet. Die Designmatrix ist daher so aufzustellen, dass in den ersten drei Spalten die partiellen Ableitungen nach den Koordinaten und in der vierten Spalte die Ableitungen nach dem Uhrenfehler vorkommen. Für letztgenannten kann im Ausgleich zum Beispiel der skalare, konstante Wert 1 eingetragen werden.

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \frac{\partial r_1}{\partial x} & \frac{\partial r_1}{\partial y} & \frac{\partial r_1}{\partial z} & 1 \\ \frac{\partial r_2}{\partial x} & \frac{\partial r_2}{\partial y} & \frac{\partial r_2}{\partial z} & 1 \\ \frac{\partial r_3}{\partial x} & \frac{\partial r_3}{\partial y} & \frac{\partial r_3}{\partial z} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial r_8}{\partial x} & \frac{\partial r_8}{\partial y} & \frac{\partial r_8}{\partial z} & 1 \end{bmatrix} \quad (24)$$

Wenn zur Berechnung der Höhe der mit dem Barometer gemessene Luftdruck p berücksichtigt wird, gilt für die letzte Zeile der \mathbf{A} -Matrix:

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{\partial p}{\partial z} & 0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

Die beiden Matrizen \mathbf{A}_1 und \mathbf{A}_2 bilden die Designmatrix \mathbf{A} .

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 \\ \mathbf{A}_2 \end{bmatrix} \quad (26)$$

In der Gewichtsmatrix \mathbf{P} stellt der Wert k den barometrischen Skalierungsfaktor zur Konvertierung zwischen metrischer und barometrischer Skala (Pascal) dar. Zur Gewichtung der einzelnen Messungen unterschiedlicher Transmitter wird das Signal to Noise Ratio (SNR) herangezogen.

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} SNR & 0 & \dots & 0 \\ 0 & SNR & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & k \end{bmatrix} \quad (27)$$

Für den Beobachtungsvektor werden jeweils die acht Ranges einer Beobachtungsepoche eingesetzt und gemeinsam mit dem gemessenen Luftdruck im Ausgleich verarbeitet. Es ergibt sich daher die Dimension $[9 \times 1]$.

$$\mathbf{l} = \begin{bmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_8 \\ p \end{bmatrix} \quad (28)$$

ToA Positions-Schätzer für zwei asynchrone Teilketten

Um für den Fall zweier asynchroner Ketten ebenfalls Positionen schätzen zu können, ist es notwendig einen weiteren Uhrenfehler im Ausgleich mitzuschätzen. Darum muss die Designmatrix um einen solchen und damit um eine Spalte erweitert werden.

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \frac{\partial r_1}{\partial x} & \frac{\partial r_1}{\partial y} & \frac{\partial r_1}{\partial z} & 1 & 0 \\ \frac{\partial r_2}{\partial x} & \frac{\partial r_2}{\partial y} & \frac{\partial r_2}{\partial z} & 1 & 0 \\ \frac{\partial r_3}{\partial x} & \frac{\partial r_3}{\partial y} & \frac{\partial r_3}{\partial z} & 1 & 0 \\ \frac{\partial r_4}{\partial x} & \frac{\partial r_4}{\partial y} & \frac{\partial r_4}{\partial z} & 1 & 0 \\ \frac{\partial r_5}{\partial x} & \frac{\partial r_5}{\partial y} & \frac{\partial r_5}{\partial z} & 0 & 1 \\ \frac{\partial r_6}{\partial x} & \frac{\partial r_6}{\partial y} & \frac{\partial r_6}{\partial z} & 0 & 1 \\ \frac{\partial r_7}{\partial x} & \frac{\partial r_7}{\partial y} & \frac{\partial r_7}{\partial z} & 0 & 1 \\ \frac{\partial r_8}{\partial x} & \frac{\partial r_8}{\partial y} & \frac{\partial r_8}{\partial z} & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (29)$$

In diesem Fall wird ein Empfänger-Uhrenfehler im Bezug zu Transmitter 1-4 und ein Empfänger-Uhrenfehler im Bezug zu Transmitter 5-8 geschätzt. Eine Aufspaltung der Gesamtkette in zwei Teilketten ist somit erfolgt. Bei Miteinbeziehen des Barometers kann die Zusammensetzung der Gesamtmatrix \mathbf{A} aus \mathbf{A}_1 und \mathbf{A}_2 wie in Formel 26 durchgeführt werden. Für den Parametervektor erfolgt ebenfalls eine Erweiterung.

Aus dem bisherigen Vektor mit vier Einträgen (drei Koordinaten, ein Uhrenfehler) wird ein Vektor der Dimension $[5 \times 1]$, da ein weiterer Uhrenfehler gegenüber der zweiten Teilkette zu berücksichtigen ist.

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta y \\ \delta z \\ \delta\delta_{R1} \\ \delta\delta_{R2} \end{bmatrix} \quad (30)$$

ToA Positions-Schätzer für mehrere Epochen

Um eventuell eine Verbesserung der Genauigkeit für die geschätzten Positionen zu erreichen, wird der Ansatz verfolgt, mehrere Epochen in einem gemeinsamen Ausgleich auszuwerten. Es werden somit jeweils die acht Beobachtungen aller Transmitter mit den Beobachtungen einer oder mehrerer nachfolgender Epochen im Beobachtungsvektor gemeinsam eingeführt. So ergibt sich für die gleichzeitige Auswertung zweier Epochen, ohne Berücksichtigung der barometrischen Messungen, folgender Beobachtungsvektor:

$$\mathbf{l} = \begin{bmatrix} r_1(t_i) \\ r_2(t_i) \\ \vdots \\ r_8(t_i) \\ r_1(t_{i+1}) \\ r_2(t_{i+1}) \\ \vdots \\ r_8(t_{i+1}) \end{bmatrix} \quad (31)$$

Bei einer gleichzeitigen Auswertung von z.B. zehn Epochen würde die Größe des Beobachtungsvektors auf [80x1] ansteigen.

$$\mathbf{l} = \begin{bmatrix} r_1(t_i) \\ r_2(t_i) \\ \vdots \\ r_8(t_{i+9}) \end{bmatrix} \quad (32)$$

Die Ausweitung des Beobachtungsvektors durch die gleichzeitige Verarbeitung mehrerer Epochen zieht natürlich auch eine Vergrößerung aller anderen im Ausgleich beteiligten Matrizen nach sich. Von besonderer Bedeutung dabei ist, dass in der Designmatrix \mathbf{A} für jede neue Epoche ein weiterer Uhrenfehler mitgeschätzt werden muss, da dieser variabel ist. Im einfachsten Fall des Ausgleiches zweier Epochen mit synchroner Gesamtkette ergibt sich für die Designmatrix \mathbf{A} :

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \frac{\partial r_1(t_i)}{\partial x} & \frac{\partial r_1(t_i)}{\partial y} & \frac{\partial r_1(t_i)}{\partial z} & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial r_8(t_i)}{\partial x} & \frac{\partial r_8(t_i)}{\partial y} & \frac{\partial r_8(t_i)}{\partial z} & 1 & 0 \\ \frac{\partial r_1(t_{i+1})}{\partial x} & \frac{\partial r_1(t_{i+1})}{\partial y} & \frac{\partial r_1(t_{i+1})}{\partial z} & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial r_8(t_{i+1})}{\partial x} & \frac{\partial r_8(t_{i+1})}{\partial y} & \frac{\partial r_8(t_{i+1})}{\partial z} & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (33)$$

3.1.3 Modifikationen im TDoA Positions-Schätzer

Grundsätzlich handelt es sich beim TDoA-Algorithmus im Gegensatz zum ToA-Algorithmus um Zeitunterschiede (Time Differences). Es werden also im Falle, dass alle Transmitter in einer Gesamtkette gemeinsam ausgeglichen werden, die Differenzen aller gemessenen Ranges zwischen Transmitter und Empfänger berechnet. Diese Differenzen bilden den Beobachtungsvektor $\delta \mathbf{l}$. Die Dimension des Beobachtungsvektors ist also im Gegensatz zu ToA nicht $[8 \times 1]$ sondern $[28 \times 1]$.

$$\delta \mathbf{l} = \begin{bmatrix} r_1 - r_2 \\ r_1 - r_3 \\ r_1 - r_4 \\ r_1 - r_5 \\ r_1 - r_6 \\ r_1 - r_7 \\ r_1 - r_8 \\ r_2 - r_3 \\ r_2 - r_4 \\ \vdots \\ r_7 - r_8 \end{bmatrix} \quad (34)$$

Somit muss auch die Dimension der Designmatrix \mathbf{A} auf $[28 \times 3]$ beziehungsweise der Gewichtsmatrix \mathbf{P} auf $[28 \times 28]$ angeglichen werden.

Positions-Schätzer für zwei asynchrone Teilketten

Im Falle zweier asynchroner Teilketten dürfen nur Differenzen zwischen Ranges jener Transmitter gebildet werden, welche zueinander synchron sind, also in einer gemeinsamen Kette von demselben Referenzoszillator synchronisiert werden.

$$\delta \mathbf{l} = \begin{bmatrix} r_1 - r_2 \\ r_1 - r_3 \\ r_1 - r_4 \\ r_2 - r_3 \\ r_2 - r_4 \\ r_3 - r_4 \\ r_5 - r_6 \\ r_5 - r_7 \\ r_5 - r_8 \\ r_6 - r_7 \\ r_6 - r_8 \\ r_7 - r_8 \end{bmatrix} \quad (35)$$

Die Dimension des Beobachtungsvektors $\delta \mathbf{l}$ sinkt somit auf $[12 \times 1]$, da lediglich 12 Differenzen gebildet werden dürfen. Auch die Designmatrix \mathbf{A} und die Gewichtsmatrix \mathbf{P} müssen dahingehend angepasst werden und erhalten deshalb die Dimensionen $[12 \times 3]$ beziehungsweise $[12 \times 12]$. Bei Bildung mehrerer Teilketten reduziert sich die Anzahl der Beobachtungen bzw. der zu bildenden Differenzen und somit die Dimension der Matrizen weiter.

TDoA Positions-Schätzer für mehrere Epochen

Ähnlich dem Verfahren bei ToA-Berechnungen besteht auch bei TDoA die Möglichkeit, Beobachtungen mehrerer Epochen in einem Ausgleich zusammenzufassen. Das gleichzeitige Auswerten zweier Epochen ergibt dann für den Beobachtungsvektor folgende Dimensionen für einen Ausgleich in einer Gesamtkette.

$$\delta \mathbf{l} = \begin{bmatrix} \Delta l_{12}(t_1) \\ \Delta l_{13}(t_1) \\ \vdots \\ \Delta l_{78}(t_{i+1}) \end{bmatrix}_{[56 \times 1]} \quad (36)$$

Für einen Ausgleich mit Kettenteilung stellt sich der Beobachtungsvektor wiederum in seiner reduzierten Form dar.

$$\delta l = \begin{bmatrix} \delta l_{12}(t_1) \\ \delta l_{13}(t_1) \\ \vdots \\ \delta l_{78}(t_{i+1}) \end{bmatrix}_{[24 \times 1]} \quad (37)$$

Während das Angleichen der Designmatrix \mathbf{A} und der Gewichtsmatrix \mathbf{P} im Fall des Gesamtausgleiches die Dimensionen $[56 \times 3]$ bzw. $[56 \times 56]$ ergibt, sind es für den Ausgleich mit Kettenteilung die Dimensionen $[24 \times 3]$ bzw. $[24 \times 24]$.

3.2 Range-Schätzung und ILT Signalstruktur

Im Hinblick auf das Mehrdeutigkeitsproblem wird auf die Signalstruktur und die Grundfunktion des Range-Schätzers eingegangen. Neben der Fast Fourier Transformation (FFT) und der Berechnung der Korrelation des empfangenen Signals mit dem Replikat wird auch das Extrahieren des LOS-Signals aus den Multipath-Signalen im Range-Schätzer vorgenommen.

Im ersten Schritt werden die Mess-Samples des analog-digital-gewandelten Signals zur Berechnung der Fast Fourier Transformation (FFT) herangezogen. Für jeden einzelnen Berechnungsschritt werden laut Definition 16384 Samples verwendet. Anschließend wird die Korrelation im Bezug auf das gespeicherte Replica-Signal bestimmt. Die optimale Anzahl von Korrelationspunkten liegt im Algorithmus dabei zwischen $1/3$ und $1/2$ der Anzahl der Trägerfrequenzen. Da 200 Träger verwendet werden, ergeben sich 83 Korrelationspunkte [NM10b].

$$\text{Anzahl Korrelationspunkte} = \frac{\frac{200}{3} + \frac{200}{2}}{2} = 83 \quad (38)$$

Zur Bestimmung des direkten und der indirekten Signalwege (Multipath) wird ein Gleichungssystem der Dimension $N=200$ gelöst. Die Dimension ergibt sich aus der Anzahl der Frequenzen, wobei die Variable M die Anzahl der Reflektionen (Mehrwege) darstellt [NM10b].

$$y(w_k) = \sum_{j=1}^M f(w_k) \cdot e^{i w_k t_j} \quad k = \{1, 2, \dots, N\} \quad (39)$$

Ein Matrix Pencil Algorithmus wird letztendlich auf die 200 Träger eines jeden Transmitters angewendet, um die unterschiedlichen Signalverzögerungen festzustellen. Es wird davon ausgegangen, dass jener Signalweg mit der geringsten Verzögerung als Line of Sight (LOS)-Signalweg und alle anderen als Multipath-Wege angenommen werden können.

Dass das Navigationssignal lediglich einen gewissen Eindeutigkeitsbereich aufweist, resultiert aus seinen charakteristischen Eigenschaften.

Tabelle 2: Signalcharakteristik [Mid10]

Signal Bandbreite	40 MHz Single Side Band
Signalstärke (40 MHz Bandbreite)	10 dBm
Trägerfrequenz	420 MHz
Anzahl an Trägern	200
Phasenvariation	normalverteilt
Pulsweite	25 ns
Pulswiederholungsrate	5.12 μ s
Eindeutigkeitsbereich	1536 m

Aus der Pulswiederholungsrate von 5.1 μ s kann letztlich auf den Eindeutigkeitsbereich von 1536 m geschlossen werden. Eine detaillierte Erläuterung zu den Berechnungsschritten ist in Kapitel 5.2.1 angeführt.

3.3 Referenzsysteme und Koordinatentransformation

Koordinaten müssen in Bezug auf ein definiertes Referenzsystem angegeben werden. Für diesen Zweck werden je nach Anwendung verschiedene Systeme verwendet. Während innerhalb des ILT-Indoor-Positionierungssystems sowohl die Ausgangskordinaten der Transmitter, wegen der Einmessung mit Hilfe von GPS, im WGS84-Referenzsystem gegeben sind, als auch die letztendliche Visualisierung der Empfängerposition in Bezug auf dieses globale System stattfindet, werden sämtliche dazwischenliegende Berechnungen im Positions-Schätzer, unter anderem, um die Komplexität zu verringern, in einem lokalen Koordinatensystem durchgeführt. Für die im Rahmen dieser Arbeit relevanten Algorithmen innerhalb des Positions-Schätzers ist also eine Transformation der Koordinaten zwischen den verwendeten Systemen notwendig. Aus diesem Grund wird der mathematische Hintergrund der verwendeten Transformationen in weiterer Folge angeführt.

Nach der Einmessung der Transmitter-Koordinaten stehen diese als ellipsoidische Koordinaten in Bezug auf das globale WGS84-System zur Verfügung. Da die Berechnung jedoch in einem lokalen System stattfinden soll, muss im ersten Schritt von ellipsoidischen auf kartesische Koordinaten übergegangen werden. Anschließend wird die Transformation von globalen kartesischen in lokale kartesische Koordinaten mit Hilfe einer Rotationsmatrix realisiert.

In Abbildung 15 werden die beiden verwendeten Referenzsysteme einander gegenübergestellt und der Bezug zwischen ellipsoidischen und kartesischen Koordinaten angeführt.

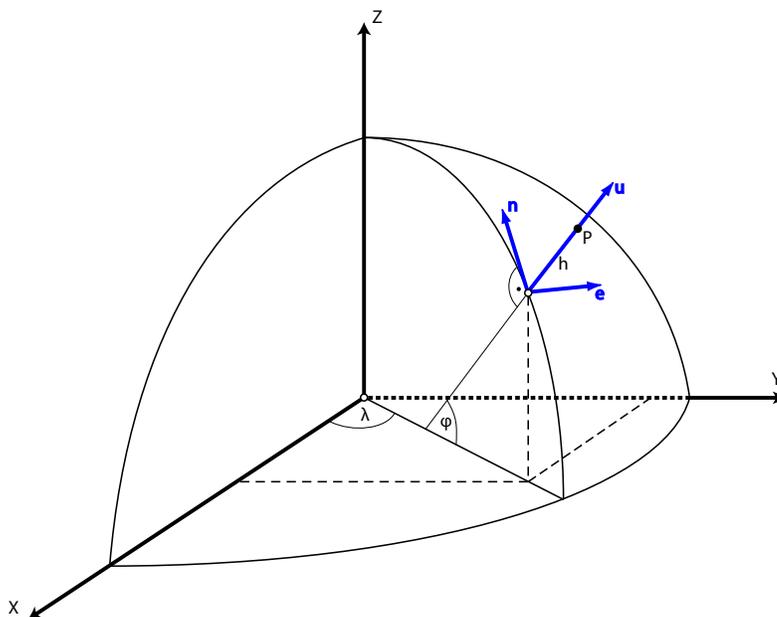


Abbildung 15: Globales und lokales Koordinatensystem

Während die Transformation vom globalen System in das lokale System sofort zu Beginn des Algorithmus innerhalb des Positions-Schätzers durchgeführt wird, ist die Rücktransformation vom lokalen System in das globale System nicht direkter Bestandteil des Positions-Schätzers.

Die Rücktransformation wird vor der abschließenden Visualisierung vorgenommen.

Transformation ellipsoidische \implies kartesische Koordinaten

Für den Übergang von ellipsoidischen auf kartesische Koordinaten müssen die große Halbachse a , die kleine Halbachse b sowie die numerische Exzentrizität e^2 des Bezugsellipsoides bekannt sein. Weiters wird der Normalkrümmungsradius N verwendet, um von φ, λ, h auf X, Y, Z überzugehen.

$$N = \frac{a}{\sqrt{1 - e^2 \sin^2 \varphi}} \quad (40)$$

$$e^2 = \frac{a^2 - b^2}{a^2} \quad (41)$$

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (N + h) \cos \varphi \cos \lambda \\ (N + h) \cos \varphi \sin \lambda \\ (N(1 - e^2) + h) \sin \varphi \end{bmatrix} \quad (42)$$

Transformation globale \implies lokale Koordinaten

Beim Übergang auf das lokale Koordinatensystem ist es notwendig einen geeigneten Punkt auf der Erdoberfläche als Referenzpunkt zu wählen. Beispielsweise kann die Position des ersten Transmitters als Koordinatenursprung des lokalen Systems festgelegt werden. In weiterer Folge ergeben sich im Rahmen der Transformation jeweils Koordinatendifferenzen im Bezug auf diesen Referenzpunkt (X_R, Y_R, Z_R) .

$$\begin{bmatrix} \Delta X \\ \Delta Y \\ \Delta Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X - X_R \\ Y - Y_R \\ Z - Z_R \end{bmatrix} \quad (43)$$

Die Transformationsmatrix für den Übergang von globalen kartesischen auf lokale kartesische Koordinaten kann folgendermaßen dargestellt werden [MHW05].

$$\begin{bmatrix} n \\ e \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \varphi_R \cos \lambda_R & -\sin \varphi_R \sin \lambda_R & \cos \varphi_R \\ -\sin \lambda_R & \cos \lambda_R & 0 \\ \cos \varphi_R \cos \lambda_R & \cos \varphi_R \sin \lambda_R & \sin \varphi_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta X \\ \Delta Y \\ \Delta Z \end{bmatrix} \quad (44)$$

wobei

n*north*

e*east*

u*up*

Transformation lokale \implies globale Koordinaten

Für die Transformation der berechneten Empfängerkoordinaten vom lokalen in das globale WGS84-Koordinatensystem, in welchem die Visualisierung letztendlich stattfindet, wird folgende Rotationsmatrix verwendet.

$$\begin{bmatrix} \Delta X \\ \Delta Y \\ \Delta Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \varphi_R \cos \lambda_R & -\sin \lambda_R & \cos \varphi_R \cos \lambda_R \\ -\sin \varphi_R \sin \lambda_R & \cos \lambda_R & \cos \varphi_R \sin \lambda_R \\ \cos \varphi_R & 0 & \sin \varphi_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n \\ e \\ u \end{bmatrix} \quad (45)$$

Nach dem Übergang vom lokalen System (n, e, u) auf das globale System erhält man wiederum Koordinatendifferenzen ΔX , ΔY , ΔZ welche im Anschluss als Zuschläge zu den Koordinaten des Referenzpunktes, also dem gewählten lokalen Koordinatenursprung addiert werden.

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta X + X_R \\ \Delta Y + Y_R \\ \Delta Z + Z_R \end{bmatrix} \quad (46)$$

Nach der Addition der Referenzpunktkoordinaten mit den berechneten Koordinatendifferenzen ergeben sich letztendlich die Koordinaten des berechneten Punktes X, Y, Z im globalen System.

Transformation kartesische \implies ellipsoidische Koordinaten

Möchte man anstatt kartesischer Koordinaten im globalen System ellipsoidische Angaben über den berechneten Punkt erhalten, so ist eine weitere Transformation von kartesischen in ellipsoidische Koordinaten durchzuführen.

Die ellipsoidische Länge λ lässt sich aus Formel 42 direkt herleiten.

$$\lambda = \arctan \frac{Y}{X} \quad (47)$$

Da die ellipsoidische Breite φ und die Höhe h in der Berechnung jedoch Abhängigkeiten voneinander aufweisen, müssen diese in einem iterativen Vorgang berechnet werden. Als Ausgangswert für φ kann die angeführte Näherung verwendet werden. Ausgehend von diesem Wert müssen sowohl die ellipsoidische Höhe h als auch der Normalkrümmungsradius N wie in Formel 40 beschrieben, iteriert werden.

$$\varphi_i = \arctan \frac{Z}{\sqrt{X^2 + Y^2}} \quad (48)$$

$$h_i = \frac{\sqrt{X^2 + Y^2}}{\cos \varphi_i} - N_i \quad (49)$$

$$\varphi_{i+1} = \arctan \left(\frac{Z}{\sqrt{X^2 + Y^2}} \left(1 - e^2 \frac{N_i}{N_i + h_i} \right)^{-1} \right) \quad (50)$$

Nach diesem Transformationsschritt können die berechneten Empfängerpositionen in Form von ellipsoidischen Koordinaten innerhalb der Visualisierungsanwendung gemeinsam mit Elementen, wie einem hinterlegten Orthophoto und einem Gebäudemodell dargestellt werden.

3.4 Glättung durch Kalman-Filter und gleitenden Mittelwert

Aus der Frequenz von 20 Hz, mit welcher die Position des Empfängers wiederholt bestimmt wird, resultiert eine Vielzahl an Positionslösungen binnen kurzer Zeit. Um zu einem verbesserten Gesamtergebnis der verschiedenen Einzellösungen zu gelangen, werden mathematische Operationen wie Kalman-Filter und gleitender Mittelwert angewendet. Diese ermöglichen einen stabileren Verlauf der Positionslösungen und eine glattere Trajektorie im Falle von dynamischen Mess-Samples. Die mathematischen Operationen sind fest im Positions-Schätzer Algorithmus verankert, werden im Rahmen dieser Arbeit nicht unmittelbar verändert, jedoch teilweise angewendet. Aus diesem Grund erfolgt eine überblicksmäßige Erläuterung der Funktion.

Kalman-Filter

Der Kalman-Filter, von Rudolf E. Kalman 1960 entwickelt, ist ein rekursiver Algorithmus zur optimalen Schätzung zeitlich variabler Zufallsgrößen (stochastischer Prozess) und ermöglicht durch den inkludierten Prädiktionsschritt die Filterung dynamischer Messreihen, wie sie speziell in der Positionsbestimmung für Navigationszwecke vorkommen. Er beruht auf dem Prinzip, bereits geschätzte Parameter mit neu hinzukommenden Messungen zu aktualisieren und stellt eine Verallgemeinerung des stufenweisen Ausgleiches dar, welcher bei zeitinvarianten Parametern einem statischen Kalman-Filter entspricht. [Pai07].

Im dynamischen Modell wird die zeitliche Änderung des Parameter- oder auch Zustandsvektors durch die Übertragungsmatrix \mathbf{T}_k beschrieben und durch das Systemrauschen \mathbf{w}_k , welches als normalverteilt angenommen wird, zusätzlich beeinflusst.

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{T}_{k-1} \hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{w}_k \quad (51)$$

Das Abfolge-Prinzip des Kalman-Filters wird in den folgenden Schritten schematisch dargestellt.

1. Initialisierung mit dem Parametervektor \mathbf{x}_0 und der Kovarianzmatrix $\mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{x}},0}$
2. Bestimmung der Kalman-Matrix:

$$\mathbf{K}_k = \tilde{\mathbf{Q}}_{\hat{\mathbf{x}},k} \mathbf{A}_k^T \left(\mathbf{W}_{1,k} + \mathbf{A}_k \tilde{\mathbf{Q}}_{\hat{\mathbf{x}},k} \mathbf{A}_k^T \right)^{-1} \quad (52)$$

3. Parameter und Kovarianz Update (Korrekturschritt):

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{K}_k (\mathbf{I}_k - \mathbf{A}_k \tilde{\mathbf{x}}_k) \quad (53)$$

$$\mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{x}},k} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{A}_k) \tilde{\mathbf{Q}}_{\hat{\mathbf{x}},k} \quad (54)$$

4. Zeit Update (Prädiktionschritt):

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k+1} = \mathbf{T}_k \hat{\mathbf{x}}_k \quad (55)$$

$$\tilde{\mathbf{Q}}_{\hat{\mathbf{x}},k+1} = \mathbf{T}_k \mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{x}},k} \mathbf{T}_k^T + \mathbf{Q}_{\mathbf{w},k+1} \quad (56)$$

Ausgehend von der Initialisierung mit dem Parametervektor \mathbf{x}_0 und der Kovarianzmatrix $\mathbf{Q}_{\hat{\mathbf{x}},0}$ wird die Kalman-Matrix \mathbf{K}_k mit Hilfe der Kovarianzmatrix des Messrauschens $\mathbf{W}_{1,k}$ gebildet. Im darauffolgenden Schritt werden sowohl der Parametervektor selbst, als auch die dazugehörige Kovarianzmatrix korrigiert. Anschließend werden mit Hilfe der Übertragungsmatrix \mathbf{T}_k und der Kovarianzmatrix des Systemsrauschens $\mathbf{Q}_{\mathbf{w},k+1}$ Prädiktionen des Parametervektors und dessen Kovarianzmatrix generiert, welche im nächsten Durchlauf zur Wirkung kommen.

Gleitender Mittelwert

Gleitende Mittelwertbildung (engl. moving average) wird vielfach zur Glättung von Zeitreihen verwendet. Zur Mittelung werden der Wert eines Datenpunktes selbst und weiters die Werte von dessen Nachbarpunkten herangezogen. Es wird in diesem Zusammenhang von einem Fenster gesprochen, innerhalb dessen die Werte der Datenpunkte in die Mittelung miteinbezogen werden. Die Fenstergröße ist frei wählbar. Der gemittelte Wert ersetzt nun den alten Wert an dieser Stelle, es ergibt sich ein geglätteter Verlauf. Anschließend wird das Fenster zur Mittelwertbildung um einen Schritt zum nächsten Datenpunkt verschoben und derselbe Vorgang wiederholt, weshalb dieser Filter auch „gleitender Mittelwert“ genannt wird. Zusätzlich können Gewichte a_j eingeführt werden, um die einzelnen Werte unterschiedlich stark in den Mittelwert einfließen zu lassen, bei Verwendung von lediglich positiven Gewichten entsteht ein Tiefpass Filter [Küh08].

$$m_t = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} a_j X_{t-j} \quad (57)$$

Beispielsweise können die Gewichte so gewählt werden, dass im Fenster weiter außen liegende Werte ein geringeres Gewicht bekommen.

Im Algorithmus des Positions-Schätzers werden die Gewichte gleichermaßen verteilt und bei der Mittelung jeweils alle drei Empfängerkoordinaten (X, Y, Z) aus verschiedenen Epochen herangezogen und in getrennten Zeitreihen gemittelt. Die Anzahl der zu mittelnden Epochen wird durch den Grad der Mittelwertbildung q definiert. Bei Grad $q=2$ werden beispielsweise insgesamt fünf Epochen zur Mittelung herangezogen.

$$m_t = \frac{1}{2q+1} \sum_{j=-q}^{+\infty} X_{t-j} \quad (58)$$

4 Ermittlung der maximalen Reichweite

4.1 Problemstellung und Lösungsansatz

Da bisherige Informationen über die maximale Reichweite des ILT-Demonstrators lediglich aus Simulationen, nicht jedoch aus realistischen Messungen stammen, war es notwendig, Messungen dahingehend durchzuführen. Von Interesse ist die maximale Reichweite des Signals einerseits, um die Leistungsfähigkeit des Systems hinsichtlich der größtmöglichen Übertragungstrecke zu zeigen und andererseits, weil zur Untersuchung des Mehrdeutigkeitsbereiches eine gewisse Reichweite vorausgesetzt wird. Die Analyse der Range-Schätzung bei Verlassen des Eindeutigkeitsbereiches, welcher theoretisch bei 1536 m endet und sich aus der Puls-Wiederholungsrate von $5,12 \mu\text{s}$ ergibt, ist ein zentraler Aspekt nachfolgender Untersuchungen. Es muss also zuvor festgestellt werden, ob über eine Reichweite von zumindest 1600 m Signale übertragen werden können, um in weiterer Folge zu erwartende Mehrdeutigkeiten zu untersuchen.

Bisher wurden die Transmittersignale über eine Streckenlänge von maximal 200 - 300 m zum Empfänger übertragen. Als Aufstellungsorte wurden bisher Punkte in näherer Umgebung rund um das Gebäude, indem sich der Empfänger befindet, ausgewählt. In diesem Bereich ist die Abschwächung des Signals vorwiegend abhängig von der Anzahl an zu durchdringenden Wänden und Gebäuden. Freiraum-Dämpfung und andere signalabschwächende Effekte kommen erst in einem Bereich darüber hinaus zu tragen.

Im Hinblick auf die Signalabschwächung ist der Einfluss der Umgebung von besonderer Bedeutung. Sowohl die Vegetation wie zum Beispiel Sträucher, Büsche und Bäume als auch die Topographie haben einen Einfluss auf die Ausbreitung des Signales. Die Fresnel-Zone (Kapitel 4.2.4) ist ein definierter Bereich zwischen Sender und Empfänger, indem keine Störfaktoren wie Vegetation auftreten sollten. Da dies jedoch oft der Fall ist, wird vielfach eine Abschwächung innerhalb der Fresnel-Zone hervorgerufen und meist durch die Vegetation, die Topographie und die Höhe der Transmitterantennen bestimmt. Auch Refraktion und Reflexion sowie Absorption und Diffraktion beeinflussen die Ausbreitung des Signals.

Ermittlung der maximalen Reichweite

Zur Bestimmung der maximalen Reichweite des ILT-Demonstrators eignen sich Messungen auf einem ebenen Gelände. Bei direkter Sichtverbindung (Line of Sight) zwischen Sender und Empfänger sollte eine maximale Reichweite festgestellt werden können, bei der das übertragene Signal auch in ausreichender Qualität am Empfänger ankommt. In den folgenden Testmessungen zur Feststellung der Reichweite geht es also nicht um die Anordnung der Transmitter rund um ein Gebäude und die Ermittlung der Empfängerposition innerhalb dieses Gebäudes, sondern allein um die spezielle Ausrichtung der Transmitter in einer Weise, dass alle über eine Sichtverbindung zu dem sich in großer Entfernung befindenden Empfänger verfügen. Durch Vergleich der gemessenen Ranges aller Transmitter kann festgestellt werden, ob die Übertragung über eine größere Entfernung erfolgreich ist. Bei jeder Aufstellung der Sender müssen die Strecken auf Plausibilität geprüft werden. Bei gleichen Abständen der Transmitter zum Empfänger muss auch eine gewisse Übereinstimmung der ermittelten Strecken festzustellen sein.

4.2 Reichweitenmessung Flugfeld

4.2.1 Messablauf

In einer ersten Messreihe wird die maximal erzielbare Reichweite durch Aufbau der Sende- und Empfangseinheiten auf einem Flugfeld untersucht. Zu diesem Zweck werden insgesamt vier Transmitter und ein Empfänger verwendet, wobei die Transmitter am Beginn des Flugfeldes fix aufgestellt werden und der Empfänger samt Notebook zur Steuerung der Messungen auf einem Wagen befestigt wird (Abbildung 17). Um Range-Messungen in verschiedenen Entfernungen zwischen den Transmittern und Empfänger durchzuführen, wird der mobile Empfänger-Wagen über das Rollfeld geschoben und dabei immer weiter von den Transmittern entfernt. In gewissen Abständen wird für eine statische Messung für die Dauer mehrerer Messepochen angehalten und die Position des gemessenen Punktes markiert. Auf den ersten 1400 Metern wurde jeweils ein Abstand von 100 m gewählt. Erst in einer Distanz zwischen 1400 m und 1600 m, in der der Eindeutigkeitsbereich des Signals theoretisch endet, werden Messungen in kürzeren Abständen vorgenommen. Ein jeweiliger Abstand von 20 m in diesem Bereich ergibt zusammen mit den zuvor gemessenen Punkten eine Gesamtanzahl von 24 Messpunkten (Abbildung 16).

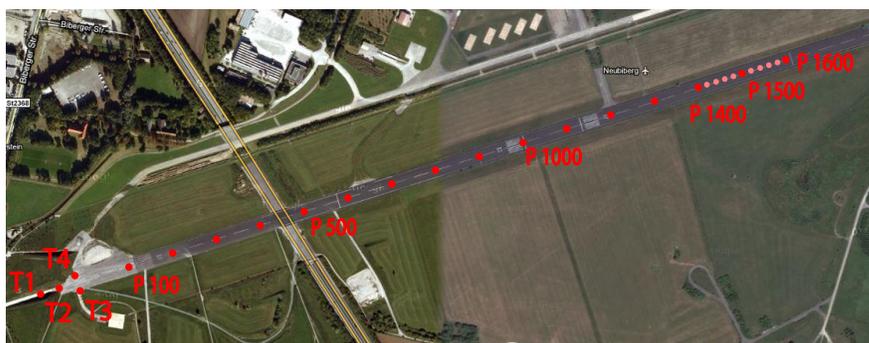


Abbildung 16: Messanordnung Flugfeld Neubiberg

Der Grund für diese Anordnung der Transmitter liegt darin, eventuell auftretende Differenzen in der Range-Messung im Bereich bei 1536 m zu erkennen. Dadurch, dass die Transmitter in verschiedenen Abständen zum jeweiligen Empfänger-Messpunkt positioniert sind, ergibt sich die Annahme, dass diese unterschiedliche Ergebnisse liefern. Es wird vermutet, dass jene Transmitter, welche innerhalb des Eindeutigkeitsbereiches liegen, dieselben Messergebnisse liefern und ein Transmitter, welcher außerhalb dieses Bereiches liegt, ein dazu unterschiedliches Ergebnis erzielt. Ein entgegengesetztes Verhalten könnte sich zeigen, wenn zwei Transmitter außerhalb des Bereiches liegen.



Abbildung 17: Empfänger am Flugfeld

Die beiden Transmitter 3 und 4 sollten an jedem Messpunkt die gleiche Distanz liefern. Sie dienen einer leicht verbesserten Geometrie und zur Kontrolle der Messergebnisse.

4.2.2 Auswertung Messung Flugfeld

Wie erwähnt, kann durch Vergleich der Ranges untereinander festgestellt werden, ob die Übertragung des Signals auch über größere Entfernungen erfolgreich ist. Zwar wurden die Abstände der Punkte am Flugfeld auf herkömmliche Art mit einem Maßband bestimmt, solange der Uhrenfehler des Empfängers jedoch nicht bekannt ist, kann kein Vergleich mit diesen Abständen vollzogen werden. Da für diese Messung (wie in Abbildung 16 gezeigt) insgesamt vier Transmitter Verwendung finden, werden für jeden Zeitpunkt bis zu vier Ranges miteinander verglichen. Die Auswertung der Ranges ergab in den jeweiligen Standpunkten folgende Ergebnisse (Abbildung 18).

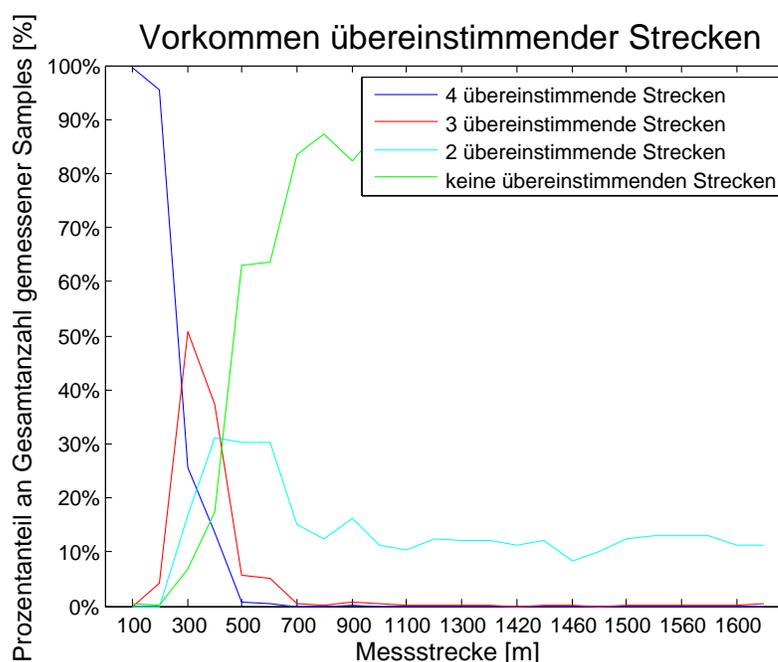


Abbildung 18: Anteile der übereinstimmenden Ranges

Es zeigt sich, dass eine Übereinstimmung aller vier Ranges lediglich in den nahen Standpunkten des Empfängers bis 200 m gegeben ist. In einer Distanz von 300 m stimmen bereits nur mehr bei 25% der gemessenen Samples alle vier ermittelten Ranges überein. Darüber hinaus stimmen nur noch drei oder zwei von vier Ranges und letztendlich ab einer Distanz von etwa 700 m beinahe keine Ranges mehr überein. Um die Übereinstimmung zu ermitteln, wurde eine Standardabweichung von maximal 5 m als obere Grenze herangezogen. Es ist anzumerken, dass im Range-Schätzer spezielle Schwellwerte und Parameter modifiziert werden können, um die Berechnung zu beeinflussen. Die zuvor gezeigten Ergebnisse für die geschätzten Ranges wurden mit Parametern und Einstellungen berechnet, welche sich in bisherigen Messungen als optimal erwiesen.

Im Gegensatz zu Abbildung 18 werden nun exemplarisch nur einige Messpunkte herausgenommen und später der Berechnung mit veränderten Parametern gegenübergestellt. In Tabelle 3 werden die ursprünglich verwendeten Parameter angegeben und in Abbildung 19 die daraus resultierenden Teilergebnisse dargestellt. Zusätzlich können die dargestellten Werte für die Übereinstimmung aus Tabelle 4 entnommen werden. Bei den Parametern handelt es sich zuerst um die *Sensitivity* im Algorithmus, welche indirekt die Anzahl der Signalwege bestimmt. Auch durch die Variable *NoOfPath* wird die maximal zulässige Anzahl an Signal-Wegen bestimmt, während die Variable *SignalThreshold* einen Schwellwert für die minimal zulässige Signalstärke darstellt.

Tabelle 3: Standardparameter für Range-Schätzer

Parameter	Wert
SENSITIVITY	0.01
NoOfPath LIMIT	8
SIGNAL THRESHOLD	-80

Tabelle 4: Übereinstimmung der geschätzten Ranges (Standardparameter)

Strecken	4 Ranges	3 Ranges	2 Ranges	keine Ranges
200 m	95,50%	4,10%	0,00%	0,40%
500 m	0,60%	5,70%	30,80%	62,90%
800 m	0,00%	0,20%	12,40%	87,40%
1000 m	0,00%	0,30%	11,30%	88,40%
1200 m	0,00%	0,00%	12,40%	87,60%

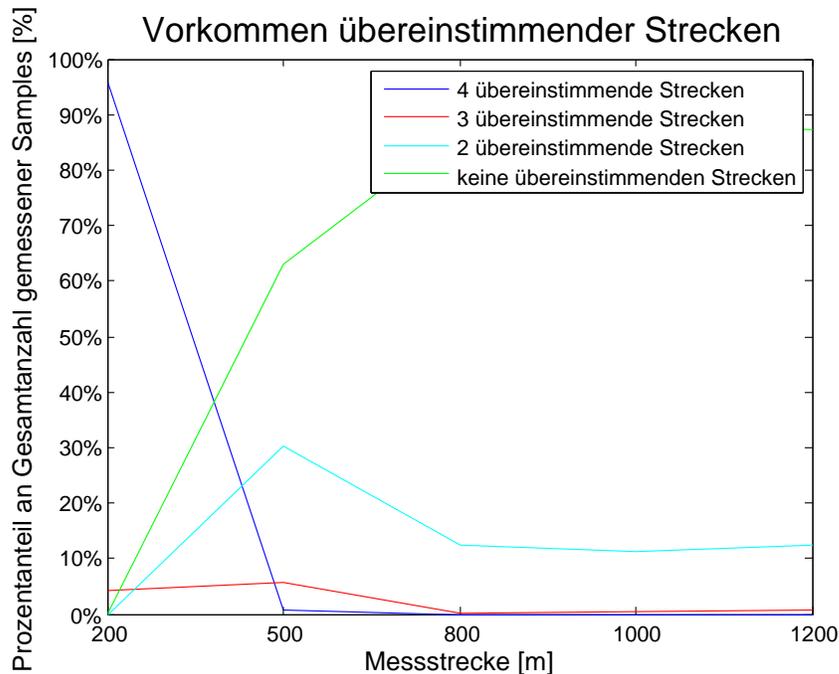


Abbildung 19: Anteile der übereinstimmenden Ranges (Standardparameter)

Im Unterschied zu Abbildung 18 werden in Abbildung 19 exemplarisch wichtige Messpunkte in ausgewählten Entfernungen dargestellt.

Auswertung mit veränderten Parametern:

Durch Änderung der angesprochenen Parameter kann nun versucht werden, bessere Ergebnisse für die geschätzten Ranges zu erzielen. Es zeigt sich in verschiedenen Tests, dass durch Eingriff auf die zur Berechnung erlaubte Anzahl an Signalwegen (*NoOfPath*) eine Verbesserung der geschätzten Ranges erzielt werden kann. Sowohl die Möglichkeit, die Anzahl der Wege direkt auf einen einzigen zu beschränken, als auch die Möglichkeit, die Sensitivität betragsmäßig solange zu erhöhen bis diese im Algorithmus ebenfalls nur mehr einen einzigen Signalweg zulässt, führt zum gewünschten Ziel, besser übereinstimmende Ranges zu erhalten.

Für die beiden angesprochenen Möglichkeiten werden entsprechende Parameter zur Beeinflussung der Signalwege in Tabelle 5 und Tabelle 6 angeführt. Beide Einstellungen im Algorithmus führen zum selben Ergebnis, welches in Tabelle 7 und Abbildung 20 dargestellt wird.

Tabelle 5: Geänderte Parameter (1) für Range-Schätzer

Parameter	Wert
SENSITIVITY	0.01
NoOfPath LIMIT	1
SIGNAL THRESHOLD	-80

Tabelle 6: Geänderte Parameter (2) für Range-Schätzer

Parameter	Wert
SENSITIVITY	0.9
NoOfPath LIMIT	8
SIGNAL THRESHOLD	-80

Auch wenn das Limit für die Anzahl der Wege höher eingestellt ist (Tabelle 6), wird durch die hohe Sensitivität die Berechnung nur aufgrund eines einzigen Weges durchgeführt, somit also nur der kürzeste Weg verwendet.

Auf der folgenden Seite zeigt sich, dass es im Fall der Reichweitenbestimmung günstig ist, lediglich den kürzesten Weg und somit das als erstes ankommende Signal für die Berechnung der Ranges zu verwenden. Gegensätzlich zu den vorangegangenen Messungen in Gebäuden, in denen die ausgeglichene Verwendung mehrerer Signalwege vorteilhaft gewesen ist, erweist sich bei den Messungen zur maximalen Reichweitenbestimmung dieser Ansatz als vorteilhaft. Gleichzeitig kann durch diese Erkenntnis auch festgestellt werden, dass es sich anscheinend bei allen weiteren Signalwegen um Reflexionen an der Asphaltfläche handelt. Die Verwendung dieser reflektierten Signalwege verfälscht folglich auch das Ergebnis für die Range-Schätzung.

Durch Verändern der Parameter gelingt es, auch noch in größerer Entfernung zu den Transmittern übereinstimmende Ranges zu erzeugen. Während bei einem Abstand von 500 m mit den Ausgangsparametern (Tabelle 3) nur eine geringe Anzahl an Übereinstimmungen im Bereich von wenigen Prozent erreicht wird (Abbildung 19), können mit der alternativen Berechnung in diesem Abstand bei 95% aller Messungen vier übereinstimmende Strecken festgestellt werden. (Tabelle 7, Abbildung 20)

Tabelle 7: Übereinstimmung der geschätzten Ranges (veränderte Parameter)

Strecken	4 Ranges	3 Ranges	2 Ranges	keine Ranges
200 m	95,30%	4,50%	0,00%	0,30%
500 m	95,50%	4,50%	0,00%	0,00%
800 m	34,30%	40,30%	15,40%	10,00%
1000 m	10,90%	34,30%	36,20%	18,60%
1200 m	0,00%	2,50%	18,40%	79,10%

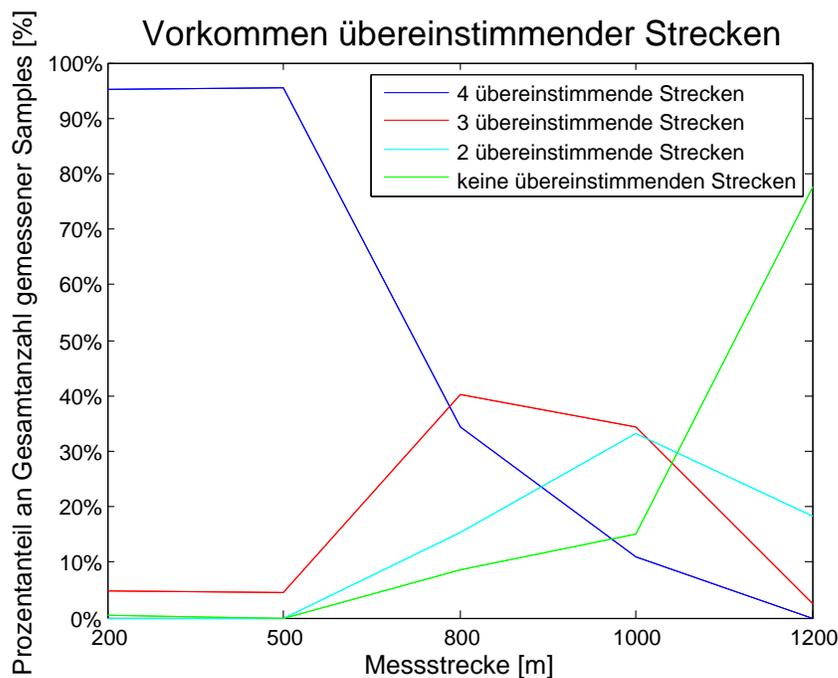


Abbildung 20: Anteile der übereinstimmenden Ranges (veränderte Parameter)

Auch über eine Strecke von 800 m bzw. 1000 m kann eine deutliche Verbesserung wahrgenommen werden. Ab einem Bereich von ca. 1200 m Streckenlänge bestehen jedoch auch bei Berechnung mit veränderten Parametern keine zufriedenstellenden Übereinstimmungen zwischen den geschätzten Ranges (Abbildung 20). Als Grund dafür müssen signalabschwächende Effekte angenommen werden, auf welche zu einem späteren Zeitpunkt im Detail eingegangen wird (Kapitel 4.2.4 und Kapitel 4.2.3). Während mit den anfänglichen Parametern lediglich Strecken bis zu einer Distanz von 300 m sinnvoll geschätzt werden können, ist es mit den veränderten Parametern möglich, auch noch in einer Entfernung von 800 - 1000 m sinnvolle Ranges zu

erhalten. Eine Verbesserung der Ranges hinsichtlich ihrer Genauigkeit und Übereinstimmung durch weiteres Verändern der Parameter im Algorithmus ist nicht möglich. Um dennoch größere Reichweiten zu erlangen, müssen weitere Möglichkeiten in Betracht gezogen werden. Außerdem soll auch die Ursache für die fehlerhaft geschätzten Ranges bei Überschreitung einer gewissen Distanz zwischen Sender und Empfänger innerhalb dieser Arbeit geklärt werden. (siehe Kapitel 4.2.3 und Kapitel 4.2.4)

Zur Veranschaulichung der Tatsache, dass aus dem gemessenen Signal in einer gewissen Entfernung nicht genügend Information zur Range-Berechnung gewonnen werden kann, wird im folgenden Abschnitt die Signalstärke des empfangenen Signals für Standpunkte in unterschiedlichen Entfernungen mit Hilfe der Fast Fourier Transformation (FFT) dargestellt. Die verwendeten Mess-Samples stammen aus der vorherigen Messung am Flugfeld. Zur Gegenüberstellung der Signalstärke werden verschiedene Empfänger-Standpunkte herangezogen, bei denen die Entfernung zu den Transmittern variiert.

4.2.3 Fast Fourier Transformation FFT

Da bei den Messungen am Flugfeld das Auftreten eines Störsignals als wahrscheinlich angenommen wird, soll dieser Vermutung anhand der Fourier-Transformation nachgegangen werden. Die empfangene Signalstärke wird auf Basis einer Fast Fourier Transformation (FFT) bestimmt. Da die FFT Teil des Algorithmus ist, ist es lediglich notwendig die Signalstärken logarithmisch darzustellen.

In einem ersten Schritt findet zunächst der Übergang vom Zeit- in den Frequenzbereich durch die Fast Fourier Transformation statt.

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-i2\pi k \frac{n}{N}} \quad (59)$$

mit

$$k = 0, \dots, N - 1$$

x_nSignal im Zeitbereich

X_kSignal im Frequenzbereich

Das gemessene Signal wird in einem weiteren Schritt noch auf eine logarithmische Skala übertragen:

$$X_{k[dB]} = 20 \cdot \log(X_k) \quad (60)$$

Da es sich bei dem betrachteten Signal bereits um das vom Empfänger verarbeitete und von 420 MHz auf 40 MHz konvertierte Signal handelt, befinden sich die Amplituden in den folgenden Darstellungen jeweils in einem Bereich von 0 - 40 MHz (Single sided).

FFT, Empfänger in 150 m Entfernung:

In Abbildung 21 wird das Amplitudenspektrum des gemessenen FFT-Signales des Standpunktes mit der kürzesten Entfernung (150 m) gezeigt. Im Bereich von 0 MHz - 40 MHz, in welchem das Messsignal liegt, sind deutlich Amplituden mit einer Stärke von bis zu -35 dB zu erkennen.

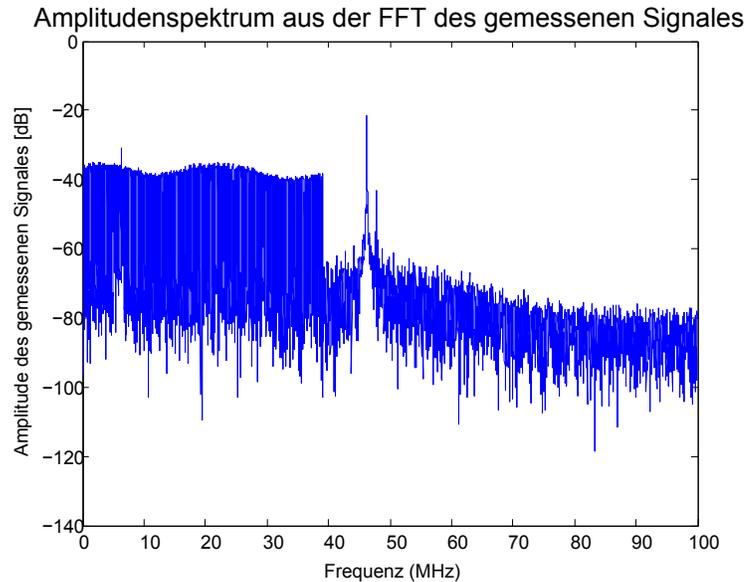


Abbildung 21: Amplitudenspektrum, Entfernung 150 m

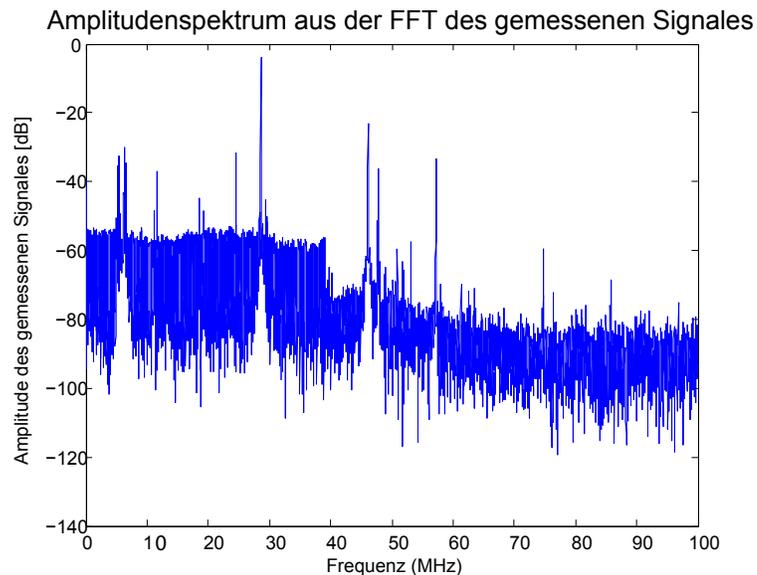
FFT, Empfänger in 500 m Entfernung:

Abbildung 22: Amplitudenspektrum, Entfernung 500 m

Am Standpunkt mit einer Entfernung von 500 m können ebenfalls deutliche Signale im betreffenden Bereich festgestellt werden. Bei Amplitudenwerten von rund -55 dB ist bereits eine

Abschwächung von 20 dB gegenüber den Amplituden des Standpunkts in 150 m Entfernung zu beobachten (Abbildung 22).

FFT, Empfänger in 1500 m Entfernung:

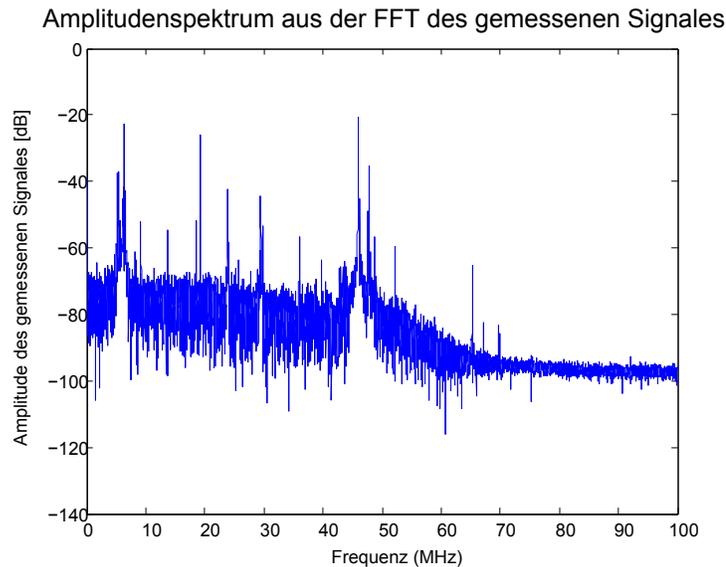


Abbildung 23: Amplitudenspektrum, Entfernung 1500 m

Um den Grund für die fehlerhafte Range-Schätzung ab einem Bereich von etwa 1100 m Entfernung zu den Transmittern aufzuzeigen, wird das Amplitudenspektrum des Signals in einer Entfernung von 1500 m beispielhaft herangezogen. Grundsätzlich ist zu bemerken, dass das Signal in dieser Entfernung bereits einer Abschwächung von etwa 35 dB unterliegt und somit lediglich Amplitudenhöchstwerte von etwa -70 dB aufweisen kann. Es ist beinahe unmöglich, eindeutige Amplituden der verschiedenen Frequenzen auszumachen, daraus resultiert letztendlich die Tatsache, dass keine beziehungsweise nur begrenzt Strecken geschätzt werden können.

FFT mit Störsignal, Empfänger in 1500 m Entfernung:

Abgesehen von den schwachen Amplituden in großer Entfernung kommt hinzu, dass im ausgewählten Messgebiet rund um das Flugfeld Störsignale, also Signale im selben Frequenzband empfangen wurden. Es handelt sich dabei um ein periodisch wiederkehrendes Signal mit einer Frequenz von 28,58 MHz.

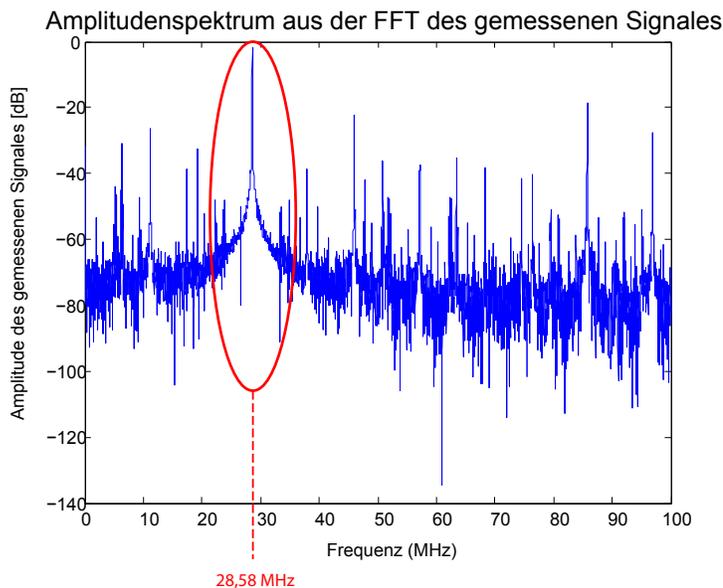


Abbildung 24: FFT mit Störsignal, Entfernung 1500 m

Bei jedem Auftreten dieses Störsignals kommt es aufgrund der hohen Signalstärke zu einer Übersteuerung und es können keine Ranges berechnet werden. Zusätzlich kann aus den Amplitudenspektren der einzelnen Standpunkte entnommen werden, dass das Störsignal mit zunehmender Entfernung zu den Transmittern immer höhere Amplituden annimmt (siehe Tabelle 8).

Tabelle 8: Amplitude des Störsignals in Abhängigkeit der Distanz

Distanz [m]:	150	200	300	400	500	800	1000	1200	1500
Amplitude [dB]:	-13,5	-13,2	-11,7	-7,4	-6,6	-4,1	-3	-3	-3

Da mit zunehmender Entfernung die Amplitude des Störsignals tendenziell steigt, ist anzunehmen, dass der Störsender im Nordosten des Flugfeldes liegen dürfte. Diese Feststellung ist für weitere Messungen von Bedeutung.

4.2.4 Fresnel-Zone

Neben dem erwähnten Störsender kann auch die Signalabschwächung verursacht durch Störfaktoren innerhalb der Fresnel-Zone als Grund für fehlerhafte Signalübertragung und reduzierte Reichweite angenommen werden.

Eine Signaldämpfung infolge der Theorie nach Fresnel entsteht, wenn am Weg des Signals innerhalb dieser Zone Hindernisse auftreten. Je nach Größe und Vorkommen von Hindernissen variiert die Dämpfung. Fresnel-Zonen sind als gedachte Rotationsellipsoide definiert, in dessen Brennpunkte sich die beiden Antennen befinden. Um die Ausdehnung der Zonen zu ermitteln, wird ein funktionaler Zusammenhang zwischen der Wellenlänge λ , der Funkfeldlänge d sowie der Abstände d_1 und d_2 zwischen dem Sender und dem Empfänger herangezogen.

Je nach Bedarf werden mehrere Fresnel-Zonen berechnet. Die Variable n wird als Multiplikator in die Formel und als Index für den Radius der zu berechnenden Zone eingeführt. Der ortsabhängige Radius der n -ten Fresnel-Zone kann wie folgt berechnet werden.

$$r_n = \sqrt{\frac{n \cdot \lambda \cdot d_1 \cdot d_2}{d}} \quad (61)$$

Da vor allem der Einfluss der ersten Fresnel-Zone von Bedeutung ist, kann zur Berechnung eine vereinfachte Formel herangezogen werden. In dieser steigt der Maximalradius der ersten Zone proportional mit der Quadratwurzel von Antennenabstand d und Wellenlänge λ .

$$r_{max} = \frac{\sqrt{\lambda \cdot d}}{2} \quad (62)$$

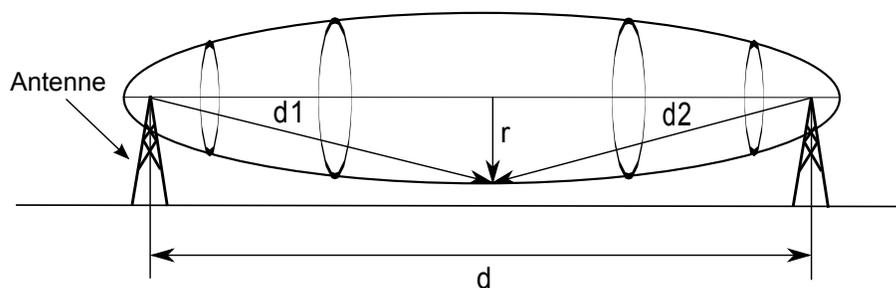


Abbildung 25: Erste Fresnel-Zone

Der Radius der ersten Fresnel-Zone bewegt sich bei einer Wellenlänge von 71 cm (420 MHz) je nach Distanz in folgendem Bereich:

Tabelle 9: Maximalradius der ersten Fresnel-Zone in Abhängigkeit der Distanz

Distanz [m]:	100	200	300	400	500	800	1000	1200	1500
Radius [m]:	4,23	5.95	7,33	8.42	9,47	11.91	13,32	14,59	16,32

Da sich der Radius der Fresnel-Zone bereits bei einem geringen Abstand zwischen Sender und Empfänger im Bereich von einigen Metern bewegt, die Senderantennen ca. 4 m über dem Grund am Antennenmast montiert sind und im Fall des Asphalt-Flugfeldes von einer ebenen Fläche ausgegangen werden kann, ist eine Beeinflussung des Signals sehr wahrscheinlich.

Fazit

Es können zwei Ursachen für die eingeschränkte Reichweite des Signals in diesem Test am Flugfeld festgestellt werden. Zum einen behindert eine eindeutig messbare Störquelle eine lückenlose Übertragung des Signals; zum anderen hat im Hinblick auf Signalübertragung auch die Fresnel-Zone einen Einfluss auf die Ergebnisse.

Auch wenn mit Hilfe verschiedener Parameter im Range-Schätzer die Ergebnisse verbessert werden können, genügt die Reichweite in dieser Messanordnung nicht, um präzise Aussagen über Mehrdeutigkeiten zu tätigen. Dahingehend müssen zuverlässigere Messdaten bei größerer Reichweite generiert werden.

4.3 Reichweitenmessung Dach Gebäudes 5.1

4.3.1 Allgemein

Aufgrund der Tatsache, dass die Messdaten vom Flugfeld die Anforderungen zur Bestimmung von etwaig auftretenden Mehrdeutigkeiten nicht erfüllen, ist es notwendig, weitere Messungen zur maximal erzielbaren Reichweite durchzuführen, bevor eine genauere Untersuchung des Eindeutigkeitsbereiches erfolgen kann.

Aus Simulationsrechnungen geht hervor, dass eine Signalübertragung über eine Entfernung von 1500 m und darüber hinaus möglich sein müsste. Die folgende Messung dient lediglich der Feststellung, ob dieser Bereich tatsächlich abgedeckt werden kann und zieht daher eine einfache Anordnung der Transmitter nach sich.

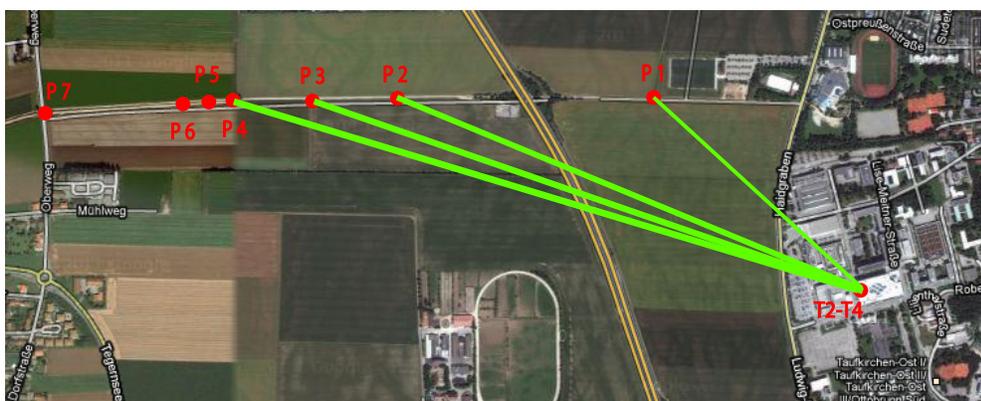


Abbildung 26: Messanordnung Transmitter auf Gebäude 5.1

Da weiters von einer Auswirkung der Fresnel-Zone (Kapitel 4.2.4) ausgegangen wird und diese vermutlich einen Einfluss auf die gesendeten Signale am Flugfeld hat, wird in dieser Messanordnung auch die Freihaltung dieser Zone angestrebt. Da die Antennenmasten bereits beim Versuch am Flugfeld auf die größtmögliche Länge ausgefahren waren, ist dies nur möglich, indem die verwendeten Transmitter am Dach eines Gebäudes aufgestellt werden, um einen genügend großen Abstand über Grund einzuhalten.

Insgesamt werden in dieser Messanordnung drei Transmitter verwendet. Da diese Messungen der Feststellung der maximal erzielbaren Reichweite gelten, ist es ausreichend diese Transmitter parallel in einer Reihe aufzustellen, sodass alle in etwa dieselbe Strecke zum Empfänger aufweisen. Die Anzahl von drei Transmittern wurde gewählt, um die gemessenen Strecken mit einer gewissen Redundanz kontrollieren zu können. Anhand der erzielten Übereinstimmung zwischen den Ranges der einzelnen Sender kann festgestellt werden, ob und inwiefern eine Messung im jeweiligen Abstand zum Empfänger erfolgreich ist.

Im herkömmlichen Betrieb wird für den Empfänger eine kleinere am Körper tragbare Antenne verwendet. Im Falle dieser Reichweitenmessung wurde aus praktischen Gründen eine Transmitterantenne auf ein Stativ montiert. Unter anderem kann auf diese Weise garantiert werden, dass sich die Antenne während der Messung nicht bewegt. Da es sich um statische Beispielpunkte

handelt, ist die Verharrung der Antenne in ihrer Position notwendig. Der Empfängerrucksack wird samt Stativ von Messpunkt zu Messpunkt getragen. Erst dann werden Samples für eine Zeitdauer von etwa zwei Minuten aufgezeichnet.

4.3.2 Ergebnis der Messungen am Dach:

Aus den Messungen vom weit entfernten Empfänger am Feld zu den Transmittern am Dach geht hervor, dass auch in Entfernungen bis zu 1577 m noch hohe Übereinstimmungen (31,5%) der gemessenen Ranges gegeben sind (Tabelle 10 und Abbildung 27). Sogar darüber hinaus können noch immer zwei oder drei übereinstimmende Ranges pro Messepoche in einer Entfernung von bis zu 2000 m festgestellt werden.

Tabelle 10: Übereinstimmung der geschätzten Ranges

Strecken *	3 Ranges	2 Ranges	keine Ranges
685,075 m	30,80%	50,70%	18,50%
1183,161 m	85,30%	13,00%	1,70%
1437,325 m	73,10%	22,70%	4,20%
1577,863 m	31,50%	46,60%	21,90%
ca. 1637,000 m	9,80%	47,50%	42,70%
ca. 1677,000 m	12,50%	46,10%	41,40%
ca. 2000,000 m	5,00%	57,90%	37,10%

* Strecken durch GPS-Basislinien ermittelt

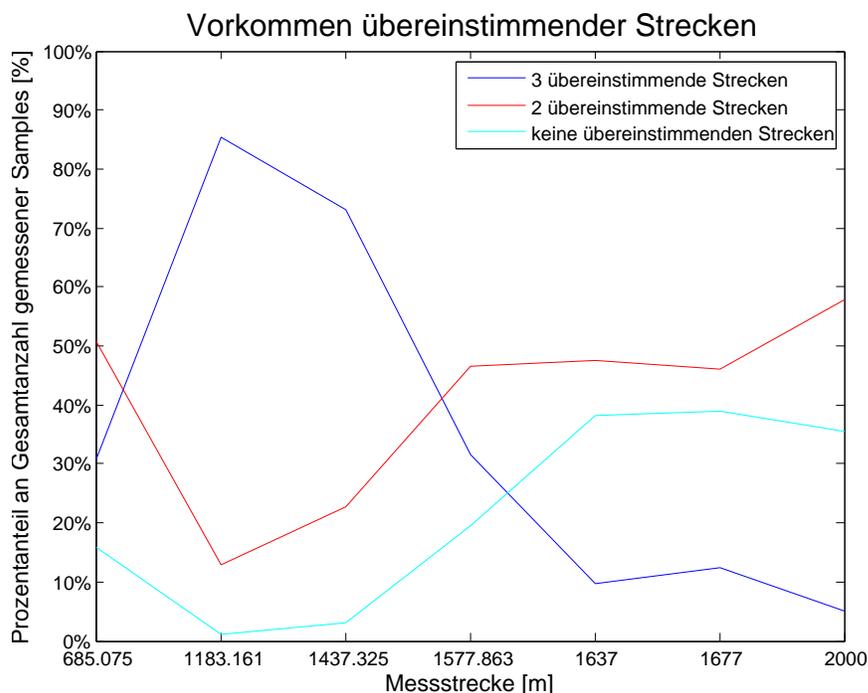


Abbildung 27: Anteile der übereinstimmenden Ranges, Messung Dach

Dies gilt als Bestätigung sowohl für den Einfluss der Fresnel-Zone als auch der negativen Wirkung des Störsignals am Flugfeld. Es kann davon ausgegangen werden, dass in der Messanordnung am Dach beide Einflüsse minimiert bzw. eliminiert werden konnten und somit zufriedenstellende Ergebnisse für die geschätzten Ranges erzielt wurden. Damit ist nun der Beweis geliefert, dass auch Messungen über den Eindeutigkeitsbereich von 1536 m hinaus möglich sind. Aus Gründen eines einfacheren Messaufbaus dienen diese Messungen am Dach lediglich der Feststellung der maximalen Reichweite. Zur Untersuchung des Eindeutigkeitsbereiches wird in einer weiteren Messung sowohl die Transmittergeometrie als auch die Position des Empfängers entlang eines Feldweges genau den Anforderungen angepasst.

4.3.3 Basislinienberechnung GPS

Bei der Messung der Ranges ist zu beachten, dass keine Synchronisation zwischen Sender und Empfänger gegeben ist. Somit kann der Empfängeruhrenfehler und damit die Position des Empfängers erst in einem Ausgleich berechnet werden. Da das in diesem Fall nicht möglich ist, wird für die Berechnung der Distanz zwischen den Transmittern und dem Empfänger eine Basislinienberechnung mittels GPS angewendet. Auf jeweils einem Transmitter und dem Empfänger wurden während der Aufzeichnung der Samples GPS-Empfänger für eine Dauer von 15 Minuten in Betrieb genommen. Eine relative Positionierung und damit eine genaue Bestimmung der Basislinie zwischen Sender und Empfänger konnte im Postprocessing durchgeführt werden. Die mit GPS eingemessenen Distanzen dienen als Referenzstrecken und spielen für weitere Berechnungen keine besondere Rolle.

4.4 Fazit Reichweite

Zusammenfassend kann aus den Erkenntnissen beider Testmessungen zur Reichweitenbestimmung (Messung Flugfeld, Messung Dach Gebäude 5.1) festgehalten werden, dass folgende Faktoren die maximal erzielbare Reichweite beeinflussen:

- Auftreten von Störsendern,
- Signalabschwächung durch Hindernisse innerhalb der Fresnel-Zone,
- Anzahl der verwendeten Signalwege.

Sofern das Auftreten von Störsendern und von Hindernissen innerhalb der Fresnel-Zone unterbleibt, ist es möglich über Entfernungen von bis zu 1500 m (und noch darüber hinaus) Transmittersignale zu empfangen. Durch das Verändern der Parameter für den Range-Schätzer können die verwendeten Signalwege eingeschränkt und somit qualitativ hochwertige Ranges geschätzt werden. Die längste Distanz über welche das Signal in einer Testmessung übertragen wurde, beträgt 2000 m. Auch dort konnten zufriedenstellende Ranges berechnet werden.

5 Untersuchung des Mehrdeutigkeitsproblems

5.1 Ziel der Untersuchung

Im Rahmen dieses Kapitels werden genauere Untersuchungen hinsichtlich des Mehrdeutigkeitsproblems des Signals angestellt. Da das ausgesendete Signal lediglich einen Eindeutigkeitsbereich von 1536 m aufweist, soll anhand realistischer Messungen und Simulationen das Verhalten des Range-Schätzers in und über diesen Bereich hinaus genauer untersucht werden. Es wird der Funktionsablauf des Algorithmus dargestellt und gezeigt, wo die Problemstellen liegen und wodurch eventuell auftretende Fehler verursacht werden. Weiters wird ein Ansatz zur Behebung dieser Probleme und zur Steigerung der Effizienz des Algorithmus ausgearbeitet, wobei dieser auftretende Ambiguitäten detektieren und in weiterer Folge lösen soll.

5.2 Identifikation des Mehrdeutigkeitsproblems

5.2.1 Signalstruktur

Beim Ranging-Signal handelt es sich um ein Multicarrier-Signal. Hierbei werden für jeden Transmitter über eine Bandbreite von 40 MHz insgesamt 200 Unterträger erzeugt, welche sich hinsichtlich ihrer Frequenz von den Unterträgern der anderen Transmitter unterscheiden. Sowohl der Trägerabstand zwischen den einzelnen Transmittern (frequency shift) als auch der Frequenzabstand zum nächsten Subcarrier (frequency spacing) sind für die Fast Fourier Transformation (FFT) optimiert.

Der Frequenzabstand zwischen den Trägern einzelner Transmitter (frequency shift) kann wie folgt berechnet werden [Mid10]:

$$\frac{\textit{Sampling Rate}}{\textit{No. of Samples}} = \frac{200 \textit{ MHz}}{16384} = 12207,03125 \textit{ Hz}. \quad (63)$$

Der Frequenzabstand der 200 Subcarrier untereinander (frequency spacing) ist ein ganzzahliges Vielfaches des Trägerabstandes und somit der Frequenzauflösung von 12207,03125 Hz.

$$16 \cdot 12207,03125 \textit{ Hz} = 195312,5 \textit{ Hz} \quad (64)$$

Für die ersten beiden Transmitter ergeben sich somit folgende Frequenzen (Tabelle 11) [NM10a]:

Tabelle 11: Trägefrequenzen für Transmitter 1 und 2

	Frequenz des Trägers Nr. 1	Frequenz des Trägers Nr. 200
Transmitter 1	195312,50000 Hz	39062500,00000 Hz
Transmitter 2	207519,53125 Hz	39074707,03125 Hz

In der angeführten Darstellung handelt es sich um Amplituden verschiedener Unterträger, welche jeweils von einem der acht Transmitter stammen (Abbildung 28).

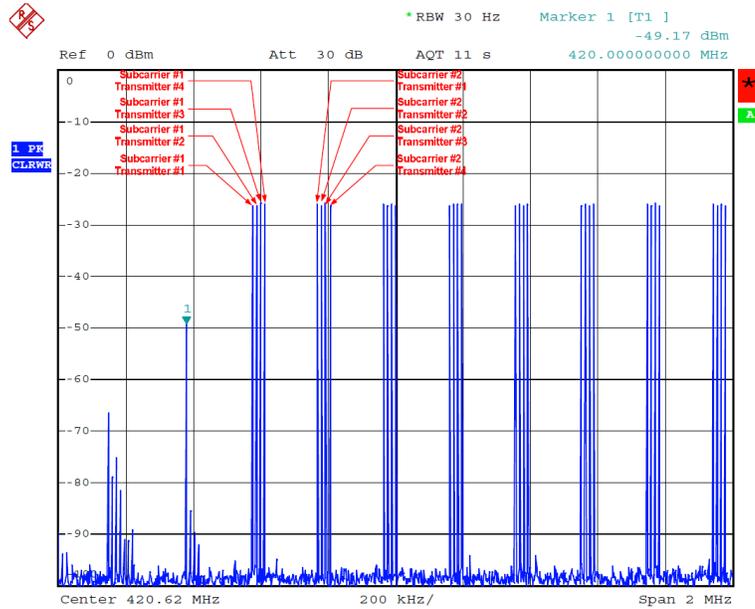


Abbildung 28: Multicarrier Signal, Subcarrier je eines Transmitters [NM10a]

Mit Frequenzabständen von 195312,5 Hz folgen Subcarrier Nr. 2 - Nr. 200, wiederum mit jeweils acht Amplituden, welche den verschiedenen Transmittern zuzuordnen sind (Abbildung 29).

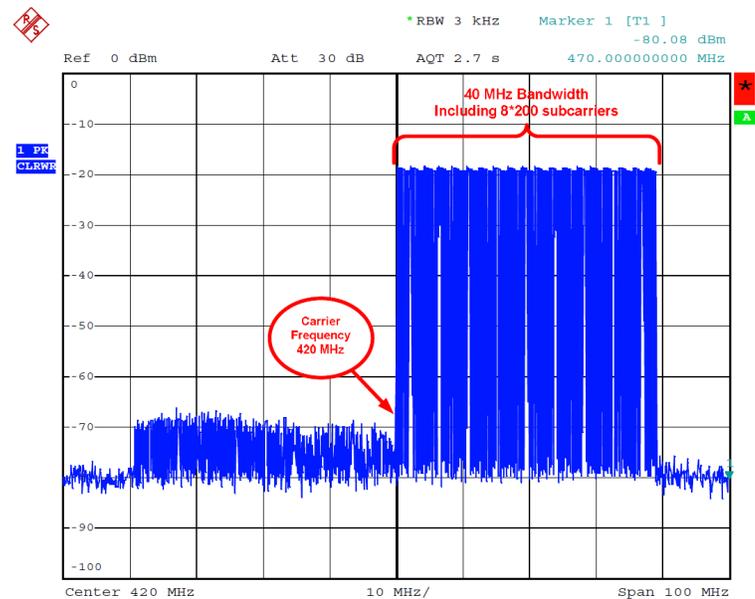


Abbildung 29: Multicarrier Signal, Bandbreite 40 MHz [NM10a]

Der für den Nachweis des Mehrdeutigkeitsproblems entscheidende Eindeutigkeitsbereich lässt sich aus dem zuvor angeführten Frequenzabstand zum nächsten Subcarrier (frequency spacing) ableiten. Aus diesem ist es möglich, die Pulswiederholungsrate des Signals zu berechnen.

$$T = \frac{1}{f} \quad (65)$$

$$T = \frac{1}{195312,5 \text{ Hz}} = 5,12 \mu\text{s} \quad (66)$$

Mit Hilfe der Lichtgeschwindigkeit $c \approx 300000 \text{ km/s}$ wird der Eindeutigkeitsbereich ermittelt.

$$s = c \cdot t \quad (67)$$

$$s = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \cdot 5,12 \mu\text{s} \quad (68)$$

$$s = 1536 \text{ m} \quad (69)$$

Bei allen Messungen innerhalb des Bereiches von 1536 m als Abstand zwischen Sender und Empfänger können also die Ranges ohne Mehrdeutigkeiten bestimmt werden. Sobald einer oder mehrere Transmitter eine größere Entfernung zum Empfänger aufweisen und damit außerhalb des Bereiches liegen, muss von Ambiguitäten ausgegangen werden.

Die Pulswiederholungsrate des Signals und der daraus resultierende Eindeutigkeitsbereich können im Zeitbereich am Oszilloskop dargestellt werden. In periodischen Abständen von $5,12 \mu\text{s}$ erfolgt die Wiederkehr des Peaks (Abbildung 30).

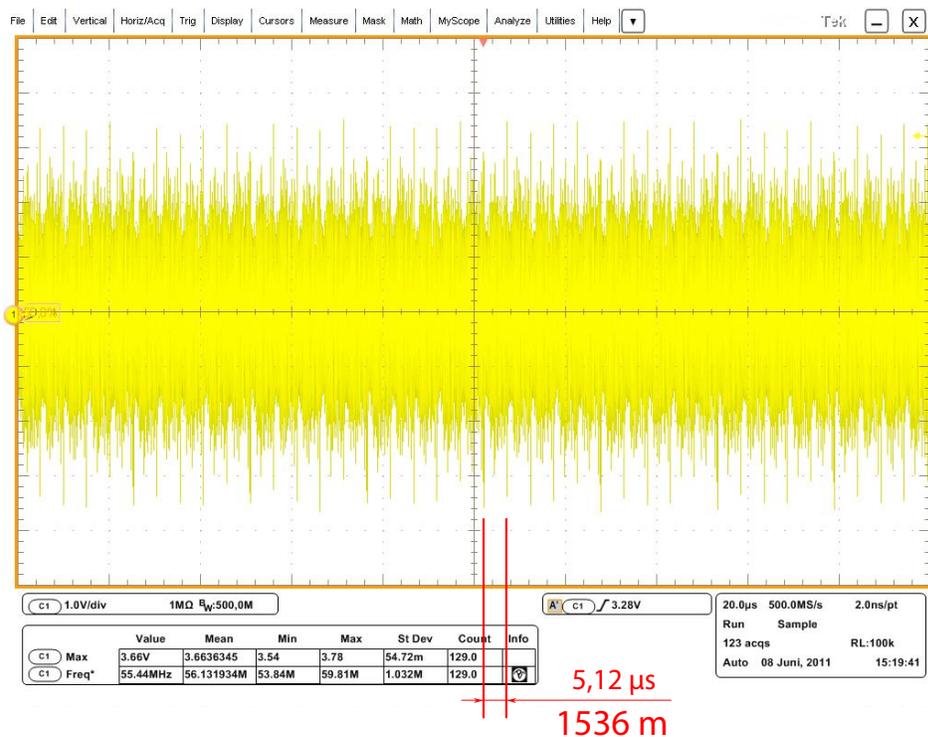


Abbildung 30: Signalstruktur des Navigationssignals

5.2.2 Phänomen "falscher Peak"

Die geschätzten Ranges werden aus der Laufzeit der Signale einzelner Transmitter berechnet. In diesem Sinne ist es notwendig, das empfangene Signal mit einem Referenzsignal, welches im Empfänger generiert wird, zu korrelieren. Erst wenn der gemeinsame Peak sowohl im empfangenen Signal als auch im Referenzsignal identifiziert ist, kann die Laufzeit berechnet werden. Nachfolgend ist der Verlauf des Navigationssignals schemenhaft dargestellt, um die Identifikation der Peaks zweier Transmittersignale (blau und rot) und des Referenzsignals (grün) zu verdeutlichen.

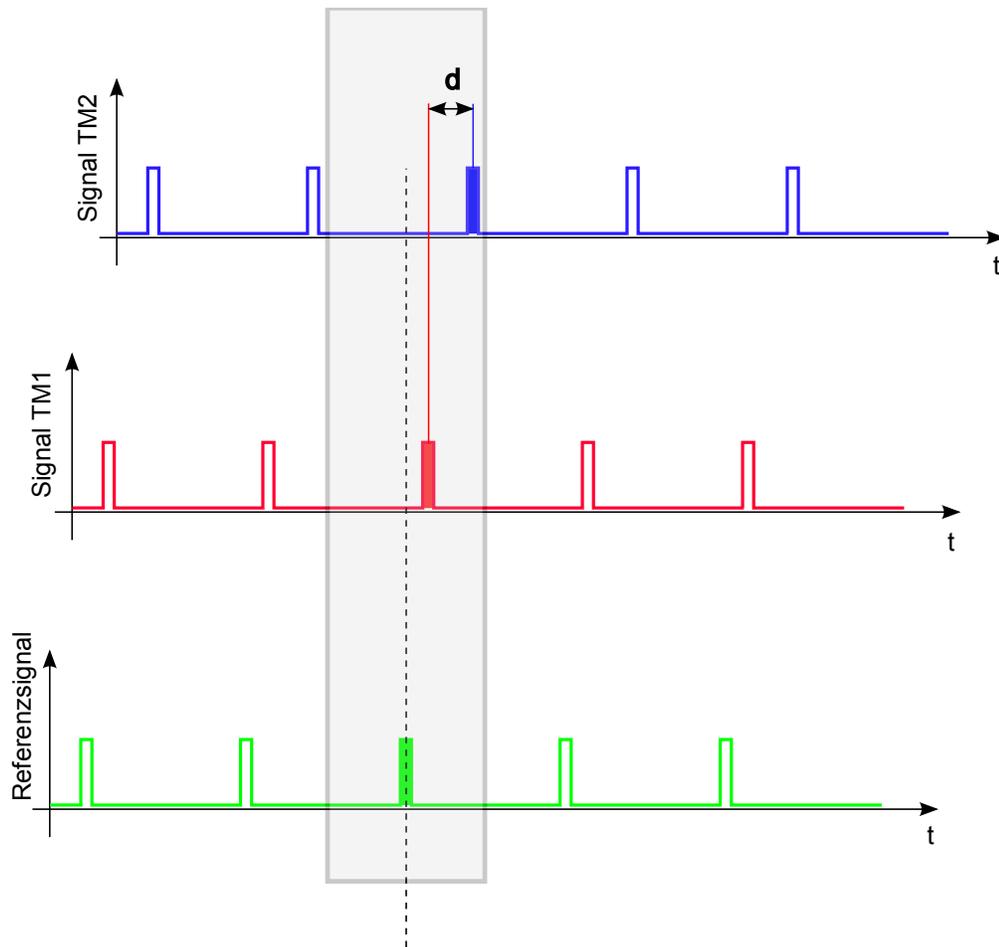


Abbildung 31: Signal-Korrelation, richtige Peaks innerhalb des Bereiches

Am Empfänger stellt sich das verschobene Eintreffen beider Transmittersignale (blau und rot) gegenüber dem Referenzsignal (grün) wie in Abbildung 31 dar. Größenmäßig ist diese Verschiebung anhand der Peaks messbar. Nun ist es jedoch von Interesse, welcher als zugehöriger Peak angenommen wird. Im Standardfall werden die beiden Peaks detektiert, welche auch die tatsächliche Zeit- und in weiterer Folge Streckendifferenz widerspiegeln.

Tritt nun der Fall ein, dass nicht die beiden richtigen Peaks innerhalb des betrachteten Bereiches zu liegen kommen, so wird im Signal des einen Transmitters ein anderer Peak detektiert. Dieser Fall kann wie in Abbildung 32 dargestellt werden.

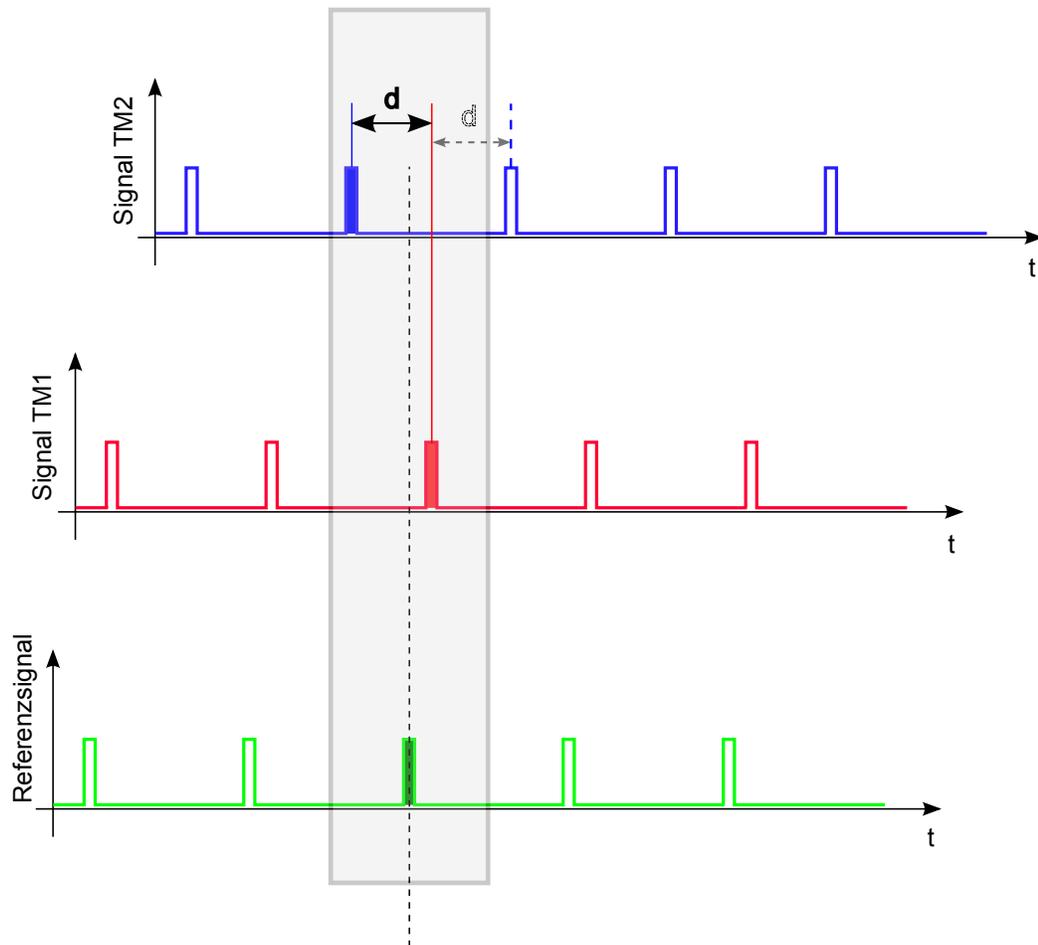


Abbildung 32: Signal-Korrelation, nur ein richtiger Peak innerhalb des Bereiches

In der Gegenüberstellung zwischen Abbildung 31 und Abbildung 32 zeigt sich, dass durch die Wahl eines anderen Peaks auch eine falsch geschätzte Range resultieren kann. Diese wiederum führt zu einer falschen Streckendifferenz zwischen den beiden Transmittern. Der Betrag würde dann dem gegenüberliegenden Reststück gleichen, welches sich aus der Differenz zwischen dem Eindeutigkeitsbereich und der wahren Strecke zwischen den Transmittern ermitteln lässt.

Man erkennt, dass die Wahl der Peaks stark vom momentan betrachteten Bereich abhängig ist. Dieser wird durch das Referenzsignal (grün) definiert. Es zeichnet sich ab, dass eine zweiteilige Korrektur von Mehrdeutigkeiten notwendig ist. Zum einen eine Korrektur aufgrund falsch gewählter Peaks und zum anderen eine Korrektur ganzzahliger Vielfacher.

Phasensprung / Ursprungs-Algorithmus:

Zur Definition des Begriffes Phasensprung wird angemerkt, dass es sich hierbei um jenen Fall handelt, in welchem nicht der richtige Peak identifiziert und fälschlicherweise das gegenüberliegende Reststück als Streckendifferenz angenommen wird. Neben dem Suchen von Signalwegen wird bisher nur teilweise eine Korrektur dieses Phasensprunges im Ursprungs-Algorithmus durchgeführt. Ein Beispiel ist in den Ergebnissen zu den Labormessungen angeführt (Kapitel 5.3.2).

5.2.3 Integer-Ambiguitäten

Tritt der Fall auf, dass ein oder mehrere Transmitter eine bedeutend größere Entfernung zum Sender aufweisen als andere (Differenz größer als 1536 m), so kann es zu falsch detektierten Peaks kommen, außerdem können aus der Laufzeitmessung Ranges resultieren, welche nicht dem wahren Wert entsprechen, sondern um das Vielfache des Eindeutigkeitsbereiches (Integer-Ambiguität) abweichen. Wird also die Strecke zwischen Sender und Empfänger von einem falschen Peak abgeleitet, so wird diese unter Umständen zu kurz geschätzt. Eine Strecke, welche in Wirklichkeit beispielsweise 1556 m beträgt, wird nur als 20 m lange Strecke geschätzt.

Treten aufgrund der Mehrdeutigkeiten Fehler auf, so handelt es sich um Fehler, welche ein Vielfaches des Eindeutigkeitsbereiches betragen (Tabelle 12).

Tabelle 12: Fehler in Abhängigkeit der Integer-Ambiguität

Ambiguität	Fehler
1-fache Ambiguität (N=1)	1536 m
2-fache Ambiguität (N=2)	3072 m
3-fache Ambiguität (N=3)	4608 m

5.3 Labormessung zum Nachweis des Mehrdeutigkeitsproblems

Um die näheren Umstände des Mehrdeutigkeitsproblems anhand verlässlicher Messdaten zu untersuchen, wurden Labormessungen durchgeführt. Mit Hilfe dieser Messdaten soll der Algorithmus zur Berechnung der Ranges genauer betrachtet und Abläufe in speziellen Situationen (Phasensprung) analysiert werden.

5.3.1 Test Setup

Der Aufbau der Testmessungen besteht aus insgesamt vier Transmittern. Um jegliche Störeinflüsse auszuschließen, werden kabelgebundene Messungen angewendet. Das bedeutet, dass das Navigationssignal nicht über eine Funkstrecke, sondern über Kabel von den Transmittern zum Empfänger geleitet wird. Da es für diesen Versuch von Bedeutung ist, dass die Abstände der Transmitter zum Empfänger einen möglichst großen Unterschied aufweisen, müssen auch verschiedene Kabellängen verwendet werden. Um die Messdaten eines einzelnen Transmitters kontrollieren zu können, werden jeweils zwei Transmitter zu einem Paar zusammengefasst und durch gleich lange Kabel mit dem Empfänger verbunden.

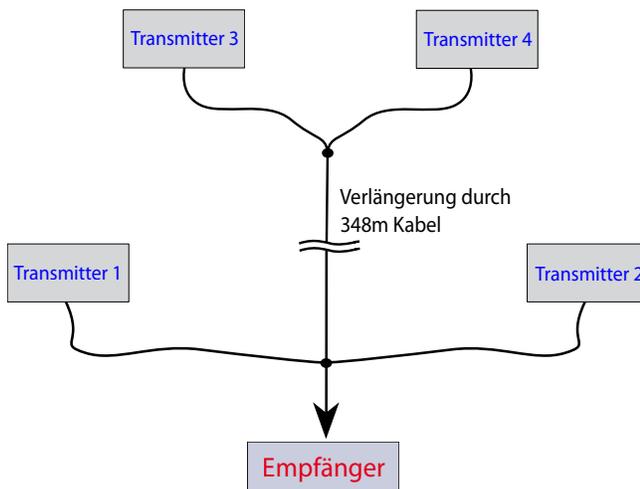


Abbildung 33: Messaufbau mit kabelgebundenen Transmittern

Zur Verlängerung der Verbindung des Transmitterpaares TM3 und TM4 werden Verlängerungskabel, insgesamt sechs gleiche Rollen mit jeweils 50 m Kabel, verwendet.



Abbildung 34: Kabelrollen zur Verlängerung

Insgesamt kann durch das Verbinden der sechs Rollen in Serie eine Gesamtlänge von 348 m erreicht werden. Zum Verbinden der einzelnen Transmitter mit dem Kabelstrang kommen Dämpfungselemente und mehrere Combiner zum Einsatz.

Exkurs: Ausbreitungsgeschwindigkeit elektromagnetischer Wellen in Kupfer

Im Hinblick auf die Labormessungen wird immer wieder die Verbindung zwischen Kabellängen und gewissen Laufzeiten hergestellt. Es handelt sich dabei im Wesentlichen um den von elektromagnetischen Wellen zurückgelegten Weg und die dafür benötigte Laufzeit des Signals. Aus diesem Grund wird kurz darauf eingegangen, dass sich elektromagnetische Wellen in verschiedenen Medien unterschiedlich schnell ausbreiten.

Wenn von Lichtgeschwindigkeit gesprochen wird, ist meist die Ausbreitungsgeschwindigkeit in Vakuum gemeint, in diesem Fall wird näherungsweise auch mit 300000 km/s gerechnet. Handelt es sich bei dem zur Übertragung verwendeten Medium jedoch um Luft oder gar um einen metallischen, elektrischen Leiter wie Kupfer, so reduziert sich die Ausbreitungsgeschwindigkeit von elektromagnetischen Wellen. Näherungsweise kann bei Kupfer von einem Verkürzungsfaktor von 0,86 ausgegangen werden. Die wahre Ausbreitungsgeschwindigkeit kann durch diesen Verkürzungsfaktor oder über die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum und den Brechungsindex für Kupfer (ca. 1,16) berechnet werden.

$$\text{Ausbreitungsgeschw.}_{\text{Kupfer}} = \frac{\text{Lichtgeschw.}_{\text{Vakuum}}}{\text{Brechungsindex}_{\text{Kupfer}}} \quad (70)$$

$$v_{\text{Kupfer}} = \frac{c}{n} \quad (71)$$

$$v_{\text{Kupfer}} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{1,16} \quad (72)$$

$$v_{\text{Kupfer}} = 258000 \text{ km/s} \quad (73)$$

$$\text{Ausbreitungsgeschw.}_{\text{Kupfer}} = \text{Lichtgeschw.}_{\text{Vakuum}} \cdot \text{Verkürzungsfaktor} \quad (74)$$

$$v_{\text{Kupfer}} = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \cdot 0,86 \quad (75)$$

$$v_{\text{Kupfer}} = 258000 \text{ km/s} \quad (76)$$

Da es sich bei dieser Testmessung um einen einmaligen Versuch handelt, wird die Ausbreitungsgeschwindigkeit von Kupfer nicht im Algorithmus berücksichtigt und daher nicht die korrekte Distanz geschätzt. Durch die veränderte Ausbreitungsgeschwindigkeit in Kupferleitern kann jedoch begründet werden, warum bei der Laufzeitmessung des Signals nicht die eigentliche Länge der Kabelrolle (50 m), sondern eine größere Länge von ca. 58 m festgestellt wird. Bei Verbindung aller sechs Rollen in Serie ergibt sich dadurch eine Länge von 348 m.

$$l = \frac{50 \text{ m}}{0,86} = 58 \text{ m} \quad (77)$$

$$l = \frac{300 \text{ m}}{0,86} = 348 \text{ m} \quad (78)$$

Da im Speziellen auf jene Fälle geachtet werden soll, in denen ein Phasensprung auftritt, ist eine größere Differenz zwischen den Streckenlängen der Transmitterpaare von Vorteil. Mit größerem Unterschied steigt die Wahrscheinlichkeit des Auftretens eines solchen Sprunges.

Die durch die verlängerte Kabelverbindung entstehende Laufzeitverzögerung des Transmitters 3 gegenüber dem Transmitter 1 kann am Signalverlauf gezeigt werden.

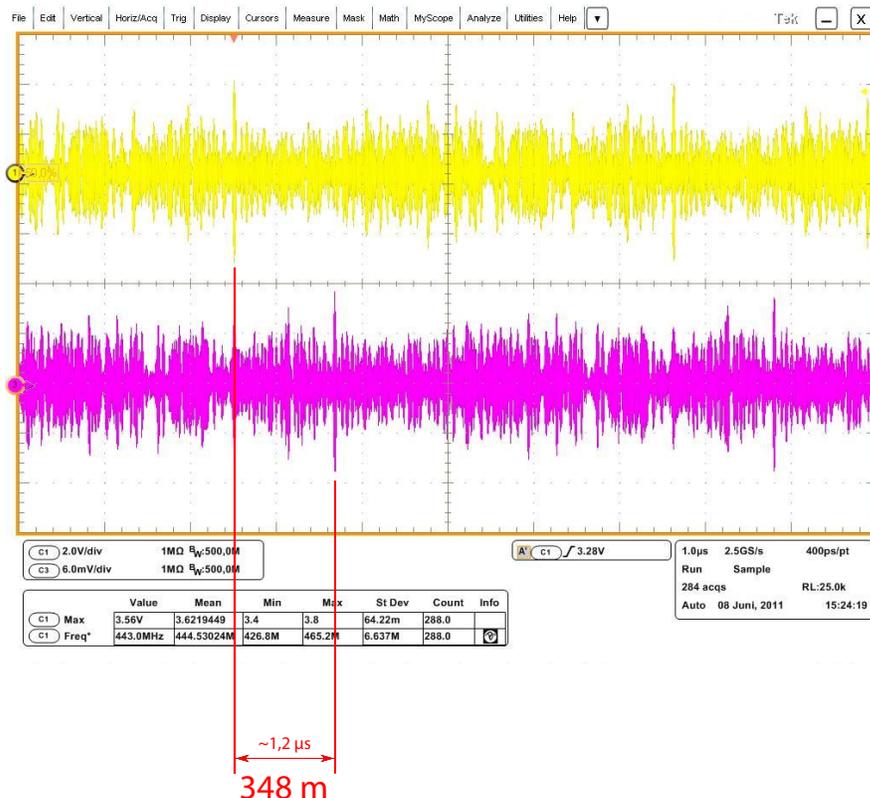


Abbildung 35: Verzögerung zwischen den Transmitterpaaren

5.3.2 Ergebnisse

Aus dem Versuch ein und dieselben Mess-Samples mehrmals mit verschiedenen Einstellungen im Berechnungsalgorithmus zu verarbeiten, lassen sich Rückschlüsse auf die Behandlung eines Phasensprunges ziehen. Während in einem Durchgang die Phasensprung-Korrektur angewendet wird und die Ranges nach der Berechnung gegebenenfalls verändert werden, wird im anderen Durchgang ohne Phasensprung-Korrektur gearbeitet. Somit können die Ergebnisse beider Varianten miteinander verglichen und Rückschlüsse auf das Verhalten gezogen werden. Im Algorithmus handelt es sich zur Steuerung der beiden Varianten um den Parameter *ursp algo*, welcher angibt ob der Ursprungs-Algorithmus ausgeführt werden soll oder nicht.

Zur Gegenüberstellung der Ergebnisse beider Varianten wird auf Werte für Ranges aus einem beispielhaften Sample zurückgegriffen, bei denen ein Phasensprung auftritt. Der Vorgang der Phasen-Korrektur kann anhand eines Beispiel-Samples eindeutig beschrieben werden. In Tabelle 13 sind die Ausgangswerte der berechneten Ranges aufgelistet.

Tabelle 13: Geschätzte Ranges ohne Phasensprung-Korrektur

	Transmitter 1:	Transmitter 2	Transmitter 3	Transmitter 4
Range [m]:	680.14	680.14	-508.14	-508.14

Aus Tabelle 13 geht hervor, was geschieht, wenn keine Phasenkorrektur durchgeführt wird. Bei der Wahl des falschen Peaks ergibt sich als Abstand zwischen Transmitter und Empfänger die Differenz zwischen Eindeutigkeitsbereich (1536 m) und der wahren Distanz (348 m). Das entspricht in diesem Fall einem Reststück von 1188 m. Unter Berücksichtigung des Phasensprunges resultiert jedoch die wahre Distanz von 348 m (Tabelle 14 bzw. Abbildung 36).

Tabelle 14: Geschätzte Ranges mit Phasensprung-Korrektur

	Transmitter 1:	Transmitter 2	Transmitter 3	Transmitter 4
Range [m]:	680.14	680.14	1027.92	1027.92

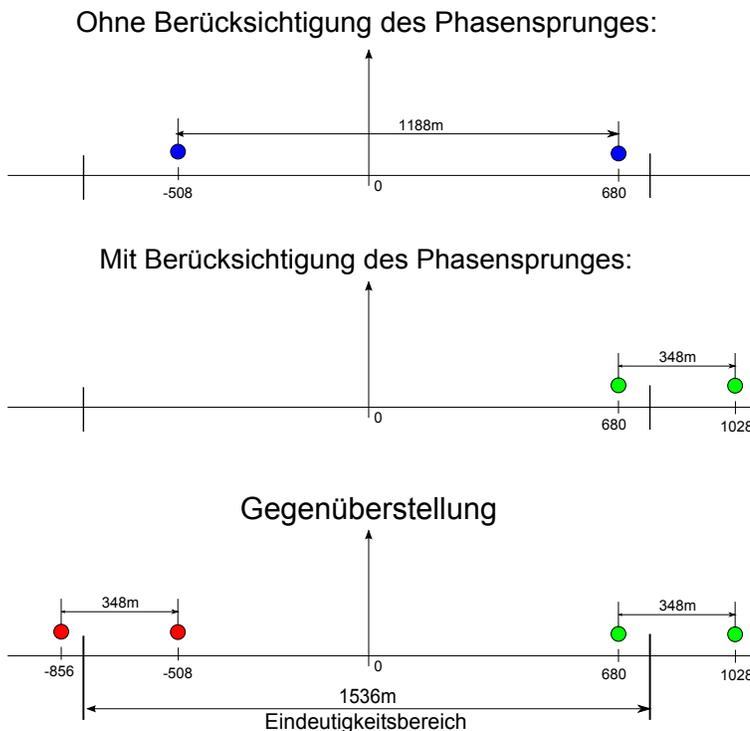


Abbildung 36: Phasensprung-Korrektur

Fazit

Durch die Korrektur des Phasensprunges im Ursprungs-Algorithmus wird jener Fall behandelt, in welchem ein falscher Peak der Transmittersignale verwendet wird. Durch Erkennen und Korrigieren einer fehlerhaften Range können Fehler behoben werden, welche entstehen, wenn sich geschätzte Ranges sowohl nahe am einen, als auch am anderen Ende des betrachteten Signalbereiches befinden.

Wie sich jedoch zeigt, löst dieser bisherige Algorithmus nicht alle auftretenden Phasensprünge. Sind die Abstände der Transmitter zum Empfänger zu unterschiedlich, treten noch Probleme auf.

Ein Korrekturalgorithmus, um ganzzahlige Vielfache des Eindeutigkeitsbereiches zu detektieren und anzubringen, wird in einem weiteren Schritt hinzugefügt.

5.4 Testmessung Gebäude 5.1

Da die Ergebnisse aus den Messungen am Flugfeld (Kapitel 4.2.2) keine Rückschlüsse auf Mehrdeutigkeiten zulassen und nachdem nachgewiesen ist, dass unter Berücksichtigung der Fresnel-Zone eine Übertragung auch über eine Entfernung von 1500 m und darüber hinaus möglich ist (Kapitel 4.3.2), werden in einer weiteren Messreihe mit Transmittern am Dach des Gebäudes 5.1 Messdaten aufgezeichnet.

5.4.1 Test Setup

Der Aufbau gliedert sich in dieser Messreihe zum einen in die Aufstellung der Transmitter am Dach und zum anderen in die Positionierung des Empfängers am Feldweg in ca. 1500 m Entfernung zu den Transmittern (Abbildung 37). Zur genauen Bestimmung der Distanz werden GPS-Messungen durchgeführt. Die Distanz wird durch Basislinienauswertung zwischen zwei GPS-Empfängern bestimmt. Dies ist notwendig, um eine Referenzstrecke für jeden Empfängerstandpunkt zu erhalten und Vergleiche mit den geschätzten Ranges zu ermöglichen.



Abbildung 37: Messanordnung Testmessung auf Gebäude 5.1

Zwischen den Transmittern am Dach wurden Abstände von 10 m gewählt, sodass bei fortschreitender Entfernung des Empfängers ein Transmitter nach dem anderen in den Mehrdeutigkeitsbereich fällt (Abbildung 38). Auf diese Weise sollen die Vorgänge beim Überschreiten des Eindeutigkeitsbereiches genauer untersucht werden können.

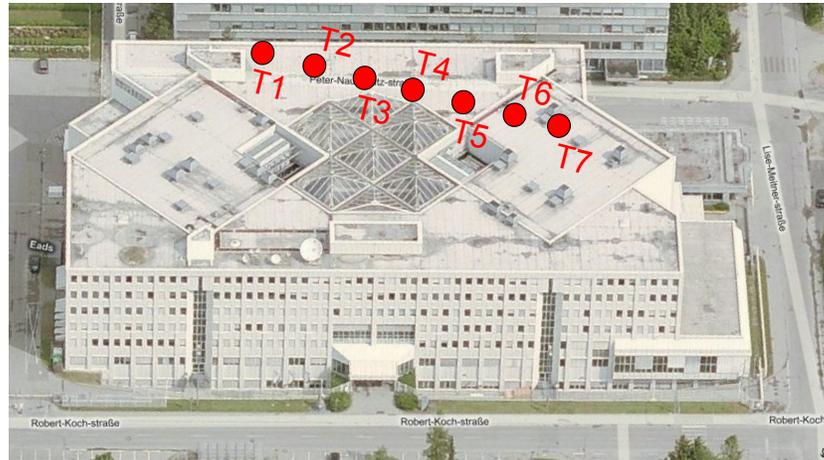


Abbildung 38: Messanordnung Dach Gebäude 5.1

Die Transmitter-Fluchtlinie wird bestmöglich in Richtung der Positionen am Feldweg, auf welchen der Empfänger später stationiert ist, ausgerichtet (Abbildung 39). Dadurch kann gewährleistet werden, dass sich die gemessenen Ranges jeweils nur um den Abstand zwischen den Transmittern unterscheiden.



Abbildung 39: Transmitter-Fluchtlinie, Dach Gebäude 5.1

5.4.2 Ergebnisse

Ergebnisse Reichweite

Ähnlich der Auswertung der Reichweitenmessung am Dach des Gebäudes 5.1 (Kapitel 4.3.2), bei der lediglich drei Transmitter eingesetzt wurden, müssen die gemessenen Ranges auch bei dieser Testmessung mit sieben Transmittern auf Qualität und Übereinstimmung geprüft werden. Kapitel 4.3.2 hat zwar gezeigt, dass in einer Entfernung von 1500 m von übereinstimmenden Ranges auszugehen ist, bevor jedoch Positionen geschätzt werden können, ist eine Kontrolle unerlässlich. Die Überprüfung der Ranges verläuft positiv - einen Überblick über das Vorhandensein übereinstimmender Ranges gibt die folgende Tabelle 15. In einer Entfernung von 1445 m beispielsweise stimmen noch bei 65,5% der Mess-Samples alle sieben Ranges überein (siehe auch Abbildung 40).

Tabelle 15: Übereinstimmung der geschätzten Ranges, Geb. 5.1

Entf. TM1:	Entf. TM7:	7 Ranges	6 Ranges	5 Ranges
1445 m	1505 m	65.50%	26.60%	4.00%
1465 m	1525 m	30.10%	46.40%	14.70%
1485 m	1545 m	7.40%	28.20%	27.40%
1505 m	1565 m	20.10%	39.30%	19.80%
1525 m	1585 m	15.00%	39.90%	23.80%
1545 m	1605 m	6.20%	24.40%	31.20%
1565 m	1625 m	1.70%	12.70%	19.60%

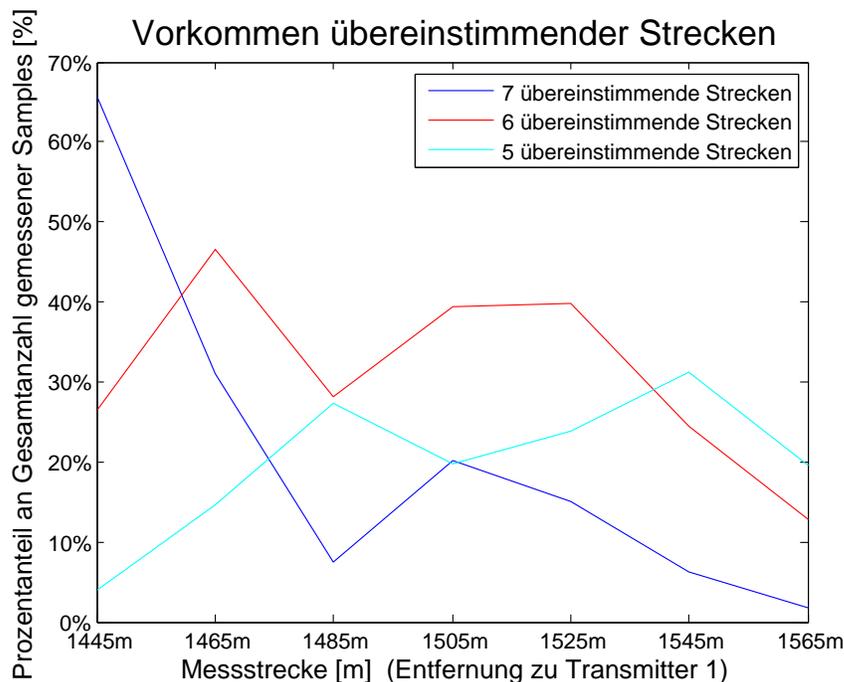


Abbildung 40: Übereinstimmung der Ranges, Messung Geb. 5.1

Der Übersichtlichkeit halber wird nur die Statistik für jene Samples angeführt, in denen fünf oder mehr Ranges übereinstimmen. Es lässt sich also auch in dieser Messung feststellen, dass in

Entfernungen über 1500 m noch übereinstimmende Ranges vorhanden sind.

Die Auswertung der gemessenen Ranges lässt weiters noch die Frage nach systematischen Abweichungen in den Distanzmessungen zu einzelnen Transmittern offen. Darum wird für jeden Transmitter die Anzahl jener Ranges ermittelt, welche nicht mit denen der anderen Transmitter übereinstimmen.

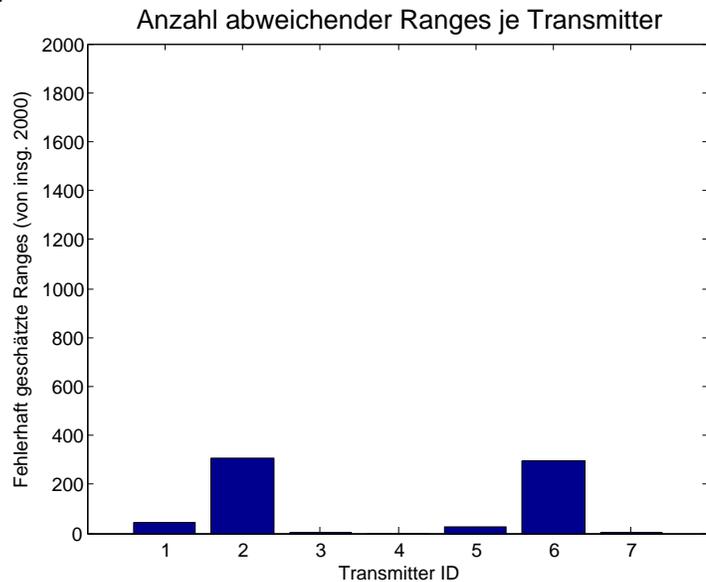


Abbildung 41: Abweichungen der Ranges je Transmitter

Durch diese Analyse lässt sich feststellen, dass in den Empfänger-Standpunkten nahe der Eindeutigkeitsgrenze keine systematischen Abweichungen (mehrere Transmitter einer Gruppe zeigen denselben Effekt) vorkommen, sondern lediglich zwei spezielle Transmitter vermehrt Abweichungen aufweisen. Transmitter 2 und Transmitter 6 lassen über alle Empfänger-Standpunkte hinweg vermehrte Abweichungen erkennen, wobei dies auf äußere Einflüsse der Funkwellenübertragung zurückzuführen ist.

Schätzen von Positionen

Nachdem nachgewiesen ist, dass auch über eine Strecke von 1500 m immer noch eine Vielzahl an Ranges existiert, welche als richtig angenommen werden können, ist es auch möglich, mit diesen Ranges Positionen für den Empfänger zu schätzen. Es ist jedoch zusätzlich nötig, das Netzdesign zu hinterfragen und Transmitterkoordinaten festzulegen, da die linienförmige Anordnung der Transmitter am Gebäude 5.1 zwar für die Feststellung von Mehrdeutigkeiten optimal war, zur Berechnung von Empfängerkoordinaten jedoch ungeeignet ist. Die Distanzen zwischen allen Transmittern und dem Empfänger sind aus der Basislinienmessung bekannt. Um die Geometrie zu optimieren, können die Transmitter zu Simulationszwecken auf Kreisen, deren Radien den Distanzen entsprechen, angeordnet werden (Abbildung 42).

Bei den nun folgenden Simulationen handelt es sich um die Auswertung originaler Messdaten. Es wird lediglich die Transmitterposition simuliert. Bei den Simulationen im Kapitel 5.5 hingegen werden nicht originale Messdaten, sondern simulierte Ranges verwendet.

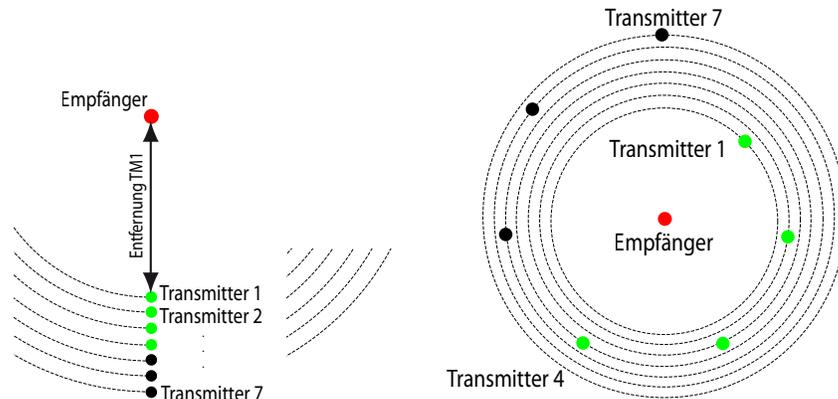


Abbildung 42: Simulierte Anordnung der Transmitter zur Positionsschätzung

Da zur Auswertung in erster Linie der Abstand zwischen den Transmittern relevant ist, kann zur besseren Übersicht auch ein verkürzter Radius gewählt werden (Abbildung 43). Die farbliche Unterscheidung der Transmitter beruht auf der späteren Kettenteilung in Kapitel 6.

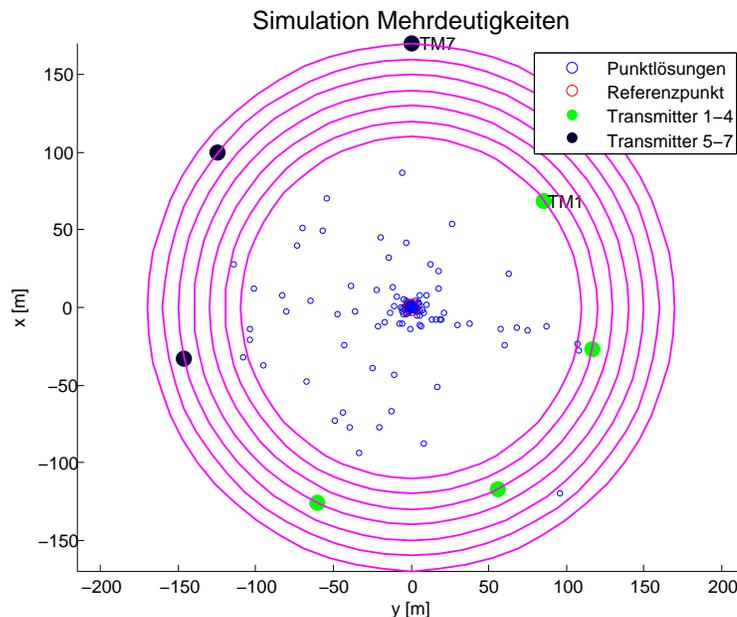


Abbildung 43: Positionslösung mit simulierten Sendestationskoordinaten, Radius 100 m

Es ist anzumerken, dass sowohl bei der Positionsschätzung durch das ToA- als auch durch das TDoA-Verfahren lediglich der Abstand zwischen den Transmittern relevant ist. Betrachtet man das TDoA-Verfahren, so werden sämtliche Laufzeitdifferenzen zwischen den Transmittern gebildet. Ändert man den Radius für alle Transmitter im gleichen Ausmaß, so verändert sich das Verhältnis nicht, auch die Differenzen selbst bleiben daher unverändert. Für das ToA-Verfahren werden keine Zeitdifferenzen gebildet, jedoch wird der Uhrenfehler des Empfängers mitgeschätzt. Eine Änderung des Radius für alle Transmitter spiegelt sich als Konstante im geschätzten Uhrenfehler wider, die geschätzten Positionen verändern sich jedoch nicht.

Auswirkung der Geometrie

Bei gleichbleibenden Radienabstand wird weiters untersucht, ob eine Auswirkung der Transmitter-Geometrie auf die Positionslösungen gegeben ist. Die Veränderung der Transmitter-Geometrie in Abbildung 45 gegenüber Abbildung 44 zieht veränderte Einzel-Punkt-lösungen mit sich, wobei eine Häufung der Lösungen entlang der Linie, an der die Schnittpunkte liegen, zu bemerken ist.

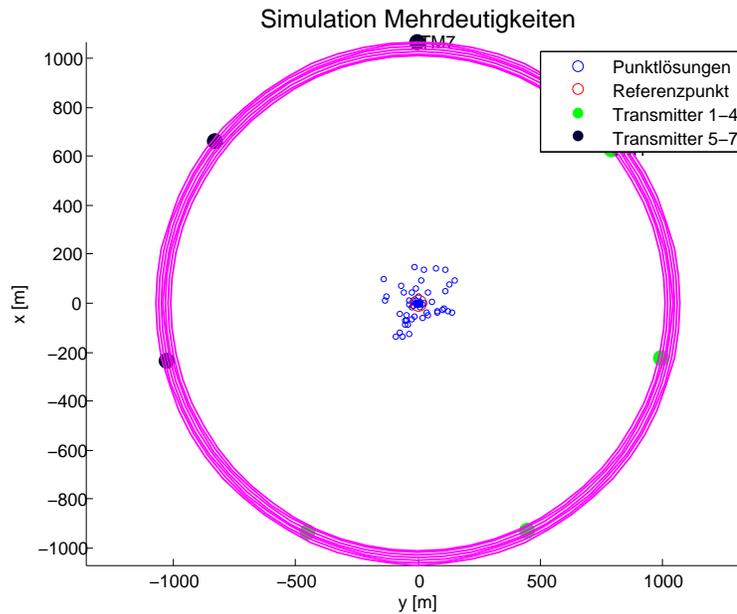


Abbildung 44: Positionslösung mit simulierten Sendestationskoordinaten, Radius 1000 m

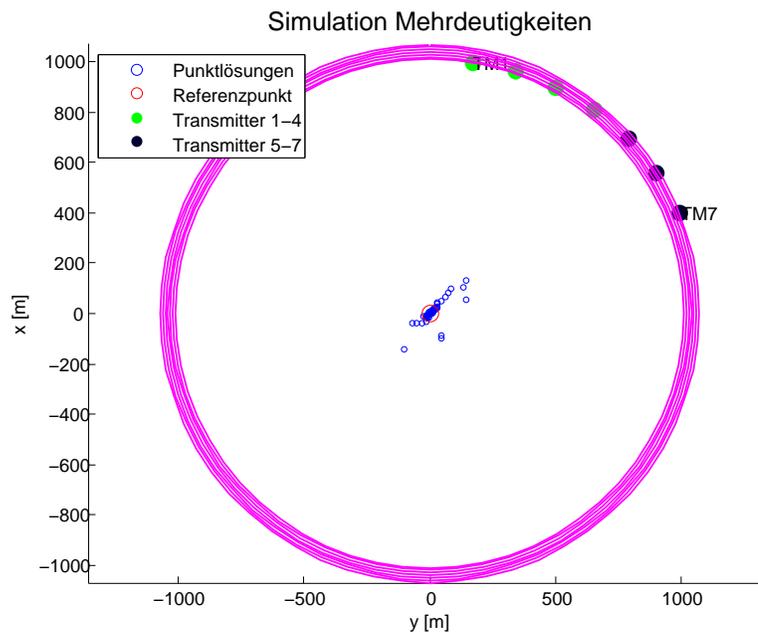


Abbildung 45: Positionslösung mit veränderter Transmitter-Geometrie

Fazit

Die Untersuchungen zeigten einerseits, dass sowohl die Fresnel-Zone als auch Störsender bei der Signalausendung berücksichtigt werden müssen und dass unter optimalen Voraussetzungen auch bei Verwendung von sieben Transmittern eine durchaus hohe Anzahl an übereinstimmenden und daher richtig geschätzten Ranges aus der Laufzeitmessung resultiert.

Andererseits wurde geklärt, dass anhand der geschätzten Ranges eine Positionsbestimmung für den Empfänger möglich ist, zu diesem Zweck werden Sendestationskoordinaten kreisförmig angeordnet. Eine veränderte Geometrie der Transmitter wirkt sich auf die Berechnung der Empfängerkoordinaten im Ausgleich aus.

5.5 Simulation mit großen Abständen zwischen den Transmittern

Aus der Feststellung, dass auch bei Messungen über den Eindeutigkeitsbereich hinaus Samples auftreten, bei denen alle Ranges übereinstimmen (Testmessung Gebäude 5.1) geht hervor, dass der bisher verwendete Algorithmus in der Lage ist, richtige Peaks zu detektieren solange die Sender-Abstände eine gewisse Größe nicht überschreiten.

Der Bereich innerhalb dessen die Entfernungen zwischen dem Empfänger und den Transmittern zu liegen kommen, wird im Wesentlichen durch den nächstgelegenen und den am weitest entfernten Transmitter bestimmt und ist ausschlaggebend für die Ergebnisse des Range-Schätzers.

Um das Verhalten des Range-Schätzers bei großen Abständen zwischen den Transmittern zu zeigen, werden in Simulationen Berechnungen angestellt, welche darauf beruhen, die Sender variabel zu positionieren. Dadurch können beliebige Abstände zwischen den Transmittern getestet und künstlich erzeugte Ranges im bisherigen und im alternativen Algorithmus ausgewertet und untersucht werden.

5.5.1 Simulations Setup

Ziel dieser Simulation ist es, Ansätze zu finden, welche dazu beitragen, den Algorithmus sowohl hinsichtlich der Integer-Ambiguitäten als auch der falsch detektierten Peaks zu erweitern. Um die Grenzen der bisherigen Korrektur im Algorithmus zu erkennen werden simulierte Ranges, welche aus Versuchen mit verschiedenen Sender-Abständen resultieren, verwendet.

Das Erzeugen der simulierten Ranges ist in Abbildung 46 dargestellt.

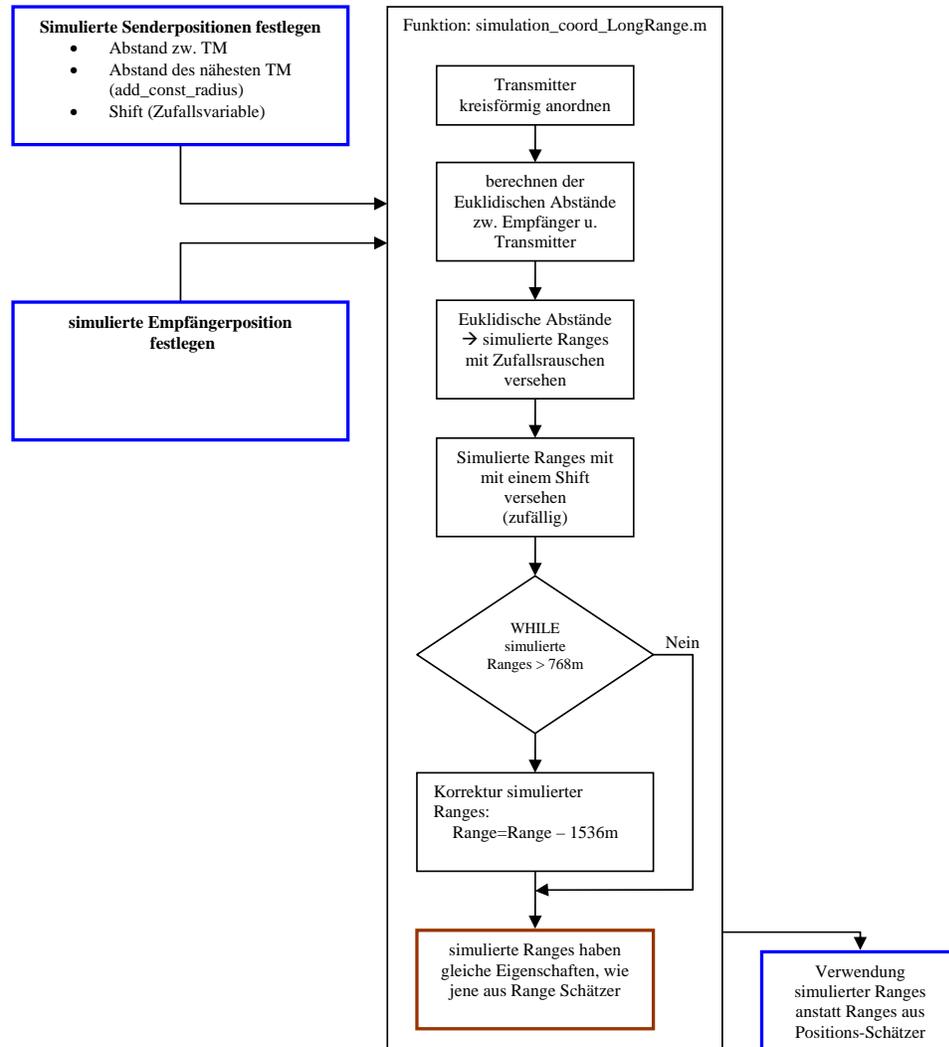


Abbildung 46: Erzeugung simulierter Ranges

Um tatsächlich verschiedene Varianten zu simulieren, können sowohl die Transmitterpositionen als auch die Empfängerposition variabel gewählt werden. Da eine kreisförmige Anordnung der Transmitter als geometrisch günstigste gilt, wird die Empfängerposition in den Mittelpunkt der Kreise und zugleich in den Koordinatenursprung $[0, 0, 0]$ gelegt.

Aus den euklidischen Abständen zwischen den einzelnen Sendern und dem Empfänger gehen die simulierten Ranges hervor, welche im Anschluss verrauscht und mit einem Shift versehen werden, damit auch die Zeit-Asynchronität zwischen Sender und Empfänger und damit jeweils ein zum vorherigen Sample verschiedener Messzeitpunkt berücksichtigt wird. Anschließend wird eine Korrektur vorgenommen, damit auch tatsächlich nur Werte zwischen -768 m und $+768\text{ m}$ vorkommen. Damit entsprechen die simulierten Ranges hinsichtlich ihrer Eigenschaften jenen aus den tatsächlichen Messungen, wobei sich der Vorteil ergibt, dass in den Tests jede erdenklich mögliche Konfiguration der Transmitterpositionen analysiert werden kann.

5.5.2 Ergebnisse

Ergebnisse mit bisherigem Algorithmus

Bei verschwindenden Differenzen zwischen den jeweiligen Abständen einzelner Transmitter zum Empfänger - alle Transmitter liegen also näherungsweise auf einem Kreis in dessen Mittelpunkt sich der Empfänger befindet (Abbildung 47) - würden sich auch alle detektierten Peaks am selben Punkt befinden, da die gemessenen Ranges denselben Wert aufweisen (Abbildung 48).

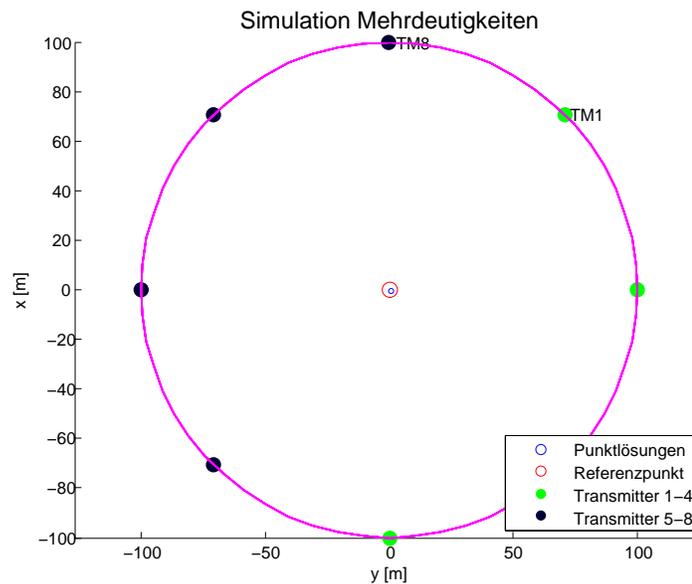


Abbildung 47: Keine Differenz zwischen Sender-Abständen

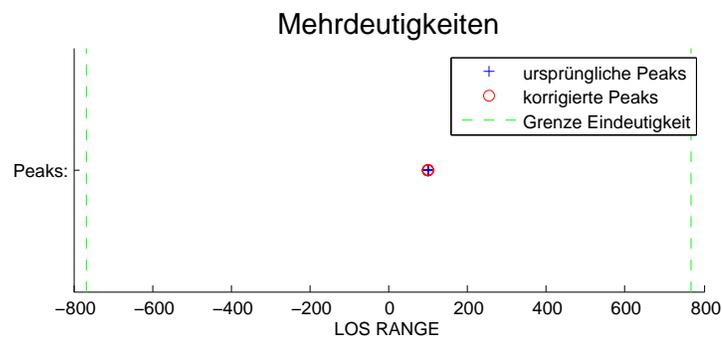


Abbildung 48: Sich überlagernde Peaks bei gleichen Ranges

Werden die Transmitter in verschiedenen Abständen zum Empfänger positioniert, so ergeben sich durch die unterschiedlich langen Laufzeiten des Signals variierende Ranges und damit Peaks zu verschiedenen Zeitpunkten (Abbildung 50). Im gewählten Beispiel sind die Sender in Abständen von 20 m angeordnet, was durch die unterschiedlichen Radien der Kreise in Abbildung 49 verdeutlicht wird.

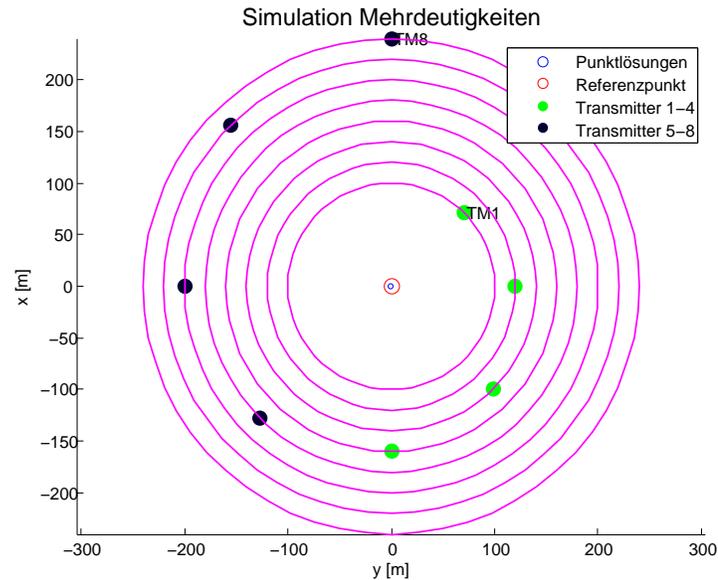


Abbildung 49: Sender-Abstände 20 m

Die Peaks im Phasenbereich und somit die umgerechneten Ranges im metrischen Bereich spiegeln die Abstände von jeweils 20 m wider.

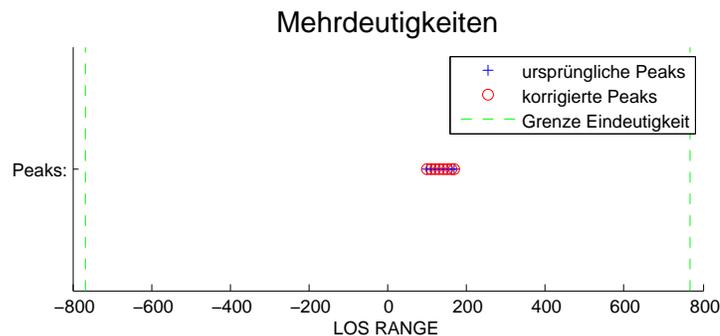


Abbildung 50: Nebeneinander liegende Peaks bei unterschiedlichen Ranges

Wird die Entfernung zwischen den Transmittern vergrößert (Abbildung 51), so ist früher oder später zu erwarten, dass ein Phasensprung auftritt (Abbildung 52). Dieser ist jedoch nicht nur von den Transmitterentfernungen sondern auch vom Bereich abhängig, in dem gerade die einzelnen Transmittersignale verglichen werden. In anderen Worten, es ist der Zeitpunkt der Messung des nächstgelegenen Transmitters ausschlaggebend. Findet diese am Ende des beobachteten Bereiches ($+768 \text{ m} \hat{=} +\pi$) statt, so ist die Wahrscheinlichkeit eines auftretenden Phasensprunges größer als bei einer Messung am Beginn des Bereiches ($-768 \text{ m} \hat{=} -\pi$).

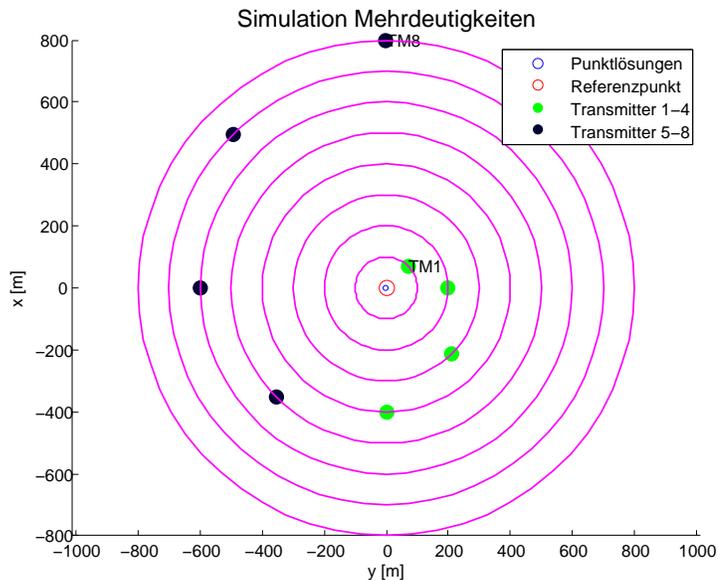


Abbildung 51: Sender-Abstände 100m

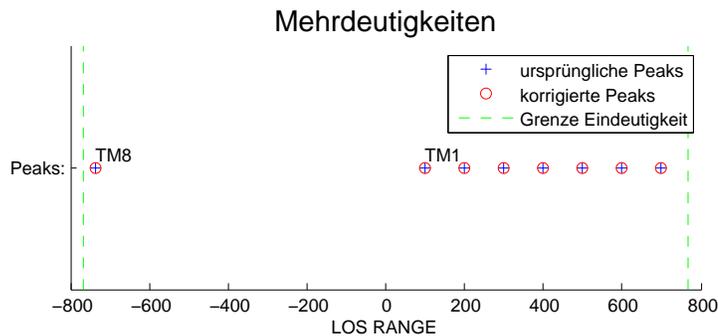


Abbildung 52: Phasensprung ohne Korrektur

Da die gemessenen Ranges somit teilweise durch einen Phasensprung verfälscht und die Entfernungen der Transmitter zum Empfänger in ihrer Bedeutung missinterpretiert werden könnten,

muss eine Phasensprung-Korrektur angewendet werden. Tritt ein Phasensprung auf, so müssen jene Ranges verbessert werden, welche durch den Sprung eine veränderte Bedeutung haben. So hätte ein Transmitter, welcher in Wirklichkeit weiter als die anderen entfernt ist, eine geringere gemessene Range, wenn keine Korrektur erfolgen würde. Im Gegensatz zu Abbildung 52 handelt es sich in Abbildung 53 bei der roten Kreismarke für Transmitter 8 um eine korrigierte Range, während das blaue Kreuz die unkorrigierte Range dieses Transmitters darstellt.

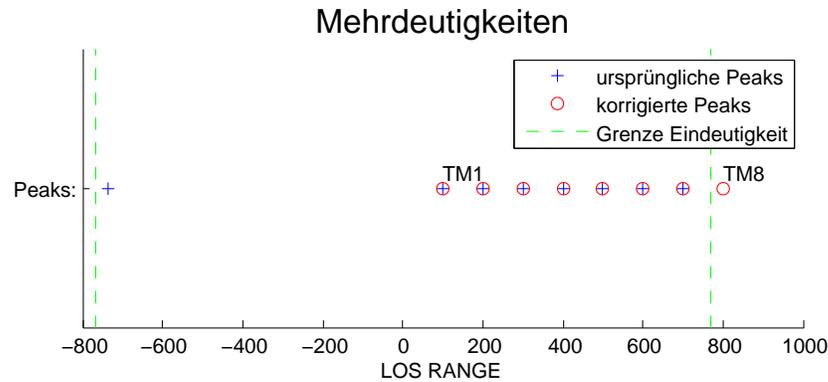


Abbildung 53: Phasensprung mit Korrektur

Die Kriterien für eine Korrektur im bisherigen Algorithmus beruhen auf einer Mittelwertbildung der Absolutbeträge aller Ranges, um herauszufinden, ob viele gemessene Ranges an den beiden Randbereichen (-768 m und +768 m) liegen. Sofern dies der Fall ist, werden jene Ranges, welche einen negativen Wert aufweisen, korrigiert (Abbildung 53).

Der bestehende Algorithmus gelangt jedoch an seine Grenzen, wenn die Transmitterabstände weiter beispielsweise auf 150 m vergrößert werden (siehe Abbildung 54).

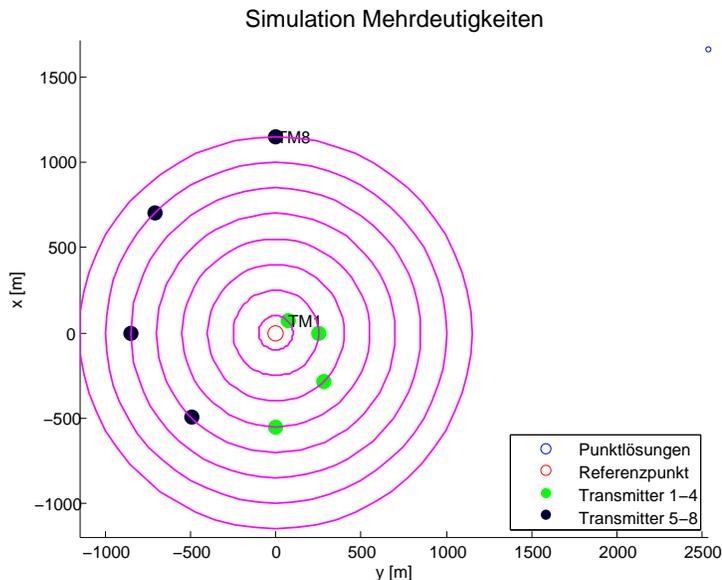


Abbildung 54: Fehlerhafte Positionslösung weil Phasensprung-Korrektur nicht erfolgreich

Da nur Ranges mit negativen Werten korrigiert werden, kommt es vor, dass positive Ranges, welche einen Phasensprung aufweisen und eigentlich korrigiert werden sollten, fehlerhaft in weitere Berechnungen eingehen (siehe TM8, Abbildung 55). Dies ist in der Positionslösung zu erkennen (Abbildung 54), da durch die fehlerhafte Range nicht die eigentliche Position des Empfängers im Kreismittelpunkt, sondern eine dazu unterschiedliche geschätzt wird.

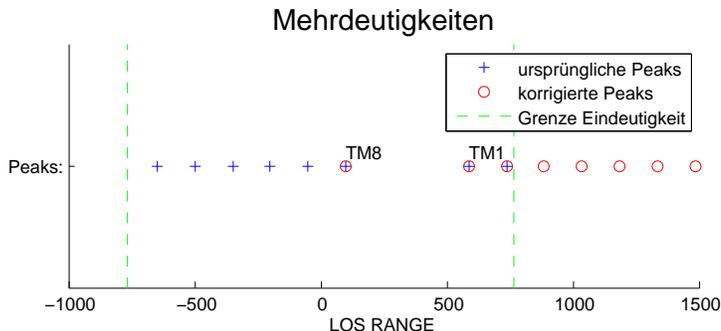


Abbildung 55: Phasensprung-Korrektur nicht erfolgreich

Die fehlerfreie Lösung dieses Problems kann anhand des bisherigen Algorithmus nicht herbeigeführt werden. Es bleibt also die Problematik bestehen, dass unter gewissen Voraussetzungen bereits bei einem Abstand von 768 m zwischen nächstgelegenen und entferntesten Transmitter die Phasen-Korrektur versagt. Die fehlerfreie Lösung kann jedoch mit Hilfe eines alternativen Korrektur-Ansatzes gefunden werden. Abbildung 56 zeigt die Positionslösung, Abbildung 57 zeigt die erfolgreiche Phasensprung-Korrektur des alternativen Ansatzes.

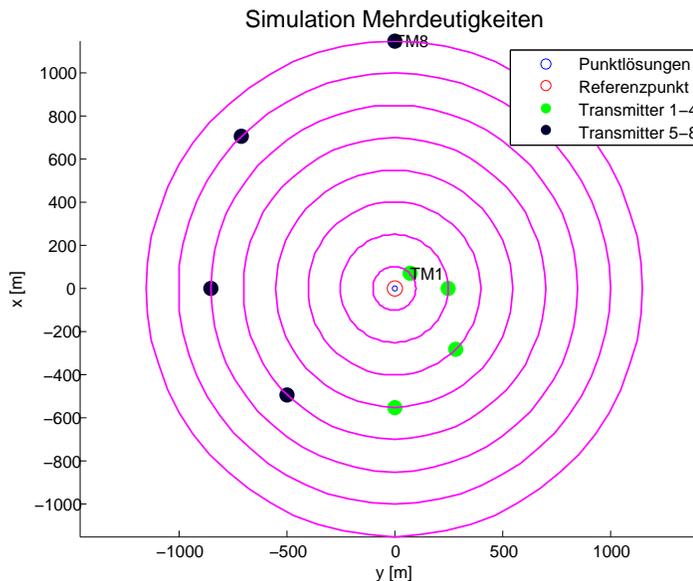


Abbildung 56: Die alternative Phasensprung-Korrektur führt zu einer richtigen Positionslösung

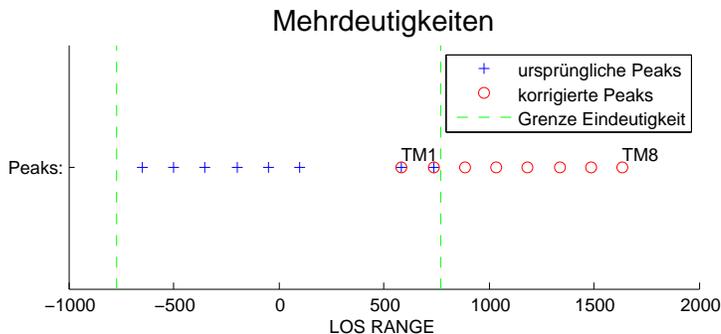


Abbildung 57: Alternative Phasensprung-Korrektur erfolgreich

Eine detaillierte Beschreibung des alternativen Algorithmus sowie der Änderungen gegenüber dem bisherigen Algorithmus wird im folgenden Kapitel 5.6 angeführt. Dort wird auch auf das Problem von Integer-Ambiguitäten eingegangen.

Fazit

Durch die Möglichkeit, die Transmitterpositionen variabel zu definieren und damit auch beliebige Konfigurationen betreffend der Entfernungen zum Empfänger zu generieren, kann das Verhalten eines Phasensprungs untersucht werden. Von der Generierung der Mess-Samples über die Detektion bis zur Korrektur der Peaks sind verschiedene Schritte notwendig. Es kann gezeigt werden, wie sich korrigierte Ranges im Gegensatz zu nicht korrigierten verhalten und wie aus diesen ein Fehler in der Positionsschätzung resultiert.

Die bisher angewendete Phasen-Korrektur ist zwar in der Lage Phasensprünge zu korrigieren solange die Differenz der Abstände der Transmitter klein ist, nimmt diese jedoch Werte über 768 m an, so ist das Auftreten von nicht korrigierten Phasensprüngen wahrscheinlich. Probleme treten bereits auf, wenn sieben von acht Transmittern näherungsweise dieselben Abstände zum Empfänger aufweisen und lediglich ein Transmitter einen gewissen Abstand zum Empfänger überschreitet. Ausschlaggebend für eine erfolgreiche Korrektur sind der nächstgelegene und entfernteste Transmitter.

Da die Funktion des Indoornavigationssystems auch aufrecht erhalten werden soll, wenn sich die Senderabstände um mehr als 768 m unterscheiden, wird im Folgenden ein Ansatz ausgearbeitet, mit Hilfe dessen unabhängig von den Transmitterpositionen eine ordnungsgemäße Phasen-Korrektur durchgeführt werden kann.

5.6 Lösung des Mehrdeutigkeitsproblems

Zur Lösung des Mehrdeutigkeitsproblems für sämtliche Einsatzmöglichkeiten wird ein alternativer, bisher nicht angewendeter Ansatz verfolgt, innerhalb dessen Referenzstrecken für die wahren Transmitterabstände zum Empfänger eingeführt werden, um die Ambiguitäten festzustellen und in weiterer Folge anzubringen. Da die Positionen der Transmitter im Betrieb durch GPS-Empfänger ermittelt werden und dadurch bekannt sind, ist es naheliegend, auch für den Empfänger mit Hilfe eines GPS-Empfängers zumindest eine Initialposition zu berechnen. Mit dieser initialen Position kann der Abstand zu jedem Transmitter berechnet werden. Aus den Referenzstrecken geht hervor, ob Ambiguitäten vorhanden sind. Weiters kann auch festgestellt werden, um wie viele ganzzahlige Vielfache des Eindeutigkeitsbereiches es sich handelt.

5.6.1 Allgemeines zur Detektion des Peaks

Auch für die Feststellung, ob der richtige Peak verwendet wurde, können die Referenzstrecken herangezogen werden. Im alternativen Ansatz wird angestrebt, nicht nur negative Ranges, sondern wirklich alle Ranges, welche einem Phasensprung unterliegen, zu korrigieren. Die Ermittlung des nächstgelegenen Transmitters, welche durch die Referenzstrecken ermöglicht wird, gibt Aufschluss über alle zu korrigierenden Ranges. Details werden in der alternativen Lösung beschrieben (Kapitel 5.6.2).

Vergleich bisherige Lösung

Um vorerst einen genaueren Überblick über die Phasen-Korrektur im bisherigen Algorithmus zu bekommen, wird das Schema in Abbildung 58 dargestellt und anschließend beschrieben. In Kapitel 5.6.2 wird auf die Änderungen im alternativen Ansatz eingegangen, indem die Vorgangsweise bei der Verbesserung der Ranges näher beschrieben wird.

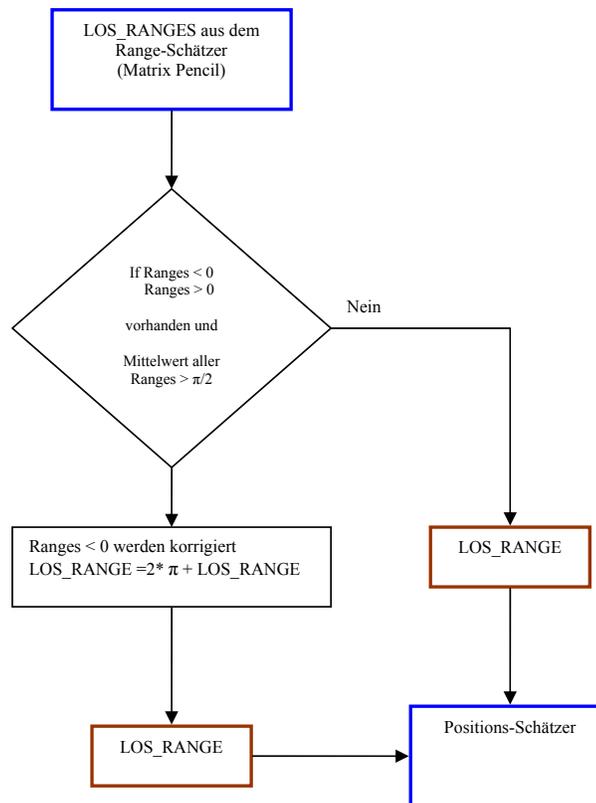


Abbildung 58: Schema der Phasen-Korrektur im bisherigen Algorithmus

Von besonderer Bedeutung bei der Korrektur der Ranges ist am Beginn des Algorithmus die Feststellung, ob sowohl negative als auch positive Ranges auftreten. Weiters wird der Mittelwert der Absolutbeträge aller acht Ranges einer Messepoche berechnet. Dieser soll eine Aussage über die Verteilung der Ranges über den Beobachtungsbereich von -768 m bis +768 m liefern. Wird in einer Abfrage festgestellt, dass der Mittelwert größer als $\pi/2$ (1.5708) ist, so kann davon ausgegangen werden, dass einige oder viele Ranges an den Randbereichen (nahe -768 m und +768 m) liegen. In diesem Fall ist ein Phasensprung sehr wahrscheinlich und eine Korrektur notwendig. Werden alle drei Bedingungen der Abfrage erfüllt, so kommt es auch zu einer Korrektur aller negativen Ranges. Eine Korrektur jener Ranges, welche über Null liegen, wird nicht berücksichtigt. Durch Addition des Faktors 2π zur ursprünglichen negativen Range ergeben sich

Werte, welche über denen der tatsächlich kürzeren Ranges und damit näheren Transmitter liegen. Die Richtigstellung der Ranges ist somit erfolgt, nun werden diese im Positions-Schätzer weiter verarbeitet.

5.6.2 Alternative Lösung zur Detektion des Peaks

Voraussetzung für die Detektion des richtigen Peaks ist in diesem Ansatz das Vorhandensein bekannter Referenzstrecken zwischen Sender und Empfänger. Um Phasen-Korrekturen auch für Entfernungen zwischen den Transmittern von über 768 m zu gewährleisten, muss zumindest einmalig eine Initialposition des Empfängers bekannt sein. Die Positionsermittlung erfolgt vorzugsweise mit GPS. Die Startposition einer Indoor-Messung würde somit Empfang zu GPS Satelliten voraussetzen und außerhalb eines Gebäudes liegen.

Berechnung der Referenzentfernungen

Zur Berechnung der Entfernungen zwischen Sender und Empfänger wird für alle acht Kombinationen der Euklidische Abstand zwischen den gemessenen Transmitter- und Empfängerpositionen gebildet. Zur Wahrung der Konformität wird auch die Höhe aller Transmitter sowie des Empfängers berücksichtigt. Aus diesem Grund wird die dreidimensionale, räumliche Euklidische Distanz berechnet.

$$d_i = \sqrt{(X_{TM_i} - X_R)^2 + (Y_{TM_i} - Y_R)^2 + (Z_{TM_i} - Z_R)^2} \quad (79)$$

mit

$$i = 1, 2, \dots, 8$$

$X_{TM_i}, Y_{TM_i}, Z_{TM_i}$ Koordinaten der Transmitters

X_R, Y_R, Z_R Koordinaten des Empfängers

Aus den Transmitterpositionen und der Initialposition des Empfängers werden Referenzstrecken berechnet. Durch diese kann wiederum ermittelt werden, welcher der nächstgelegene Transmitter ist. Dies ist notwendig, um bei der anschließenden Korrektur darauf achten zu können, dass für die weiter entfernten Transmitter auch wirklich nur Ranges auftreten, welche größer sind als die des Nächstgelegenen. Werden sämtliche Transmitter korrigiert, welche eine kürzere Range aufweisen, so ergibt sich der Vorteil, dass die Korrektur nicht wie im bisherigen Algorithmus auf negative Werte eingeschränkt ist. Das Schema des alternativen Algorithmus ist der Abbildung 59 zu entnehmen.

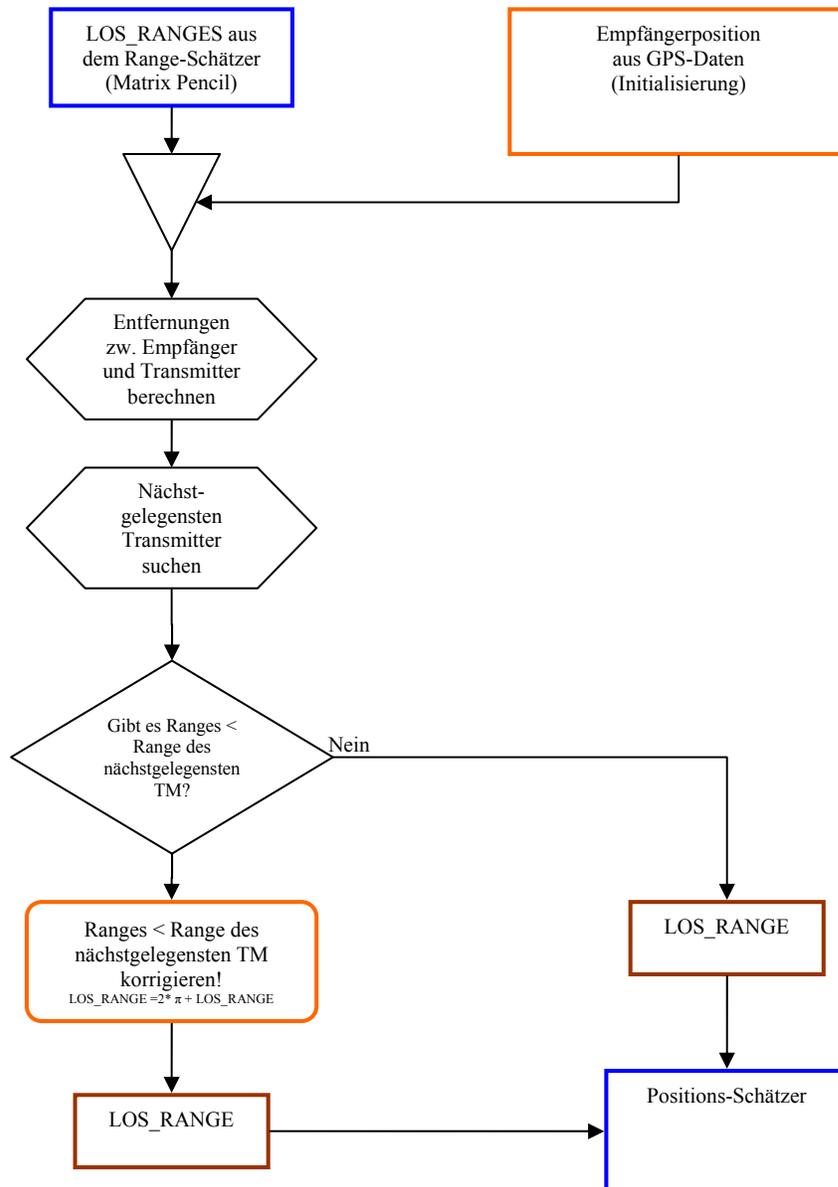


Abbildung 59: Schema der Phasen-Korrektur im alternativen Algorithmus

5.6.3 Lösung der Integer-Ambiguitäten

Während die alternative Lösung im Falle eines falschen Peaks den Phasensprung bestmöglich korrigiert, müssen nun noch ganzzahlige Vielfache des Eindeutigkeitsbereiches (Integer-Ambiguitäten N) berücksichtigt werden. Diese treten auf, wenn der Bereich der Transmitterabstände größer als 1536 m ist. Da auch denkbar ist, dass die Abstände der Transmitter in großem Maße unterschiedlich sind und auch mehrere ganzzahlige Vielfache des Eindeutigkeitsbereiches ($N > 1$) betragen können, muss die genaue Zahl an Ambiguitäten, wie in Abbildung 60 angeführt, festgestellt und angebracht werden.

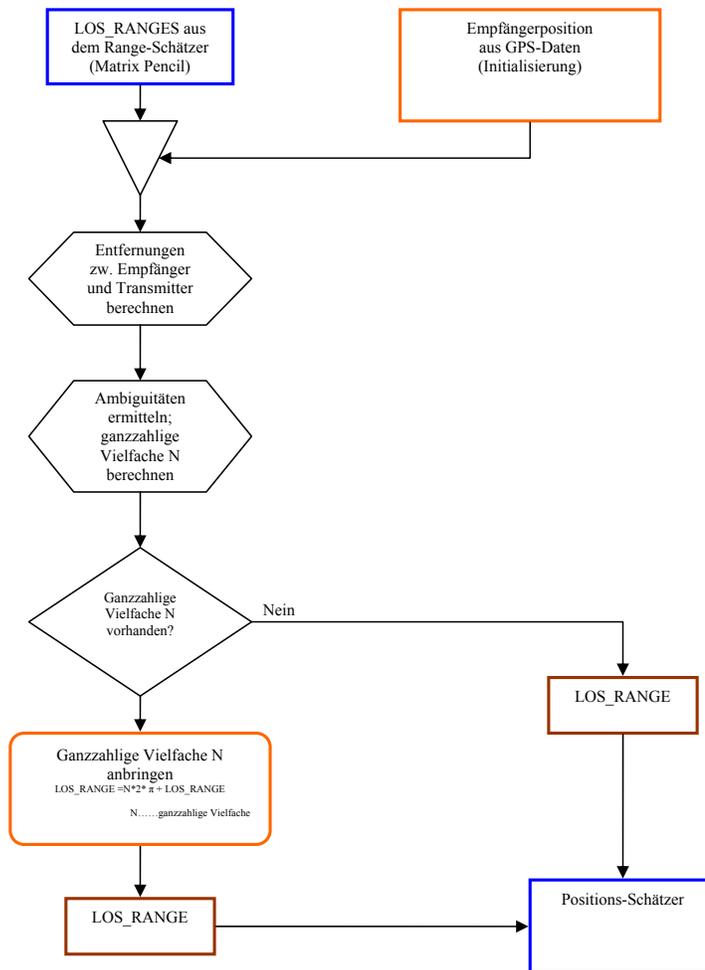


Abbildung 60: Schema der Korrektur ganzzahliger Vielfacher

Die Entfernungen zwischen den Transmittern und dem Empfänger werden wiederum auf Basis des Euklidischen Abstandes ermittelt. Die Berechnung der Ambiguitäten wird durch eine Integer-Division ausgeführt. In Matlab kann dies beispielsweise durch die Funktionen `floor()` oder `fix()` realisiert werden. An die Range jedes Transmitters wird individuell die Anzahl der Ambiguitäten angebracht.

5.6.4 Kombinierte Lösung des Mehrdeutigkeitsproblems

In der kombinierten Lösung wird der Ansatz der alternativen Phasen-Korrektur mit der Korrektur der Integer-Ambiguitäten vereint (Abbildung 61). Zusätzlich wird eine Rückführung der berechneten Empfängerposition hinzugefügt, wobei diese Position zur Berechnung der Entfernungen zwischen Transmitter und Empfänger in der darauf folgenden Epoche verwendet wird. Dadurch ist eine GPS-Position des Empfängers lediglich zur Initialisierung notwendig.

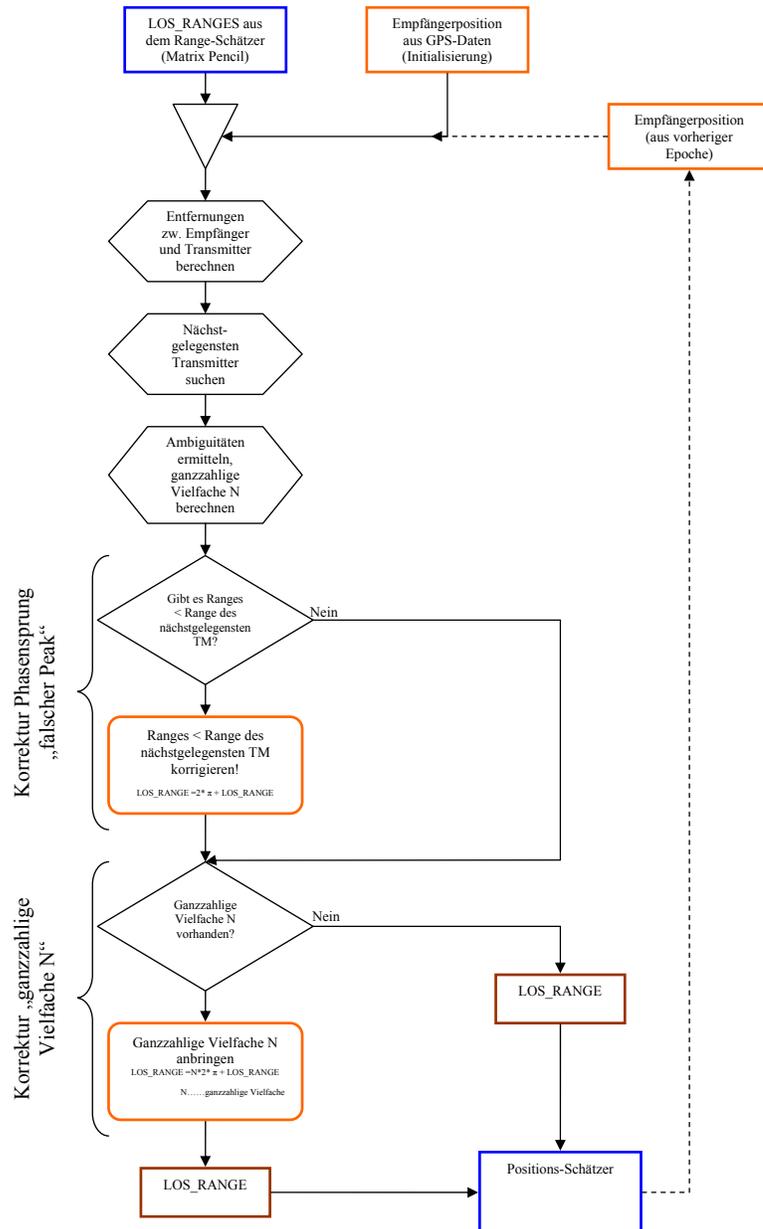


Abbildung 61: Kombinierte Lösung des Mehrdeutigkeitsproblems

Einbettung in Prozessdatenfluss

In einer vereinfachten Darstellung wird der Prozessdatenfluss des Indoor-Navigationssystems von der Range-Schätzung bis hin zur Bestimmung der Empfängerkoordinaten erläutert. Die Einbettung des Algorithmus zur Korrektur und Lösung von Mehrdeutigkeiten wird als zusätzlicher Prozess hinzugefügt (Abbildung 62).

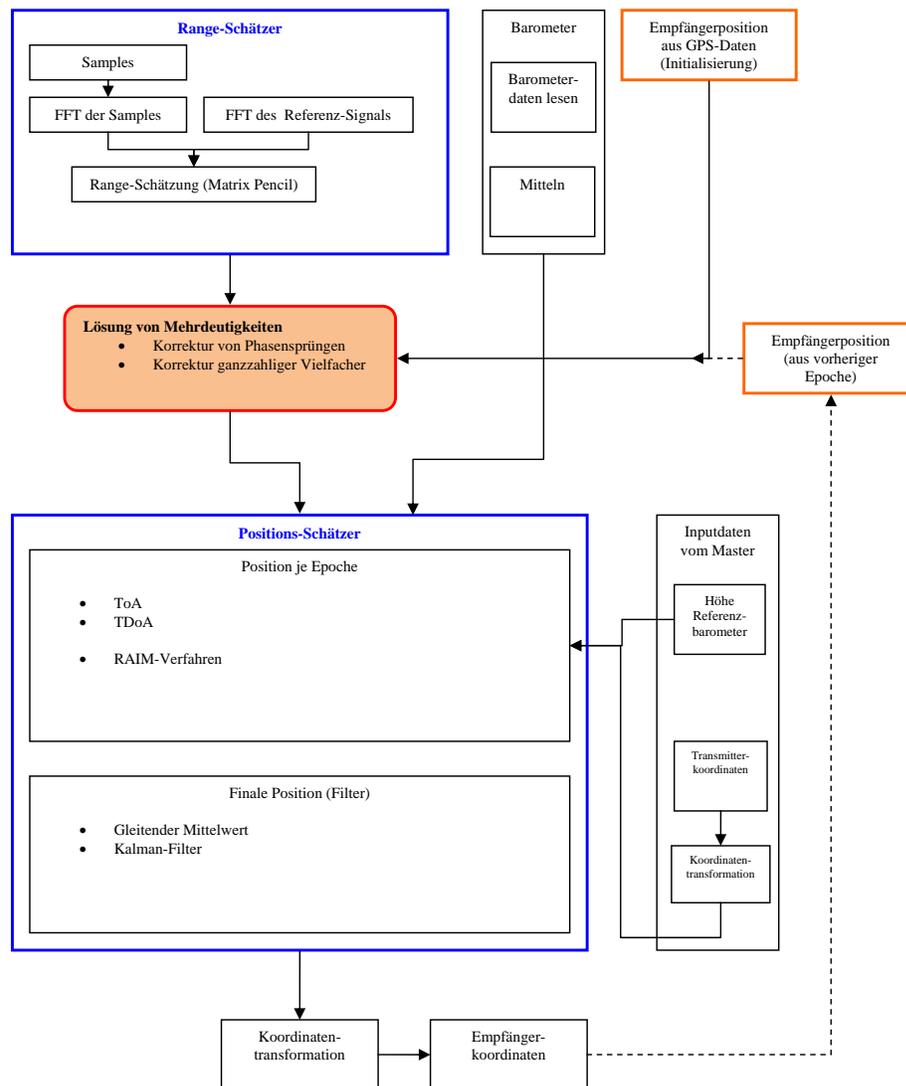


Abbildung 62: Vereinfachter Prozess-Datenfluss des ILT-Demonstrators

In einem Zwischenschritt werden in einer kombinierten Lösung sowohl die Phasensprünge korrigiert als auch Ambiguitäten bestimmt und angebracht. Innerhalb des Range-Schätzers wird der Matrix-Pencil Algorithmus, welcher den direkten Signalweg und dessen Signallaufzeit bestimmt, zur Berechnung der Ranges angewendet. Nach erfolgreicher Berechnung werden diese Ranges der angesprochenen Korrektur unterworfen und nachfolgend im Positions-Schätzer weiter verarbeitet.

5.6.5 Verifikation durch verschiedene Szenarien

Um die Funktion des Lösungs-Algorithmus zu demonstrieren, wurden Simulationen, bei denen Mehrdeutigkeiten auftreten, durchgeführt. Durch die Möglichkeit simulierte Ranges zu generieren, deren Eigenschaften jenen der Ranges aus tatsächlichen Messungen gleichen, können unterschiedlichste Szenarien nachgestellt werden.

Ein erstes Beispiel wurde bereits bei der Demonstration von Problemen des bisherigen Algorithmus geliefert. Beträgt der Abstandsbereich der Transmitter mehr als 768 m, kann es zu Problemen in der herkömmlichen Phasenkorrektur kommen. Der alternative Algorithmus korrigiert auch von Phasensprüngen betroffene Ranges, welche einen Wert größer Null aufweisen (Abbildung 63).

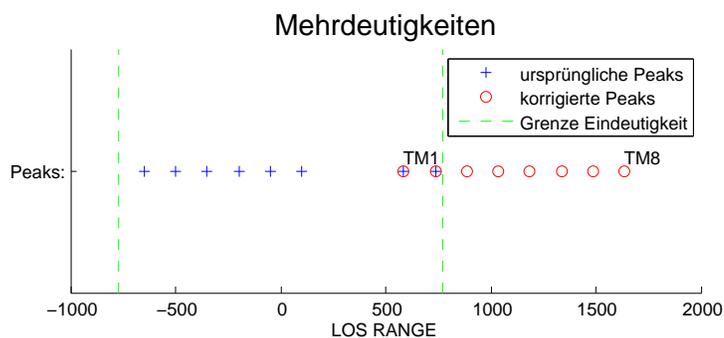


Abbildung 63: Erfolgreiche Korrektur mit alternativen Phasensprung-Ansatz

Dies trifft auf alle Ranges zu, welche kleiner als jene des nächstgelegenen Transmitters sind. In dieser Konfiguration wird jeweils der Transmitter 1 nahe am Empfänger positioniert. Der Algorithmus ist jedoch dafür ausgelegt, selbstständig nach demjenigen Transmitter zu suchen, welcher näher als andere am Empfänger liegt.

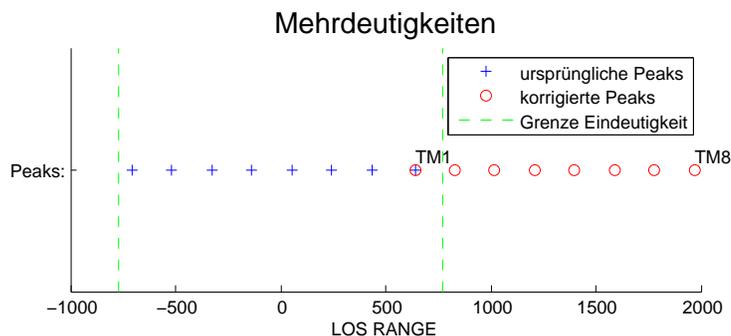


Abbildung 64: Alternative Phasensprung-Korrektur auch bei großen Abständen erfolgreich

Ambiguitätenlösung N=1: Beispiel 1

Von besonderem Interesse sind jene Fälle, in denen letztendlich nicht nur der Bereich von 768 m Transmitterabstand überschritten wird, sondern der Fall eintritt, in dem der Bereich der Transmitterabstände nicht mehr innerhalb des Eindeutigkeitsbereiches von 1536 m liegt. Die Differenz der Abstände des nächstgelegenen zum entferntesten Transmitters beträgt also mehr als 1536 m (Abbildung 65).

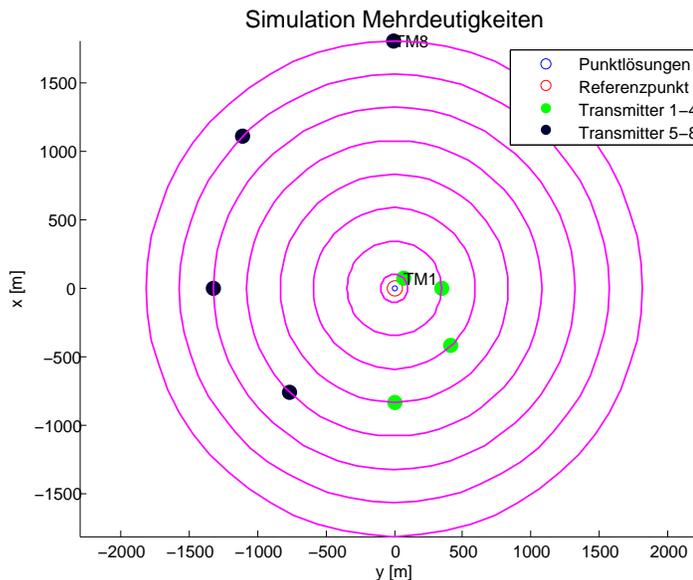


Abbildung 65: Gute Positionslösung bei Anwendung der alternativen Phasensprung-Korrektur

In einem solchen Fall wird der Eindruck erweckt, dass die Ranges, welche in den Simulationen bisher einen regelmäßigen Abstand voneinander hatten, plötzlich ungeordnet auftreten (Abbildung 66). Dies resultiert aus der Tatsache, dass einzelne Ranges aus verschiedenen Phasen stammen und durch die Korrektur erst in einen geordneten Zustand versetzt werden müssen (Abbildung 67).

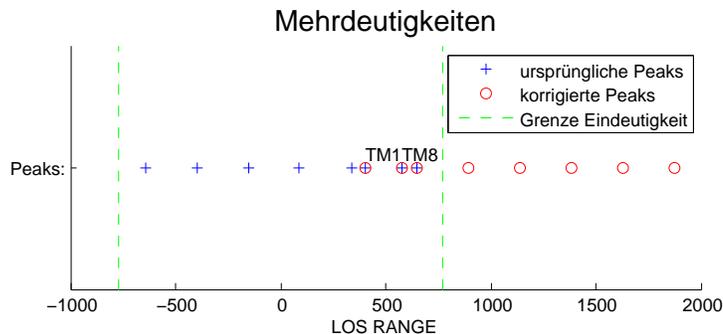


Abbildung 66: Phasensprung-Korrektur ausgeführt, jedoch keine Ambiguitäten angebracht

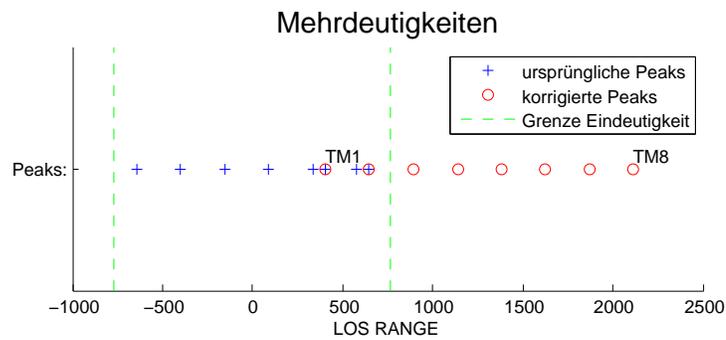


Abbildung 67: Alternative Phasensprung-Korrektur und Ambiguität (N=1) angebracht

Ambiguitätenlösung N=1: Beispiel 2

Unübersichtlicher scheint es zu werden, wenn der Abstand zunimmt und mehrere Transmitter außerhalb des Eindeutigkeitsbereiches liegen (Abbildung 68 und 69).

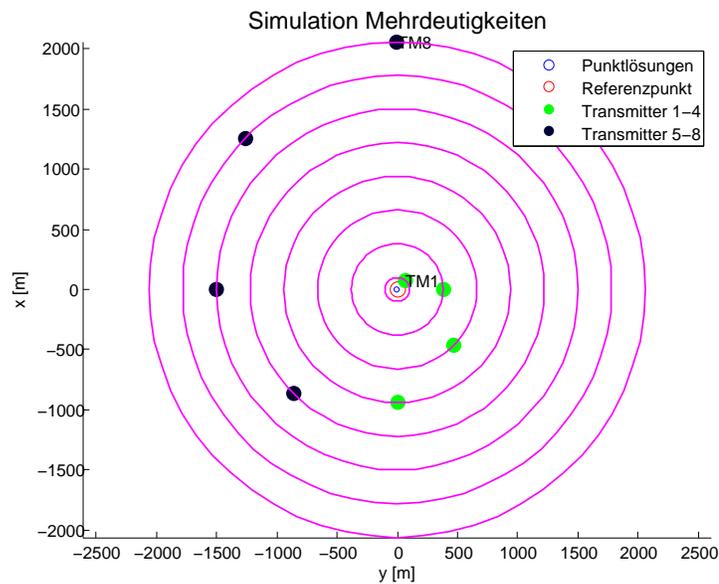


Abbildung 68: Gute Positionslösung bei Anwendung der alternativen Phasensprung-Korrektur

Die Überführung der ungeordneten Peaks in eine geordnete Abfolge mit gleichmäßigen Abständen kann in diesem Beispiel verfolgt werden. Zu beiden Ranges, welche von Transmittern stammen, die über dem Eindeutigkeitsbereich liegen, werden entsprechende Ambiguitäten adiiert. (Abbildung 69 und 70)

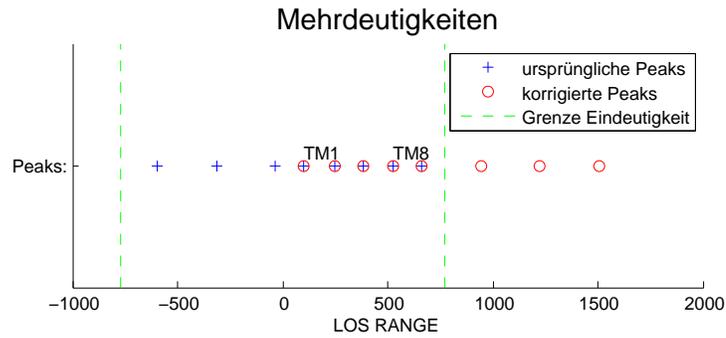


Abbildung 69: Phasensprung-Korrektur ausgeführt, jedoch keine Ambiguitäten angebracht

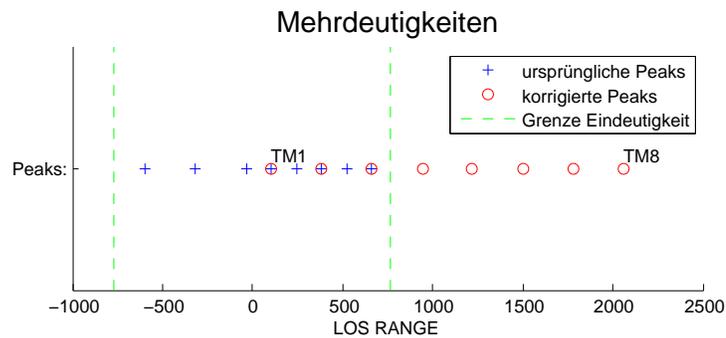


Abbildung 70: Phasensprung-Korrektur ausgeführt und Ambiguitäten ($N=1$) angebracht

Ambiguitätenlösung $N > 1$: Beispiel 1

Während bisher lediglich Ambiguitäten mit Integerwert $N=1$ detektiert und angebracht wurden, ist der Algorithmus auch im Stande mit höherstelligen Ambiguitäten umzugehen und diese zu lösen. In Abbildung 71 ist TM8 um ein Vielfaches weiter vom Empfänger im Zentrum entfernt als alle anderen Transmitter.

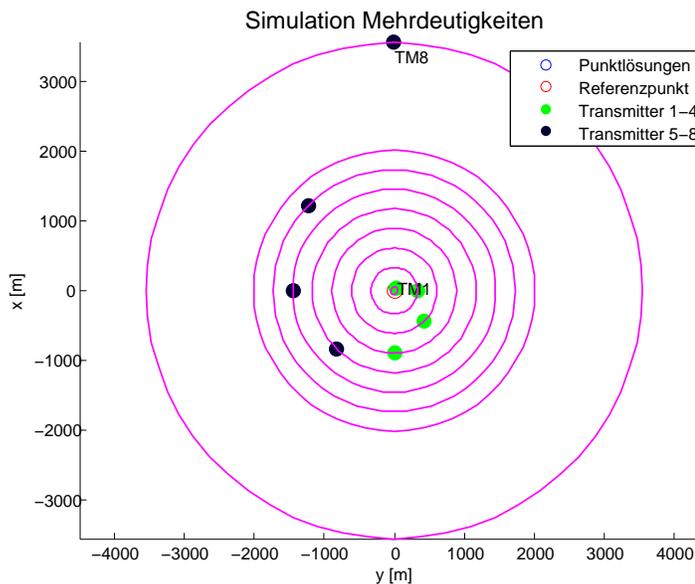


Abbildung 71: Gute Positionslösung nach Anbringen der Ambiguität $N=2$ für TM8

Auch das Lösen der Ambiguitäten für Transmitter 8 gelingt, wie Abbildung 72 zeigt.

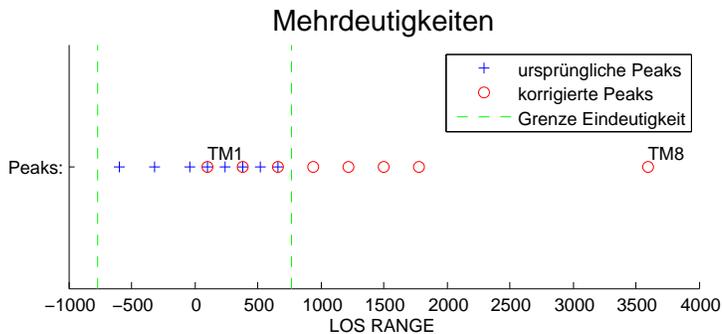


Abbildung 72: Ambiguität $N=2$ gelöst

Ambiguitätenlösung $N > 1$: Beispiel 2

Auch das gleichzeitige Lösen mehrfacher Ambiguitäten für verschiedene Transmitter sei in einem Beispiel angeführt.

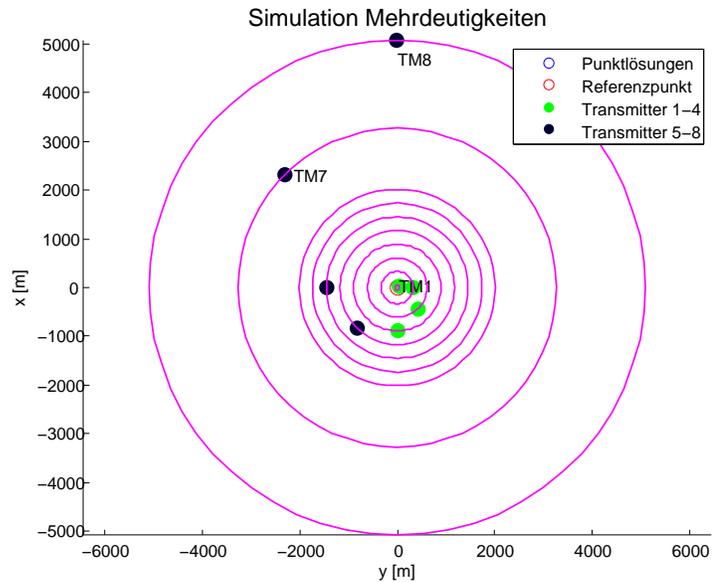


Abbildung 73: Ambiguität $N=2$ an TM7 und $N=3$ an TM8 angebracht

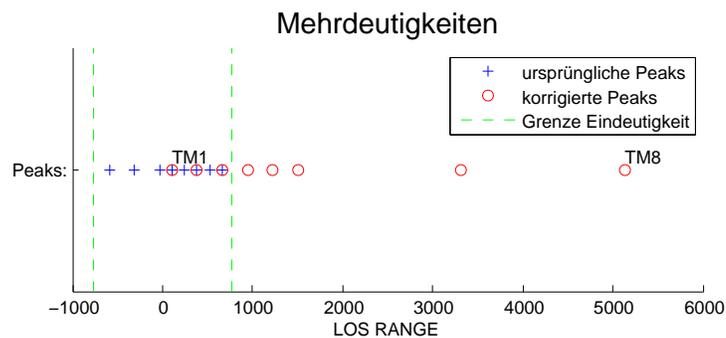


Abbildung 74: Ambiguitäten $N=2$ und $N=3$ gelöst

Auf diese Art und Weise können Ambiguitäten für Transmitter in völlig unregelmäßigen Abständen vom Empfänger gelöst werden.

5.7 Fazit Mehrdeutigkeitsproblem

Durch die detaillierte Definition des Mehrdeutigkeitsproblems, die Auseinandersetzung mit dem Eindeutigkeitsbereich des Signals und der genauen Untersuchung der Abfolgen im Range-Schätzer konnten Rückschlüsse auf das Auftreten und die Behandlung von Ambiguitäten gezogen werden. So konnte festgestellt werden, dass verschiedene Arten von Fehlern auftreten können, welche die Range-Schätzung beeinflussen. Zum einen existieren Phasensprünge und zum anderen Abweichungen um ganzzahlige Vielfache (Integer-Ambiguitäten). Eine bestehende Phasenkorrektur wurde im bestehenden Algorithmus zwar angewendet, diese funktioniert jedoch nicht uneingeschränkt. Eine Ambiguitäten-Lösung wurde bisher nicht durchgeführt, im Rahmen dieser Arbeit jedoch hinzugefügt.

Sowohl eine verbesserte, alternative Phasenkorrektur als auch das Feststellen von Ambiguitäten und das Anbringen ganzzahliger Vielfacher beruhen auf dem Ansatz, mit Hilfe einer zusätzlichen, GPS-gestützten Initialposition des Empfängers Referenzstrecken zwischen Sender und Empfänger zu berechnen, um davon Mehrdeutigkeiten abzuleiten. Für jede nachfolgende Epoche kann nach der Initialisierung die Empfängerpositionslösung der vorherigen Epoche als Referenz verwendet werden.

Es wurde festgestellt, dass neben der Entfernung zwischen Sender und Empfänger vor allem die Differenz der Abstände zwischen nächstgelegenen und entferntesten Sender eine wesentliche Rolle spielt. Die Lösung des Mehrdeutigkeitsproblems mit Hilfe des Ansatzes, Referenzstrecken zur Behebung von auftretenden Ambiguitäten zu verwenden, erweist sich als äußerst effektiv und kann durch einfache Algorithmen realisiert werden. Aus den dargelegten Beispielen geht hervor, dass mit diesem Ansatz jegliche auftretenden Mehrdeutigkeitsprobleme detektiert und erfolgreich behandelt werden können.

6 Unterteilung in Synchronisationsketten

6.1 Prinzipieller Ansatz

Voraussetzung für die Positionsbestimmung auf Basis von gemessenen Ranges sind synchronisierte Transmitter. Nur im Falle synchroner Transmitter können die aus der Laufzeit abgeleiteten Strecken miteinander verglichen und gemeinsam zur Positionsberechnung herangezogen werden. Diese Voraussetzung erfordert jedoch, dass zwischen den zur Synchronisation des Systems und daher zur Übertragung des Synchronisationssignales verwendeten Antennen ständig Sichtverbindung in einer bestimmten Reihenfolge vorhanden sein muss. Die Synchronisation findet in einer sogenannten logischen Synchronisations-Kette statt, wobei jeder Transmitter ein Element der Kette darstellt. Die Ausbreitung des Synchronisationssignales erfolgt ausgehend von Transmitter 4 in Richtung Transmitter 1 und Transmitter 8. Wird also das Signal am Weg dorthin unterbrochen, so kann davon ausgegangen werden, dass nur ein Teil der Transmitter synchronisiert ist. Lediglich eine direkte Sichtverbindung (Line of sight) zwischen den einzelnen Sendern verhindert das Auftreten solcher Synchronisationsfehler. In dieser Untersuchung wird sowohl ein Lösungsansatz für ToA als auch für TDoA entwickelt und die Machbarkeit genauer betrachtet.

6.1.1 Lösungsansatz für ToA

Wenn die Sichtverbindung nicht zwischen allen Transmittern der Gesamtkette garantiert werden kann, besteht die Möglichkeit, die Gesamtkette zu trennen und die Position des Empfängers mit zwei asynchronen Teilketten, welche von je einem Referenzoszillator versorgt werden, zu berechnen. Werden die Ranges aller acht Transmitter in einem gemeinsamen Ausgleich verarbeitet, so muss im Fall, dass sämtliche Transmitter synchronisiert sind, lediglich ein einziger Uhrenfehler für den Empfänger mitgeschätzt werden, da zu erwarten ist, dass sich die Empfängeruhr nicht synchron zu denen der Transmitter verhält. Will man nun den Fall einer unterbrochenen Gesamtkette (zwei Teilketten) betrachten, so ist es notwendig, im Ausgleich einen weiteren Uhrenfehler einzuführen und die Teilketten damit auch als getrennte Ketten zu behandeln. Somit wird ein Empfängeruhrenfehler gegenüber der einen und ein weiterer Uhrenfehler gegenüber der anderen Teilkette mitgeschätzt. Jede weitere Ketten-Aufspaltung bringt einen zusätzlichen Uhrenfehler mit sich.

6.1.2 Lösungsansatz für TDoA

Während beim ToA-Verfahren das Einführen eines weiteren Uhrenfehlers als Lösungsansatz gewählt wird, kann dies beim TDoA-Verfahren nicht angewendet werden. Im Gegensatz zur Positionsbestimmung mittels ToA ist es beim TDoA-Verfahren nicht nötig einen Empfänger-Uhrenfehler mitzuschätzen, da sich der Uhrenfehler bei der Differenzbildung sämtlicher Strecken aufhebt. Bei diesem Lösungsansatz ist viel eher darauf Wert zu legen, dass bei Verwendung von Teilketten keine Differenzen zwischen asynchronen Transmittern gebildet werden dürfen, da als Voraussetzung für den TDoA-Ansatz Synchronisation zwischen den Transmitter gegeben sein muss. Im Rahmen dieser Untersuchungen wird analysiert, welche Auswirkung die Verwendung von Teilketten auf die Genauigkeit der Positionslösung hat. Grundsätzlich ist davon auszugehen, dass im Ausgleich dadurch die Redundanz verringert wird, jedoch aufgrund der hohen Anzahl an Beobachtungen trotzdem eine Überbestimmung herrscht.

6.2 Unterschiedliches Verhalten von Oszillatoren

Im Falle der Unterteilung der Gesamtkette in zwei Teilketten würde jede dieser beiden Teilketten von einem eigenen Referenzoszillator mit einem Referenzsignal zur Synchronisierung versorgt werden. Um den Nachweis zu erbringen, dass Unterschiede im Verhalten beider Oszillatoren auftreten und diese zu Asynchronitäten führen, wurden Labormessungen durchgeführt. Die auftretenden Differenzen der Uhrenfehler wurden anschließend auf Basis dieser Labormessungen modelliert.

6.2.1 Labormessungen am Oszilloskop

Zur Analyse des Verhaltens zweier Synchronisationsketten, welche durch unterschiedliche Referenzoszillatoren mit einem Referenzsignal versorgt werden, wird das Ranging-Signal in einem ersten Schritt mit Hilfe eines Oszilloskops graphisch dargestellt und analysiert. Synchronisationsunterschiede zwischen den einzelnen Transmittern, welche beispielsweise aus Unterbrechungen des Synchronisationssignals resultieren, werden so direkt dargestellt.

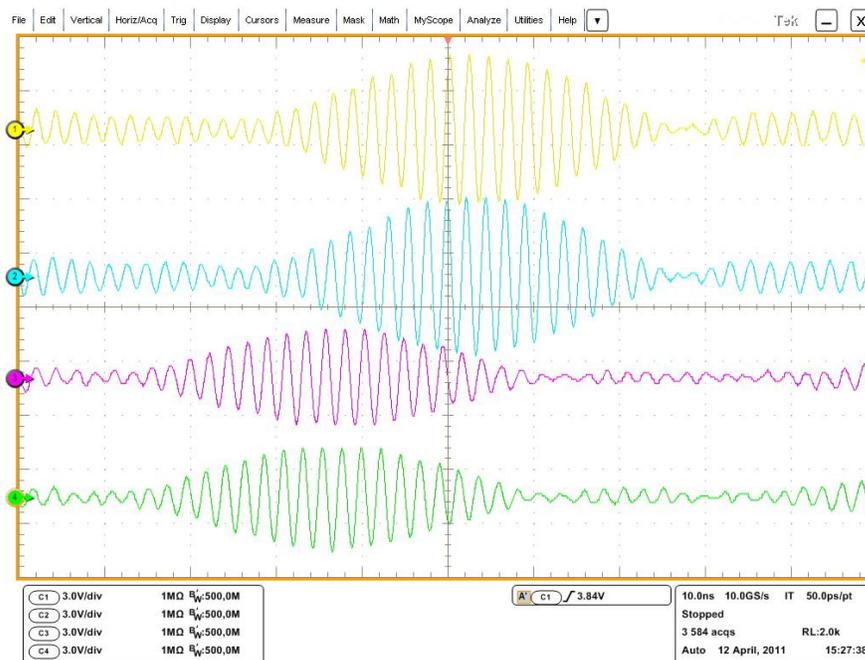


Abbildung 75: Ranging Signale der Transmitter 3,4,5 und 6

In Abbildung 75 handelt es sich um die Ranging-Signale der Transmitter 3 bis 6 welche an die vier Kanäle des Oszilloskops angeschlossen wurden. Während die Transmitter 3 und 4 (gelb, cyan) das Signal synchron aussenden, entfernen sich die Transmitter 5 und 6 (magenta, grün) zusehends von den beiden anderen, da keine Sichtverbindung zu diesen Sync-Antennen gegeben ist.

Für die Labormessungen wurden zwei verschiedene Referenzoszillatoren für die Synchronisation verwendet, um eine Trennung der Gesamtkette in zwei Teilketten zu realisieren. In Abbildung 76 wird gezeigt, wie sich die Transmitter-Signale verschiedener Ketten verhalten, wenn sie durch verschiedene Oszillatoren synchronisiert werden.

- Auf Kanal 1 (gelb) und 2 (cyan) sind die Transmitter 3 und 4 der ersten Kette dargestellt.
- Auf Kanal 3 (magenta) und 4 (grün) sind die Transmitter 5 und 6 der zweiten Kette dargestellt.

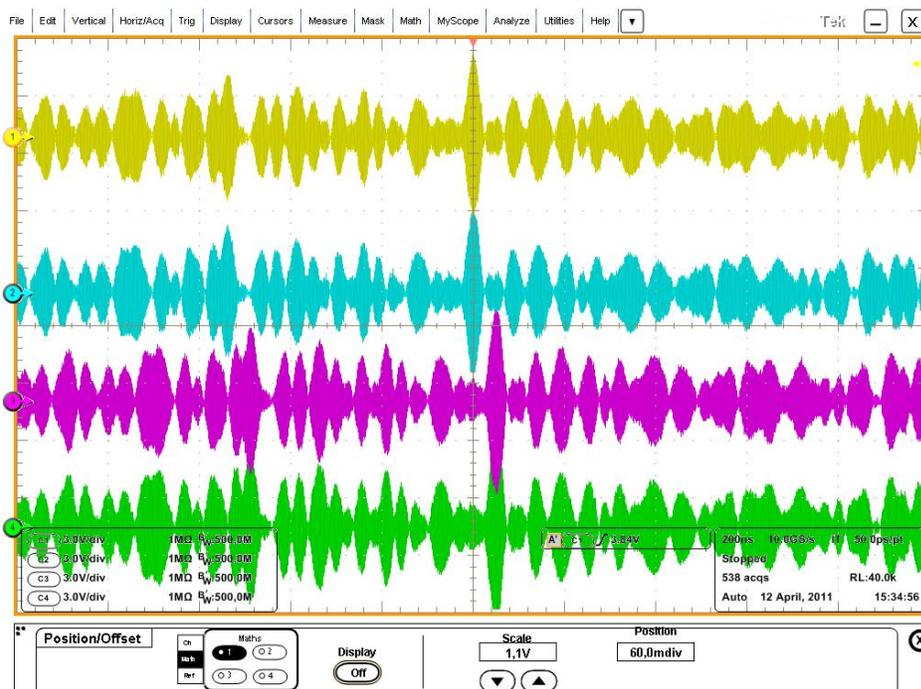


Abbildung 76: Ranging-Signal, Asynchronität aufgrund verschiedener Referenzoszillatoren

Die Verwendung zweier Referenzoszillatoren führt zur Erkenntnis, dass die Signale der Oszillatoren selbst nicht synchron sind. Dadurch ergibt sich - wie erwartet - eine Asynchronität zwischen den beiden Ketten. Hierbei handelt es sich jedoch nicht um einen konstanten Offset zwischen beiden Ketten, vielmehr unterliegt die Asynchronität einer periodischen Schwankung (vergleiche Kapitel 6.2.2 auf Seite 91).

Die sich zeitlich ändernde Asynchronität von Transmitter 5 und 6 gegenüber Transmitter 3 und 4 ist durch Vergleich von Abbildung 76 und Abbildung 77 ersichtlich.

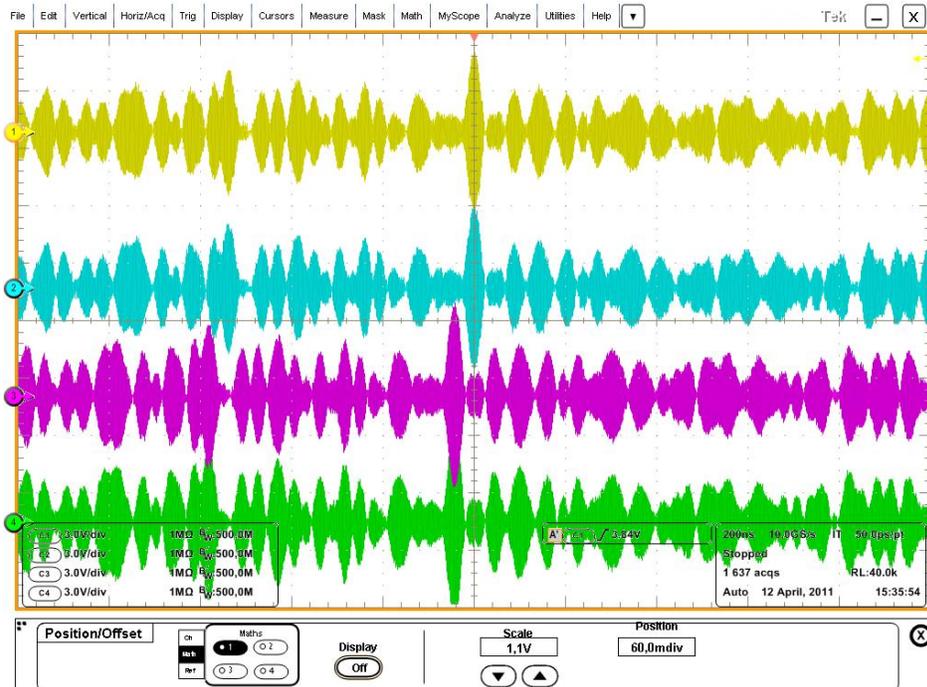


Abbildung 77: Ranging-Signal, Asynchronität aufgrund verschiedener Referenzoszillatoren

6.2.2 Differenz der beiden Uhrenfehler aus dem Ausgleich

Aufgrund der Tatsache, dass zwei verschiedene Referenzoszillatoren für die Teilketten verwendet werden, ist zu erwarten, dass sich Differenzen in der Synchronität der Signale ergeben. Ersichtlich wird dieser Unterschied in der Differenz der geschätzten Uhrenfehler aus dem Ausgleich. Zu jedem Messzeitpunkt, also für jedes Sample kann für die jeweilige Teilkette ein Uhrenfehler geschätzt werden. Vergleicht man die Ergebnisse beider Ketten miteinander, so erkennt man, dass es sich nicht um einen konstanten Offset zwischen den Ketten handelt, sondern dass sich die Differenz zwischen den beiden Uhrenfehlern über die Zeit ändert (Abbildung 78).

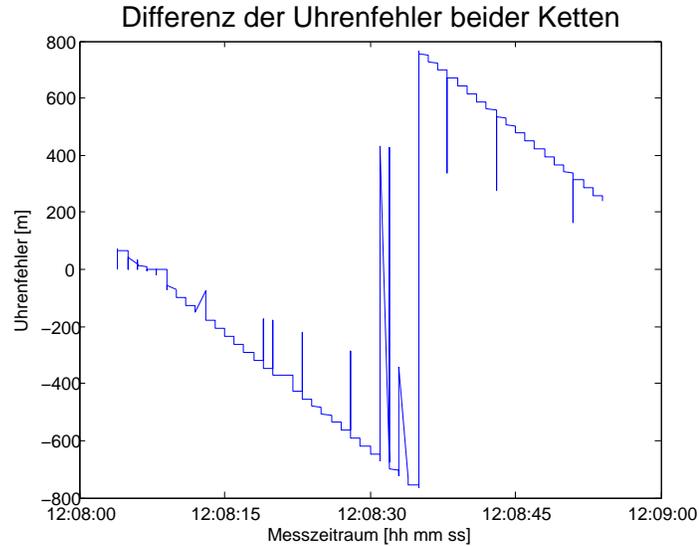


Abbildung 78: Differenz der Uhrenfehler beider Ketten, Zeitraum: ca. eine Minuten

In Abbildung 78 sind neben dem Verlauf der Uhrenfehlerdifferenz beider Ketten auch einzelne Ausreißer in den gemessenen Ranges, welche aus Fehlern in der Signalverarbeitung stammen, zu erkennen. Es zeigt sich über den gemessenen Zeitraum eine lineare Veränderung der Differenz zwischen den Uhrenfehlern. Um genauere Aussagen über den Verlauf der Differenzen beider Uhrenfehler treffen zu können, werden in den folgenden Messungen Langzeitbeobachtungen durchgeführt. Es wurden zwei Messreihen aufgezeichnet, bei denen die Messdauer zehn Minuten bzw. zwei Stunden betrug. Abbildung 79 zeigt über einen Zeitraum von zehn Minuten das periodische Verhalten der Uhrenfehlerdifferenz beider Ketten. In Abbildung 80 ist das Verhalten über einen Zeitraum von zwei Stunden dargestellt.

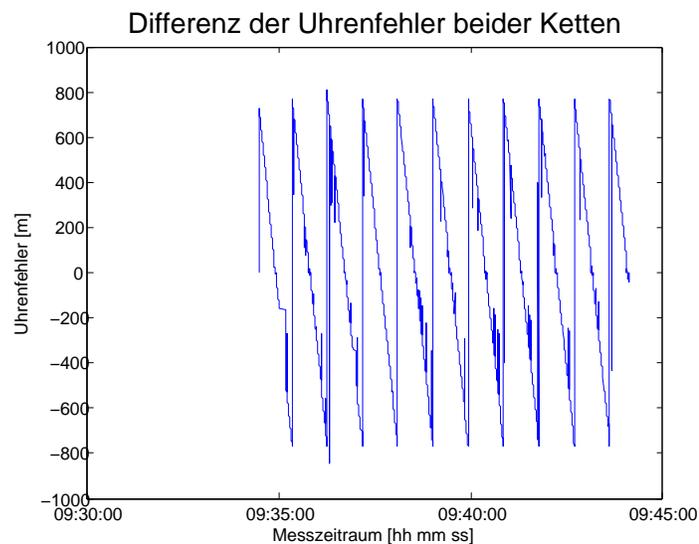


Abbildung 79: Differenz der Uhrenfehler beider Ketten, Zeitraum: ca. zehn Minuten

Es zeigt sich, dass sich das Verhalten der Differenzen in einer gewissen Periode wiederholt.

Die Periodendauer beträgt in dieser Konfiguration etwa eine Minute (Abbildung 79) und ist von den Oszillatoren abhängig. Zusätzlich ist zu erkennen, dass sich die Amplitude, also maximale und minimale Differenz der beiden Uhrenfehler, im Bereich zwischen $+768$ m und -768 m bewegt. Dies kann damit begründet werden, dass der Eindeutigkeitsbereich des Signals bei 1536 m endet.

Anhand der Messreihe mit einer Dauer von zwei Stunden kann das Langzeitverhalten der Differenz zwischen den geschätzten Uhrenfehlern gezeigt werden (Abbildung 80). Die Periodendauer und die Amplitude sind wie in Abbildung 79 auch über diesen Zeitraum stabil.

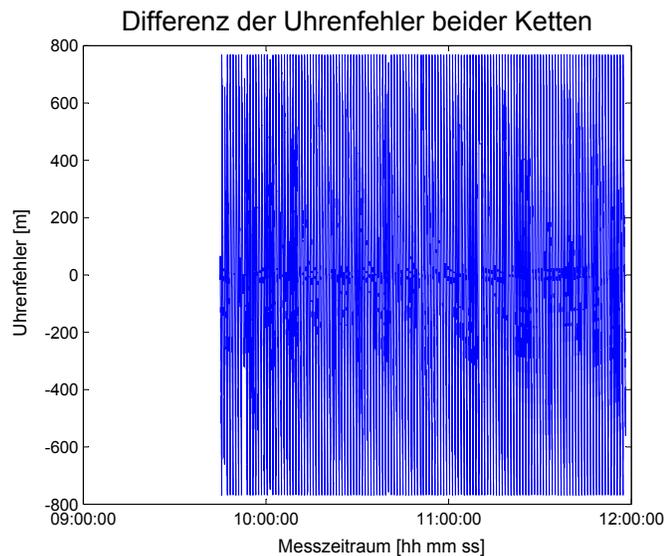


Abbildung 80: Differenz der Uhrenfehler beider Ketten, Zeitraum: ca. zwei Stunden

Durch die Untersuchung des Uhrenfehlers kann zusammenfassend festgestellt werden, dass es sich nicht um einen konstanten Offset zwischen den beiden Uhrenfehlern, sondern um eine sich zeitlich ändernde Differenz zwischen den Uhrenfehlern beider Ketten handelt.

Da nun festgestellt wurde, dass bei Verwendung von zwei verschiedenen Referenzoszillatoren tatsächlich unterschiedliche Verläufe zwischen den Signalen gegeben sind und Differenzen in den Uhrenfehlern beider Ketten auftreten, soll im folgenden Kapitel 6.3 der theoretische Ansatz zur Kettenteilung analysiert und anhand verschiedener Teilungsvarianten simuliert werden.

6.3 Verifikation durch Simulation

6.3.1 Modellierung des Verhaltens von Synchronisations-Ketten

Zuerst wird das Verhalten der Ergebnisse aus dem ursprünglichen Algorithmus bei asynchronen Transmittern modelliert. Da in diesem ursprünglichem Algorithmus keine Kettenteilung vorgesehen ist, kann bei asynchronen Ketten kein zufriedenstellendes Ergebnis erreicht werden. Im nächsten Schritt wird mit dem veränderten Algorithmus das Verhalten bei unterschiedlicher Anzahl und unterschiedlicher Verteilung der Teilketten modelliert.

Ausgleich Gesamtkette

Ausgehend vom Ausgleich einer Gesamtkette mit acht synchronen Transmittern (Abbildung 81) wird die Konfiguration Schritt für Schritt verändert. Während in diesem Versuch synchrone Transmitter gegeben sind und eine Gesamtkette ausgeglichen wird, ist in Abbildung 82 der Fall eines Gesamtausgleiches bei nicht synchronen Transmittern dargestellt.

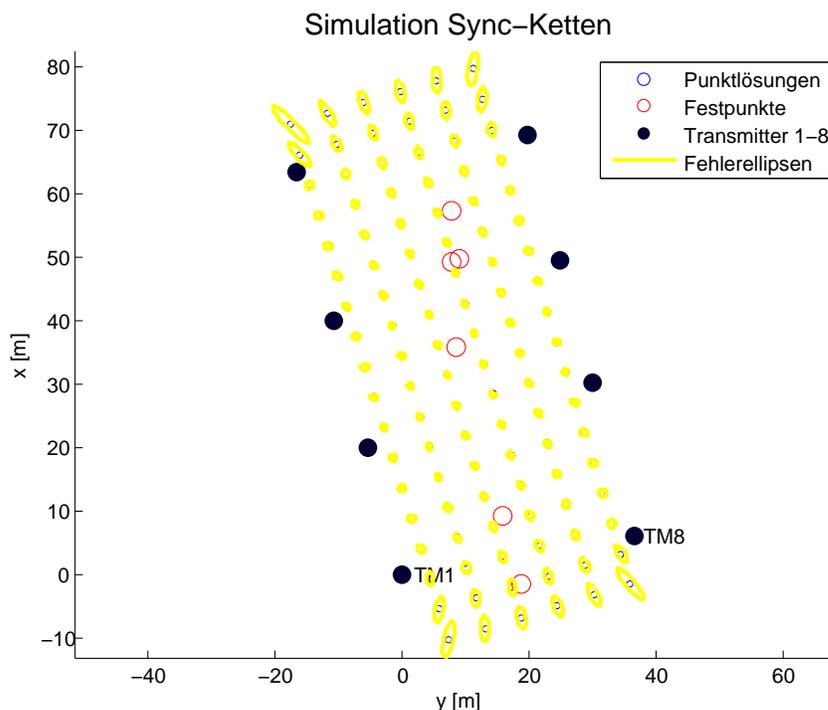


Abbildung 81: Ausgleich in einer Gesamtkette (alle TM synchronisiert)

Zur besseren Analyse der Ergebnisse variiert bei der Simulation die Position des Empfängers innerhalb des Bereiches zwischen den Transmittern in einem regelmäßigen Raster (Abbildung 81). Zusätzlich zu den Empfängerkoordinaten werden die Fehlerellipsen zur relativen Qualitätsbeurteilung berechnet und visualisiert. Die dargestellten Festpunkte dienen in späteren Versuchen als Referenz, sämtliche Berechnungen werden hier auf den TDoA-Ansatz beschränkt, da sich die Ergebnisse im Vergleich zur ToA-Lösung nicht wesentlich unterscheiden. Es ist zu erwähnen, dass bei den folgenden Simulationsbeispielen die Ranges aus den zuvor gewählten Rasterpunkten berechnet werden (Euklidischer Abstand zwischen Rasterpunkt und Transmit-

terstandpunkt) und direkt in den Ausgleichsvorgang eingeführt werden. Durch die Fehlerellipsen ist es möglich, einen Eindruck über die Punktlagegenauigkeit innerhalb und am Rand des Rasters zu erlangen. Es zeigt sich, dass die Punktlagegenauigkeit über den gesamten Bereich sehr variiert. Weiters ermöglichen die Fehlerellipsen einen Vergleich der Veränderung der Punktlagegenauigkeit bei fortschreitender Kettenteilung.

Ausgleich Gesamtkette mit Synchronisations-Offset

Um darzustellen, was bei nicht synchronisierten Transmitterstationen geschieht, wird im nächsten Beispiel ein künstlicher Synchronisationsfehler von 50 m eingeführt. Bei Trennung der Gesamtkette in zwei gleich große Teile werden also die Ranges der einen Teilkette (Transmitter 1 - 4) mit einer Konstante von 50 m beaufschlagt. Diese Daten werden im Ausgleich jedoch als Gesamtkette betrachtet und führen in der herkömmlichen Berechnung (Algorithmus ohne Kettenteilung) zu fehlerhaft geschätzten Punkten (Abbildung 82).

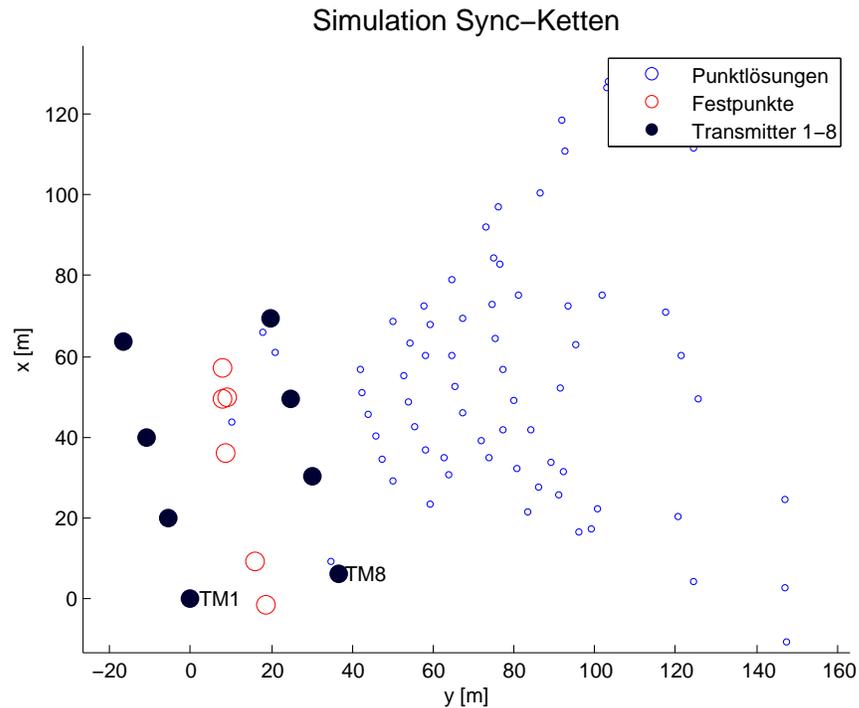


Abbildung 82: Ausgleich in einer Gesamtkette mit Synchronisations-Offset

Der Algorithmus ist in diesem Fall infolge der Asynchronität der Transmitter nicht in der Lage sinnvolle Punktlösungen zu berechnen. Der ursprüngliche Raster wird nicht annähernd reproduziert.

Ausgleich zweier Teilketten mit Synchronisations-Offset

Die Möglichkeit, dem bestehenden ToA-Algorithmus hinsichtlich eines solchen Synchronisations-Offsets Resistenz zu verschaffen, liegt nun im Mitschätzen eines weiteren Uhrenfehlers (siehe Formel 29 Kapitel 3.1.2). Auf diese Weise kann zusätzlich zum Empfängeruhrenfehler der Synchronisationsfehler der einen Teilkette gegenüber der anderen Teilketten eruiert werden. Die Teilung wird so vorgenommen, das für Transmitter 1 - 4 und Transmitter 5 - 8 jeweils ein gemeinsamer Uhrenfehler geschätzt werden kann.

Zwar wird beim Ausgleich zweier Teilketten (Einführen eines weiteren Uhrenfehlers) bei gleichbleibenden Beobachtungen die Anzahl der Unbekannten erweitert, wodurch sich eine geringere Überbestimmung ergibt, jedoch zeigt sich im Gegensatz zu Abbildung 82 eine gute Positionslösung für alle Punkte aus dem Raster (Abbildung 83). Durch die Kettenteilung sind nun im Vergleich zu Abbildung 81 beim Ausgleich einer Gesamtkette vergrößerte Fehlerellipsen zu erkennen.

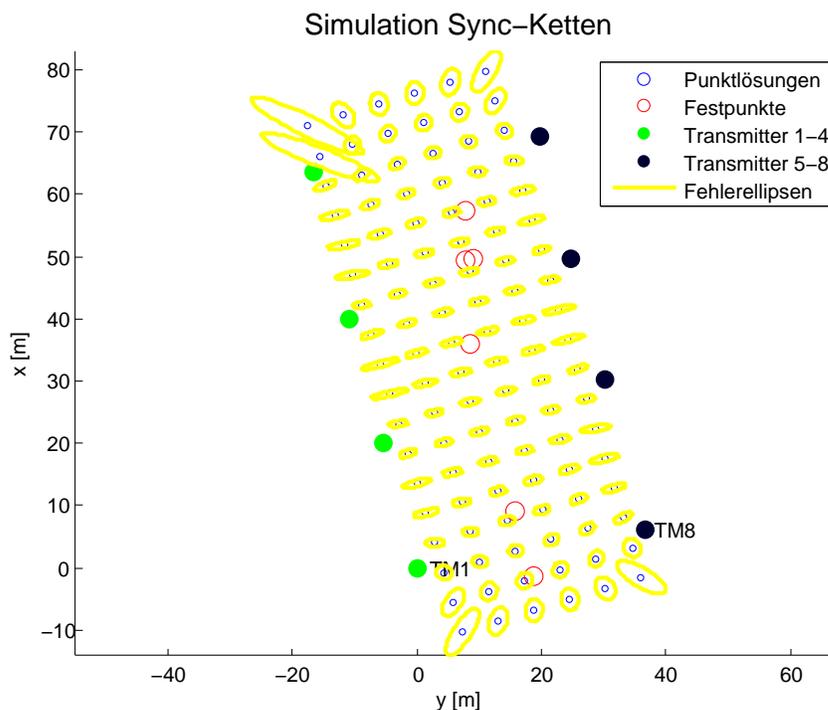


Abbildung 83: Ausgleich zweier Teilketten

Ausgleich mit drei Teilketten

Neben der Möglichkeit eines Ausgleichs zweier Teilketten ist in diesem Lösungsansatz auch die Teilung in drei oder vier Teilketten denkbar. Da die gerade Anzahl an Transmittern nicht gleichmäßig auf drei Ketten zu verteilen ist, werden in diesem Fall die Transmitter 1 - 2 - 3, 4 - 5 - 6 und 7 - 8 jeweils einer Kette zugewiesen. Bei einer Teilung in drei Ketten ergeben sich für den Raster folgende Punktlösungen samt Ellipsen (Abbildung 84).

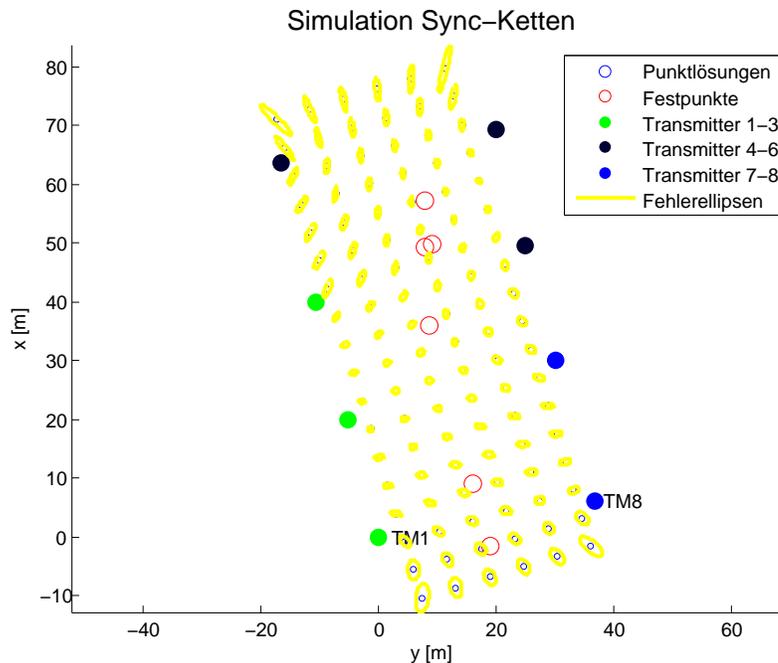


Abbildung 84: Ausgleich mit drei Teilketten

Bei Teilung der Gesamtkette in drei Teilketten ist eine Veränderung der Größe und Ausrichtung der Fehlerellipsen zu beobachten. Im Inneren des Rasters sind, wie beim Ausgleich einer Gesamtkette, Ellipsen in der Größenordnung von wenigen Metern zu erkennen. Generell sind die Ellipsen kleiner als bei Verwendung zweier Teilketten, die Ausrichtung richtet sich nach der Zuteilung der Transmitter zu den Ketten.

Ausgleich mit vier Teilketten

Als größtmögliche Teilungsvariante sind vier Ketten zu je zwei Transmittern möglich. Eine weitere Kettenteilung wäre bei einer Gesamtanzahl von acht Transmittern zwecklos.

Die Kettenteilung wurde zuerst so vorgenommen, dass die Transmitter 1 - 2, 3 - 4, 5 - 6 und 7 - 8 jeweils in einer Kette vereint sind. In diesem Fall müssen vier Referenzoszillatoren verwendet und vier Empfängeruhrenfehler geschätzt werden. Im Vergleich zur Teilung in zwei Teilketten (Abbildung 83) und drei Teilketten (Abbildung 84) ist in Abbildung 85 zu erkennen, dass sich die Fehlerellipsen bei Verwendung von vier Teilketten wesentlich vergrößern, was vor allem auf die geringere Überbestimmung im Ausgleich zurückzuführen ist.

Auswirkung der Gruppenbildung

Da bezüglich der geometrischen Anordnung verschiedene Zugehörigkeiten der Transmitter zueinander möglich sind, wird in einer weiteren Darstellung (Abbildung 86) die Zugehörigkeit variiert und untersucht, ob eine Veränderung der Kettenpaare zu besseren Ergebnissen führt. Die Transmitter 2 - 3, 4 - 5, 6 - 7 und 8 - 1 sind in dieser Darstellung zu kurzen Ketten vereint.

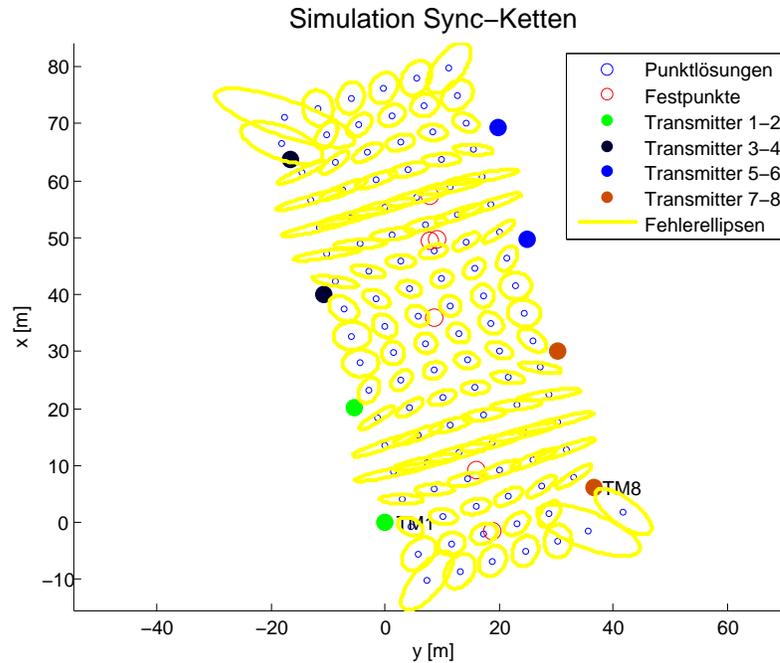


Abbildung 85: Ausgleich mit vier Teilketten

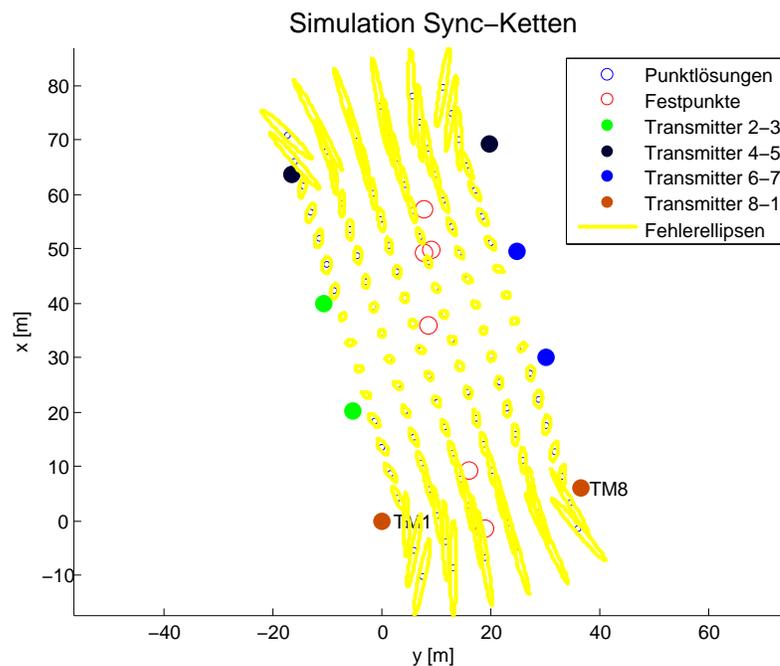


Abbildung 86: Ausgleich mit vier Teilketten, veränderte Zugehörigkeit

Aus den verschiedenen Anordnungen der Ketten geht hervor, dass die Gruppierung der Transmitter eine Auswirkung auf die Positionsbestimmung hat (vergleiche Abbildung 85 und Abbildung 86). Bereits an der Größe und Ausrichtung der Fehlerellipsen lässt sich der geometrische Einfluss der Transmitterpositionen erkennen.

6.3.2 Labormessungen mit zwei Zeitreferenzen, Navi-Signal über Kabel

Um anhand realistischer Messdaten die Positionsbestimmung bei asynchronen Teilketten näher zu untersuchen, werden Messungen im Labor vorgenommen, deren Auswertung und Ergebnisse im folgenden Kapitel näher erläutert werden.

Messaufbau

In einer ersten Messanordnung sollen Daten durch kabelgebundenes Messen generiert werden. Dies bedeutet, dass zum einen die Synchronisation einer der beiden Ketten kabelgebunden von-statten geht, und zum anderen, dass das Ranging-Signal für alle Transmitter kabelgebunden an den Empfänger geführt wird. Anstatt der Laufzeitmessung über eine Funkstrecke soll nun die Laufzeit der Signale kabelgebunden ermittelt werden. Dadurch werden sämtliche Störeinflüsse, welche durch die Funkwellenübertragung entstehen, ausgeblendet und die zur Positionsschätzung relevanten Ranging-Signale werden unverändert von den Sendern zum Empfänger übertragen. Das Signal des Referenzoszillators der zweiten Kette wird während der gesamten Labormessungen kabelgebunden zu den einzelnen Transmittern übertragen und nicht, wie in der anderen Kette, über Synchronisationsantennen.

Um den Aspekt der Asynchronität zweier Teilketten zu betrachten, werden die Transmitter unterschiedlichen Ketten zugeordnet und in diesen Messungen tatsächlich auch von verschiedenen Referenzoszillatoren mit einem Signal versorgt (Abbildung 87).

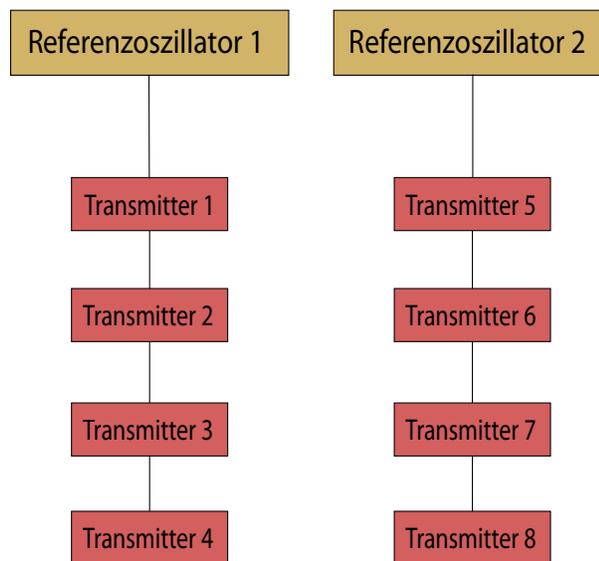


Abbildung 87: Zuordnung der Transmitter

Mit der Trennung in zwei Teilketten kann das Verhalten des Positions-Schätzers im Falle von asynchronen Transmittern untersucht werden. Es wird davon ausgegangen, dass jeweils die Transmitter innerhalb einer Kette, nicht jedoch Transmitter verschiedener Ketten miteinander synchron sind.

Bei der Messung mit Kabelverbindungen ist darauf zu achten, dass um äquivalente Strecken zu erhalten auch gleich lange Kabel verwendet werden müssen. Sämtliche Transmitter werden über einen „Coaxial Power Combiner ZFSC-8-1“ mit dem Empfänger verbunden (Abbildung 88). Zusätzlich werden Dämpfungselemente (Dämpfung 60 dB) zwischengeschaltet, um die Signalstärke anzupassen.



Abbildung 88: Dämpfung und Coaxial Power Combiner ZFSC-8-1

Während bei den Messungen außerhalb des Labors entweder koordinativ bekannte Punkte als Standpunkte für die Senderstationen herangezogen werden oder im Echtzeitbetrieb die Lagekoordinaten der Transmitter-Standpunkte durch die an den Stationen montierten GPS-Empfänger ermittelt werden, müssen für die Labormessungen fiktive Standpunkte berechnet werden. Aus der Tatsache, dass alle Kabelverbindungen gleich lang gewählt wurden, wird abgeleitet, dass sich alle acht Sendestationen auf einem Kreis befinden müssen. Im Mittelpunkt des Kreises sollte die geschätzte Position des Empfängers zu liegen kommen. Der Radius dieses Kreises entspricht der Länge des Kabels zwischen Sender und Empfänger. Wird der Radius nicht entsprechend gewählt, so kann im Ausgleich zwar eine Position geschätzt werden, die Differenz findet sich jedoch im mitgeschätzten Uhrenfehler wieder.

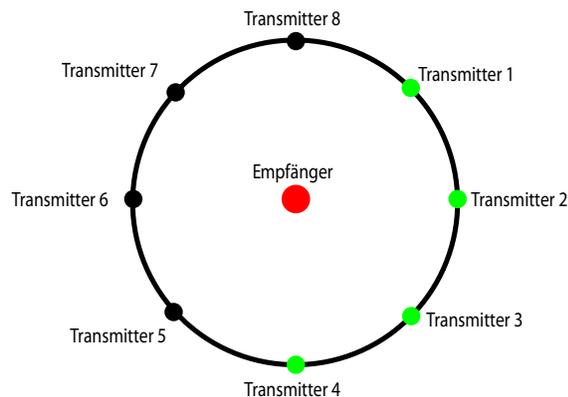


Abbildung 89: Anordnung der Transmitter

Durch diese Anordnung ergibt sich weiters der Vorteil, dass eine flexible Aufteilung der

Transmitter über den gesamten Kreis möglich ist. So kann zusätzlich die Auswirkung von geometrisch günstigeren und geometrisch ungünstigeren Konfigurationen erprobt werden.

Ergebnis Positionslösungen

Aus der ersten Testmessung geht hervor, dass bei kabelgebundenen Strecken die Empfängerposition sehr präzise geschätzt werden kann (Lageabweichungen im Dezimeterbereich). Es wird nochmals darauf hingewiesen, dass es sich in dieser Berechnung bereits um den Ausgleich zweier Teilketten handelt, da ja wie eingangs erwähnt, zwei verschiedene Referenzoszillatoren zur Synchronisation der beiden Ketten verwendet werden. Es kann gezeigt werden, dass der theoretische Ansatz der Kettenteilung durchaus in die Praxis umgesetzt werden kann und dass unter den gegebenen Voraussetzungen (idealisierte Bedingungen) auch präzise Empfängerpositionslösungen resultieren (Abbildung 90).

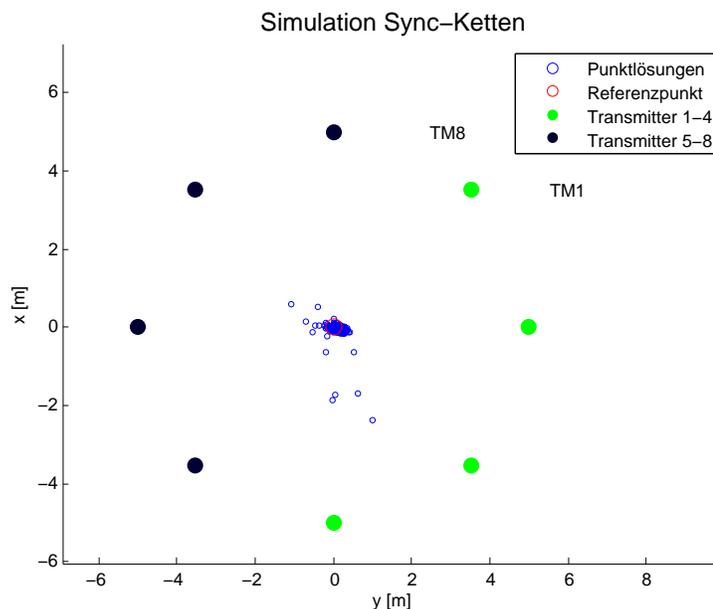


Abbildung 90: Kettenteilung bei idealisierten Bedingungen, Navi-Signal über Kabel

In dem oben angeführten Beispiel wurden Samples über ca. 40 Sekunden aufgezeichnet, bei einer Aufzeichnungsrate von 20 Hz ergeben sich dadurch 800 geschätzte Einzelpositionen. Diese Art der Positionsbestimmung führt aus Gründen optimaler Voraussetzungen zu wesentlich besseren Ergebnissen als dies der Fall ist, wenn wie in den später folgenden Beispielen Funkwellen zur Übertragung des Signals verwendet werden. Über 95% der Punktlösungen liegen innerhalb eines halben Meters um den Referenzpunkt, obwohl im Schätzer zwei getrennte Ketten ausgeglichen wurden.

6.3.3 Labormessungen mit zwei Zeitreferenzen, Navi-Signal via Antenne

Die kabelgebundene Positionsschätzung dient lediglich als Referenz für weitere Untersuchungen, hat jedoch für den realen Einsatz des Indoor-Positionierungssystems keine Relevanz. Beim Übergang auf funkbasierte Laufzeitmessungen im Labor können durch Vergleich mit den kabelgebundenen Laufzeitmessungen sogleich Unterschiede und zusätzliche Fehlereinflüsse festgestellt werden. Die Synchronisation der zweiten Teilkette findet nach wie vor kabelgebunden statt, der Unterschied liegt nur in der Übertragung des Navigationssignals.

Bei diesem Versuch werden also die zuvor kabelgebundenen Laufzeitmessungen durch Funkstreckenmessungen innerhalb des Laborraumes ersetzt. Wiederum werden zwei asynchrone Teilketten gebildet und von zwei verschiedene Referenzoszillatoren synchronisiert. In Abbildung 91 ist zu erkennen, dass durch den Übergang auf funkübertragene Messungen die Streuung für die geschätzten Positionslösungen aus dem Ausgleich um einiges größer ausfallen. Sowohl die Präzision als auch die Genauigkeit reagiert anscheinend auf Fehlereinflüsse der Funksignalübertragung.

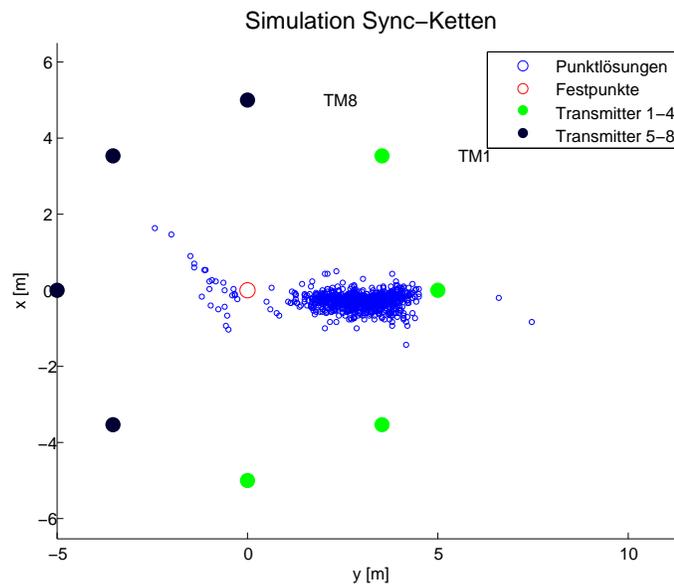


Abbildung 91: Kettenteilung mit zwei Zeitreferenzen, Navi-Signal via Antenne

Auch wenn das Signal bei der Messung innerhalb des Laborraumes zwar absichtlich gedämpft wird um ein Übersteuern im Empfänger aufgrund eines zu starken Signals zu vermeiden, so ist davon auszugehen, dass durch Reflektion und Mehrwegeeffekte im Raum Fehler in der Streckenmessung auftreten. Schon während der Messungen kann eine hohe Empfindlichkeit des Systems gegenüber minimalen Veränderungen der Antennenposition festgestellt werden. Ein Vergleich der Ranges während der Messung deutet darauf hin, dass je nach Anordnung der Antenne im Raum unterschiedliche Ergebnisse zustandekommen, obwohl alle Antennen den gleich großen Abstand zum Empfänger beibehalten. Bei der Bewegung der Antenne genügt bereits eine Veränderung der Position oder Ausrichtung der Antenne im Raum um wenige Zentimeter.

Bei einer bewusst herbeigeführten, optimalen Ausrichtung der Antennen, sodass möglichst geringe Unterschiede zwischen den gemessenen Strecken zum Empfänger entstehen, ergibt sich das in Abbildung 92 dargestellte Resultat. Die Ergebnisse variieren bei minimaler Bewegung der Empfängerantenne und der Senderantenne. Durch absichtliche Beeinflussung dieses Effektes konnte die hohe Sensibilität des Systems gegenüber kleinen Bewegungen bereits in diesen Messungen festgestellt werden.

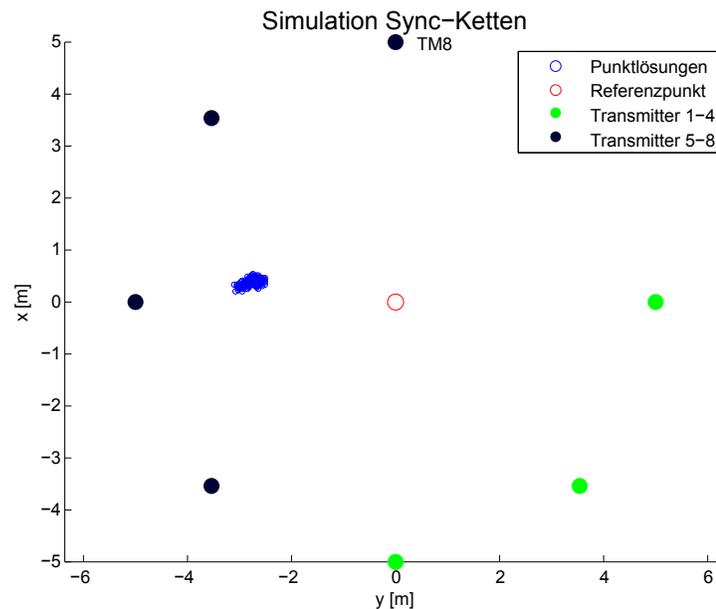


Abbildung 92: Hohe Präzision lediglich wegen optimierter Ausrichtung der Antennen

Durch die geringen Unterschiede in den gemessenen Ranges, welche in diesem Beispiel durch eine optimale Ausrichtung der Antennen im Raum erzielt werden konnten, weist die Punktwolke der ermittelten Empfängerposition eine erhöhte Präzision auf. Geringere Differenzen in den Ranges sind aber nicht zwingend ein Garant für richtig gemessene Strecken. Diese können durchaus vom wahren Wert der Strecke, also der wahren Entfernung zwischen Sender und Empfänger abweichen. Somit muss festgestellt werden, dass eine erhöhte Präzision in der Punktbestimmung nicht unbedingt mit einer verbesserten Genauigkeit einhergeht und aus diesem Grund die geschätzte Position des Empfängers nicht mit der wahren Position, welche in der Mitte des Kreises liegt, übereinstimmen muss.

6.3.4 Einfluss des Netzdesigns

In diesem Kapitel wird der Einfluss des Netzdesigns im Ausgleich (Positionen und Geometrie der Transmitter) auf die Güte der Punktlösungen gezeigt. Für das zuvor gewählte Beispiel (Abbildung 92) werden nun die Positionen der Transmitter geändert, sodass letztendlich alle Transmitter auf einer Seite des Kreises zu liegen kommen (siehe Abbildung 93 bis Abbildung 95).

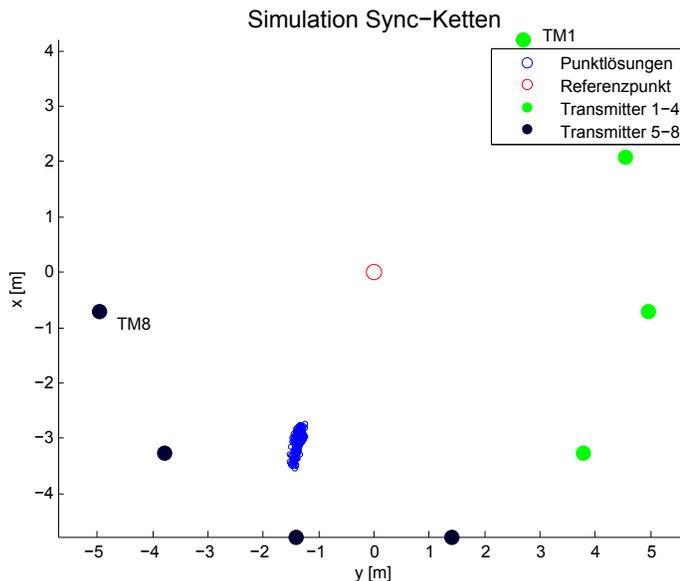


Abbildung 93: Veränderte Geometrie, Bild 1

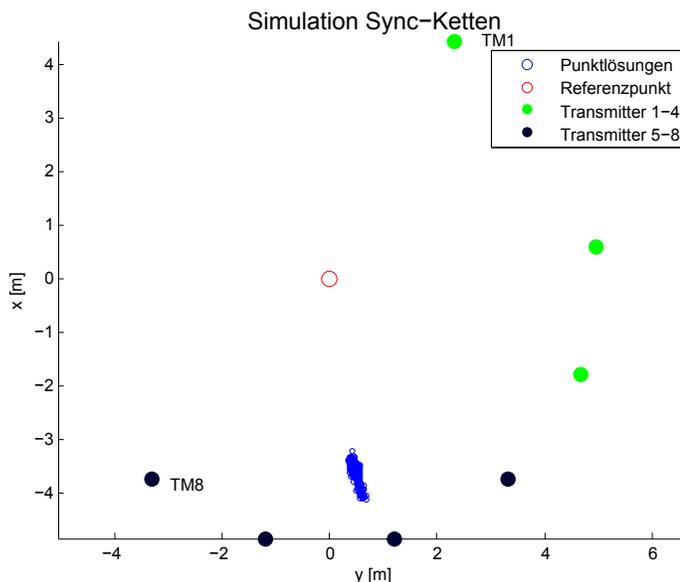


Abbildung 94: Veränderte Geometrie, Bild 2

Obwohl es sich um dieselben Ranges handelt, ergeben sich durch die geänderte Position der Transmitter am Kreis (Abbildung 93 und 94) im Vergleich zu Abbildung 92 differente Positi-

onslösungen. Die Präzision scheint gleich zu bleiben, jedoch verschieben sich die Punktlösungen bei jedem Schritt um etwa zwei bis drei Meter. In Abbildung 94 ist eine Verschiebung um zwei Meter in Richtung der y-Achse zu erkennen.

Bei fortschreitender Veränderung der Transmitterposition, also einer Verschlechterung des Netzdesigns hinsichtlich der Schnittgeometrie der Verbindungslinien zwischen Transmitter und Empfänger, entfernen sich die Punktlösungen weiter von der ursprünglichen Position (Abbildung 95). Ein unmittelbarer Zusammenhang zwischen Geometrie und geschätzter Position kann also für diesen Fall nachgewiesen werden.

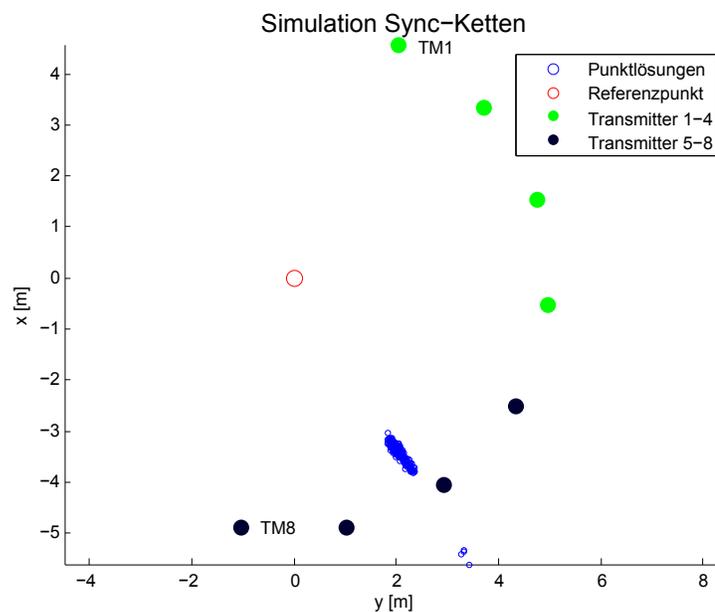


Abbildung 95: Veränderte Geometrie, Bild 3

Einfluss Mehrwegeeffekt

Aus einer Vielzahl an Messungen geht hervor, dass Mehrwegeeffekte innerhalb und außerhalb des Labors einen großen Einfluss auf die gemessenen Ranges und damit auf die ermittelte Empfängerposition haben. Um die Variation der Mehrwegeeffekte anhand nahe beieinander liegender, jedoch unterschiedlicher Empfängerstandorte zu zeigen, werden nachfolgend Abbildung 96 und Abbildung 97 einander gegenübergestellt.

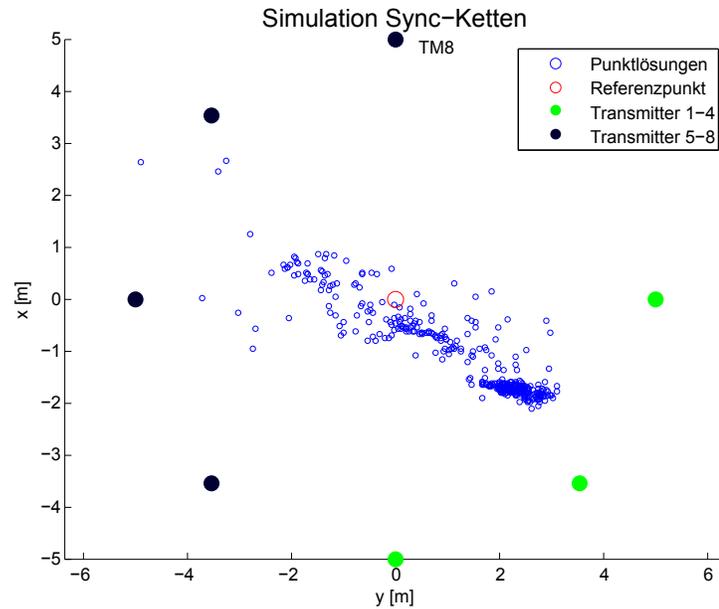


Abbildung 96: Empfänger außerhalb des Labors Stdpkt. 1

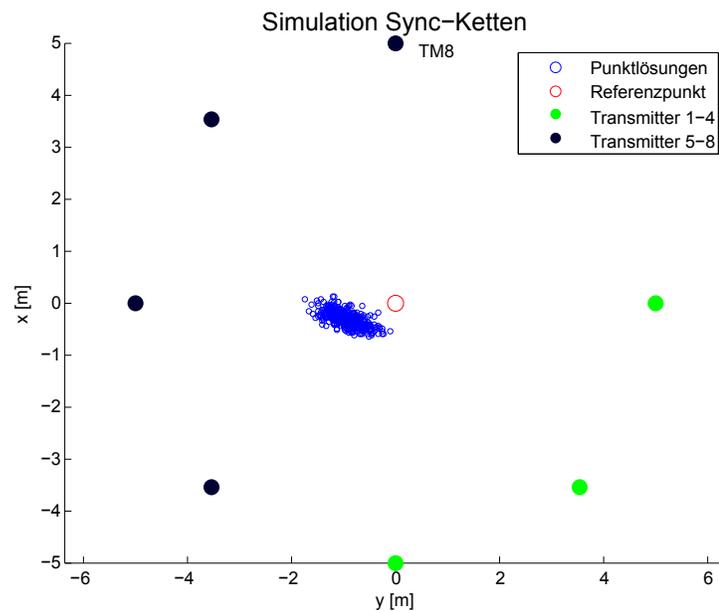


Abbildung 97: Empfänger außerhalb des Labors Stdpkt. 2

Aus den Abbildungen 96 und 97 geht hervor, dass eine vertikale Bewegung des Empfängers entlang der Fluchtlinie, auf welcher die Entfernung zu allen Transmittern immer gleich groß ist, Unterschiede in der Präzision der Ergebnisse bringt. So variieren die Höhe der Empfängerantenne lediglich um wenige Meter, trotzdem ergeben sich vollkommen unterschiedliche Streuungen der geschätzten Punktlösungen, welche auf Mehrwegeeffekte zurückzuführen sind.

6.4 Verifikation durch Testmessungen

6.4.1 Testmessung Standardsynchronisierung (Gebäude 23)

Bevor tatsächlich auf Messdaten eingegangen wird, welche von Testmessungen stammen, in denen eine Asynchronität der Transmitter bewusst herbeigeführt wurde, wird der veränderte Ausgleichsalgorithmus auf ursprüngliche Messsamples (ohne Auftreten von Asynchronitäten) angewendet. Um Schritt für Schritt die Effekte der Kettenteilung zu verfolgen, werden die Rangesynchronisierter Transmitter jeweils zum einen in einem Ausgleich mit einer Gesamtkette und zum anderen in einem Ausgleichsvorgang mit zwei getrennten Teilketten ausgewertet.

In diesem Abschnitt werden beispielhafte Ergebnisse aus den Samples der Testmessungen in Gebäude Nr. 23 angeführt, wobei lediglich einige Messpunkte (siehe Abbildung 98), in denen diese Samples aufgenommen wurden, zum Vergleich herangezogen werden. Da in den Punkten 5 und 6 aus Gründen spezieller Vorkommnisse bereits bei herkömmlicher Berechnung größere Ungenauigkeiten auftreten, werden lediglich die Punkte 1, 2, 3 und 4, welche ebenfalls innerhalb des Gebäudes liegen, zur Veranschaulichung des Problems der Kettenteilung herangezogen.

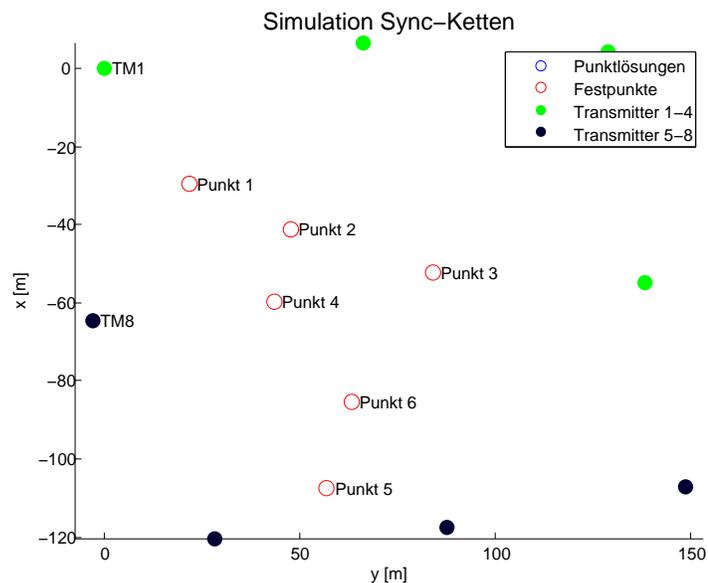


Abbildung 98: Punktübersicht, Testmessung Gebäude 23

Als Referenz für die Messung dienen koordinativ bekannte Punkte (Abbildung 98), welche im Inneren des Gebäudes bereits zu einem früheren Zeitpunkt vermessen und markiert wurden.

In der folgenden Darstellung (Abbildung 99) ist das Ergebnis der herkömmlichen Berechnung auf Basis einer Gesamtkette für Punkt 1 zu sehen. Abbildung 100 zeigt die Punktlösungen für den selben Punkt, jedoch nach Berechnung mit zwei getrennten Teilketten.

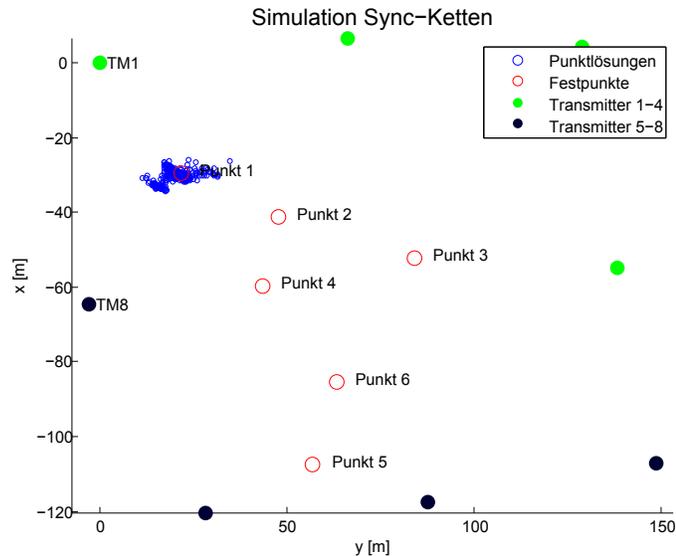


Abbildung 99: Positionsberechnung Punkt 1, Gesamtkette

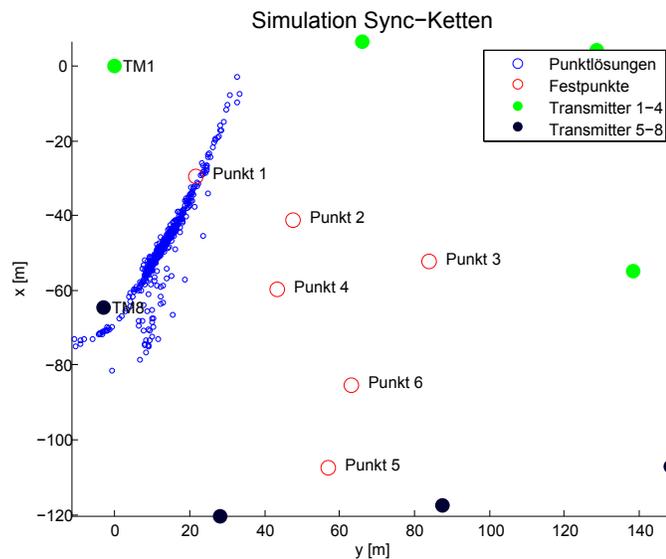


Abbildung 100: Positionsberechnung Punkt 1, zwei Teilketten

Eine ungewöhnliches, jedoch für diesen Punkt spezifisches Verhalten der Zwei-Ketten-Lösung im Vergleich zur Gesamtketten-Lösung ist in Abbildung 100 zu bemerken. Die Streuung der Punktlösungen ist wesentlich größer als bei anderen Beispielpunkten. Dies ist auf die Tatsache zurückzuführen, dass dieser Punkt am Rand des Bereiches liegt und die Signale der Transmitter daher in sehr unterschiedlicher Qualität am Empfänger ankommen.

Auch für Punkt 2 ist zuerst das Ergebnis der herkömmlichen Berechnung mit einer Gesamtkette (Abbildung 101) und nachfolgend mit zwei Teilketten (Abbildung 102) angeführt.

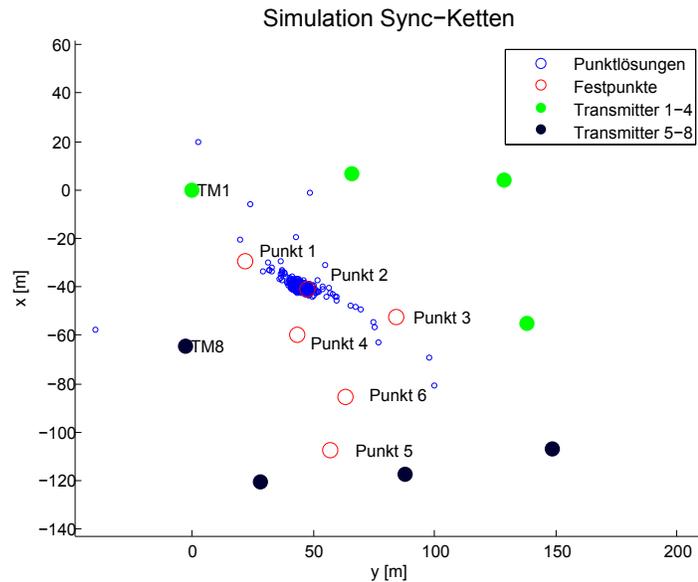


Abbildung 101: Positionsberechnung Punkt 2, Gesamtkette

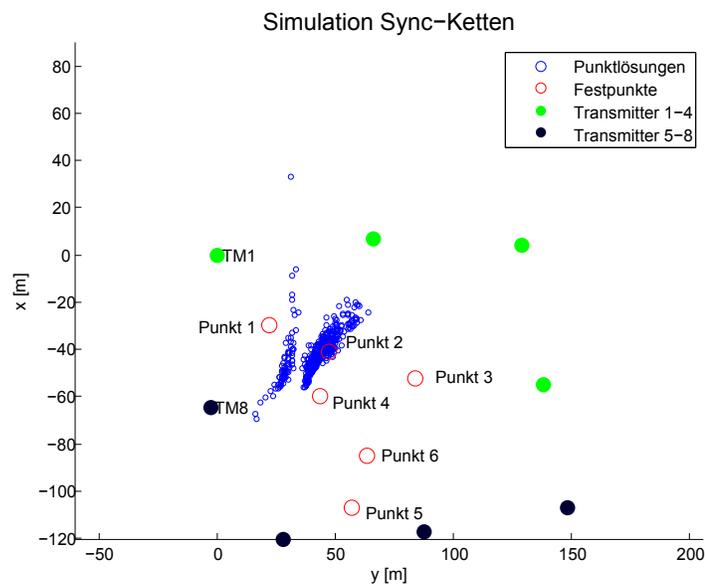


Abbildung 102: Positionsberechnung Punkt 2, zwei Teilketten

In Abbildung 102 ist zu erkennen, dass die bereits vor der Teilung der Gesamtkette vorhandene Streuung der berechneten Punktlösungen durch das Teilen weiter vergrößert wird. Während diese zu Beginn im Bereich von wenigen Metern lag, ist nun eine Streuung von mehr als 20 Metern zu verzeichnen.

Ähnlich stellt sich das Problem auch bei Punkt 3 dar. Wieder sind in der oberen Graphik (Abbildung 103) Punktlösungen dargestellt, welche aus einer Gesamtkette resultieren und in der unteren Graphik (Abbildung 104) jene, welche aus der Berechnung durch zwei Teilketten resultieren.

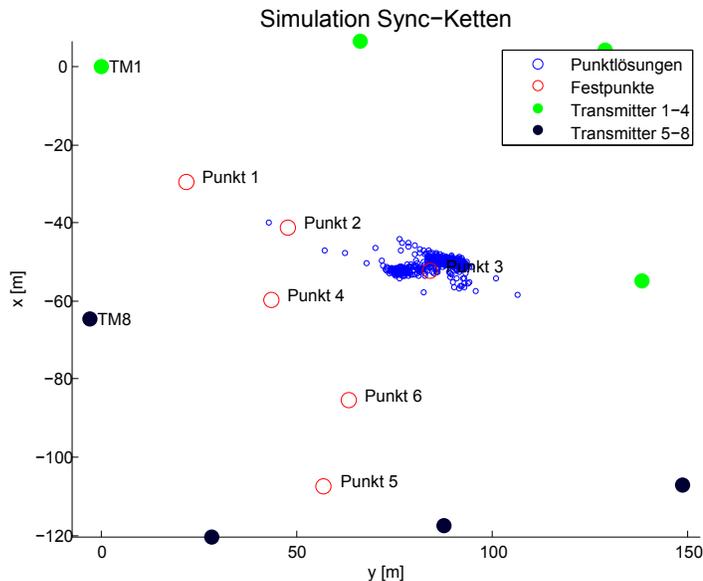


Abbildung 103: Positionsberechnung Punkt 3, Gesamtkette

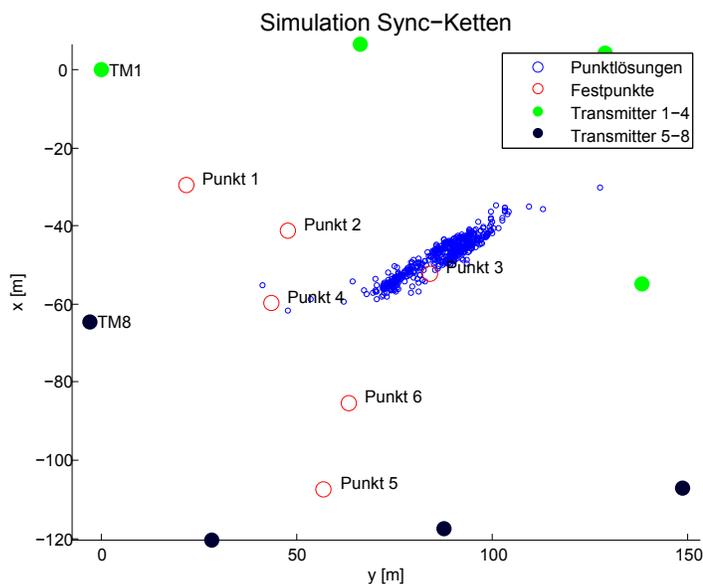


Abbildung 104: Positionsberechnung Punkt 3, zwei Teilketten

Auch in diesem Fall vergrößert sich die Streuung der Punktlösungen durch die Teilung in zwei Teilketten auf etwa 30 Meter.

Abschließend folgen die Darstellungen für Punkt 4. (Gesamtkette - Abbildung 103; Teilketten - Abbildung 104)

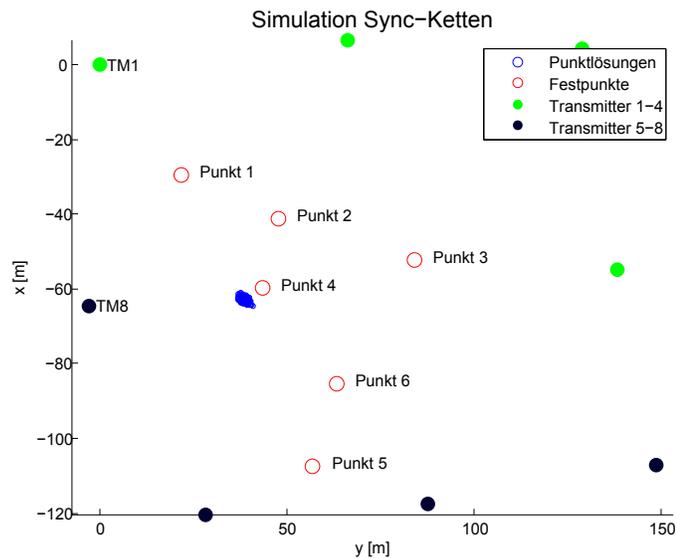


Abbildung 105: Positionsrechnung Punkt 4, Gesamtkette

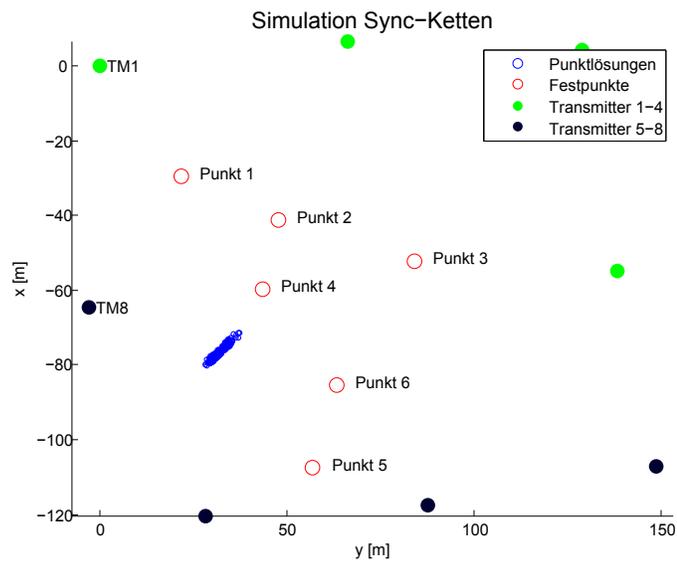


Abbildung 106: Positionsrechnung Punkt 4, zwei Teilketten

Aus den Ergebnissen der Beispiel-Punkte 1 - 4 geht hervor, dass bei Teilung der Gesamtkette trotz Verwendung der selben Ranges von einer geringeren Präzision und Genauigkeit auszugehen ist. Selbst wenn nur eine theoretische Auswertung mit Kettenteilung, ohne wirklichen Offset durchgeführt wird, ist eine relative Streuung von 30 Metern und mehr und ein ebenso großer Fehler in der absoluten Positionsgenauigkeit festzustellen.

6.4.2 Testmessungen mit unterschiedlichen Kabellängen (Gebäude 24)

In diesen Testmessungen (Abbildung 107) wurde die Verwendung unterschiedlicher Referenzoszillatoren für zwei Teilketten und damit ein möglicherweise entstehender Uhren-Offset simuliert, indem unterschiedliche Kabellängen für die Antennen verwendet wurden. Anstatt der herkömmlich genutzten Kabel zwischen Antenne und Transmitter wurde bei vier Transmittern ein zusätzliches Verlängerungskabel (50 m) hinzugefügt. Auf diese Art und Weise verlängert sich die Laufzeit der Signale um einen konstanten Faktor. Auch wenn die Signalgeneratoren nun synchronisiert sind, entsteht ein konstanter Offset, dieser Offset zwischen erster und zweiter Kette entspricht der Länge des zusätzlichen Kabels.



Abbildung 107: Testmessung Gebäude 24

Anhand der folgenden Beispiele soll die Positionsbestimmung durch Kettenteilung gezeigt werden, der Vorteil, dass lediglich Transmitter einer Teilkette untereinander synchron gehalten werden müssen, steht dem Nachteil der geringeren Präzision der geschätzten Empfängerposition gegenüber. In der Punktübersicht (Abbildung 108) werden koordinativ bekannte Referenzpunkte dargestellt, welche als Empfänger-Standpunkte während der Messungen herangezogen wurden.

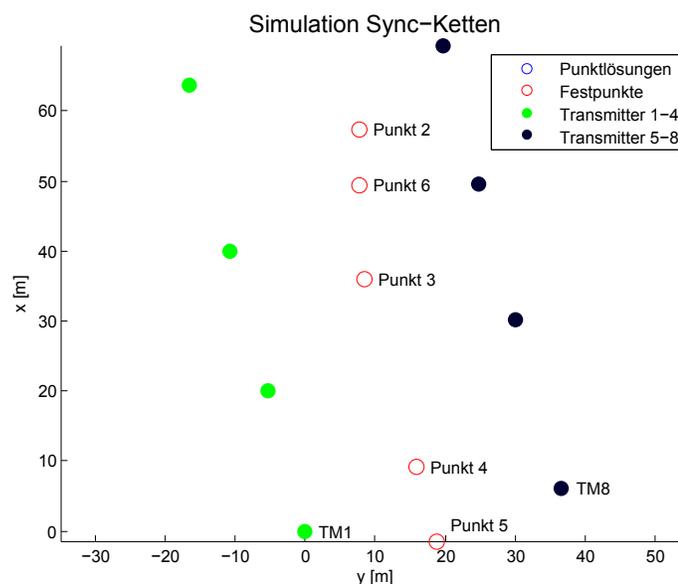


Abbildung 108: Punktübersicht

Als ausgewählte Punkte werden in dieser Untersuchung Nummer 3 und Nummer 4 angeführt. In der Abbildung 109 wird das Ergebnis der Messung mit gleichen Kabellängen dargestellt, während in der Abbildung 110 aus Gründen ungleicher Kabellängen das Ergebnis einer Kettenteilung gezeigt wird.

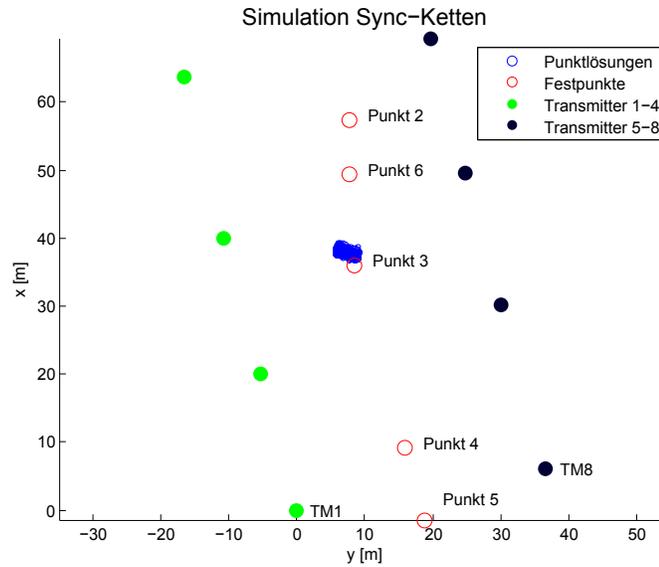


Abbildung 109: Positionsbestimmung Punkt 3, gleiche Kabellänge

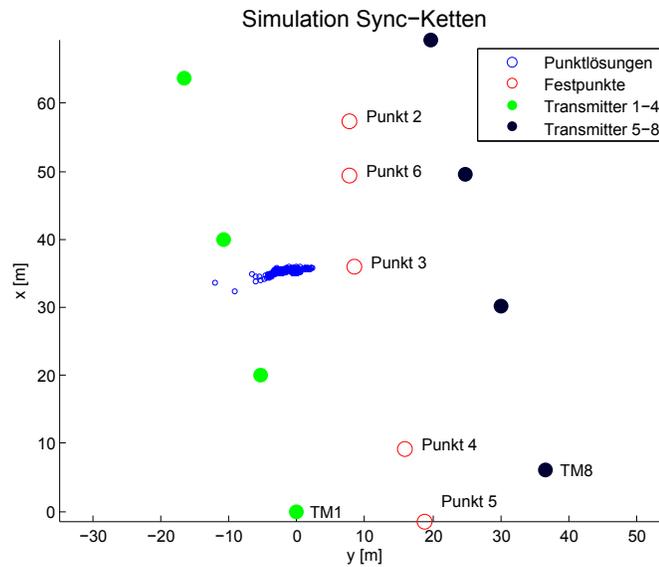


Abbildung 110: Positionsbestimmung Punkt 3, ungleiche Kabellänge

Es ist eine Abweichung der geschätzten Empfängerposition um zehn Meter vom Referenzpunkt zu erkennen, wenn zwischen den Transmittern eine absichtliche Asynchronität herbeigeführt und zur Berechnung im Ausgleich zwei getrennte Teilketten angewendet werden.

Im folgenden Beispiel werden ebenfalls die Ergebnisse des Gesamtketten-Ansatzes (Abbildung 111) und des Teilketten-Ansatzes (Abbildung 112) gegenübergestellt. Es werden die Messsamples für den Referenzpunkt 4 zur Berechnung herangezogen.

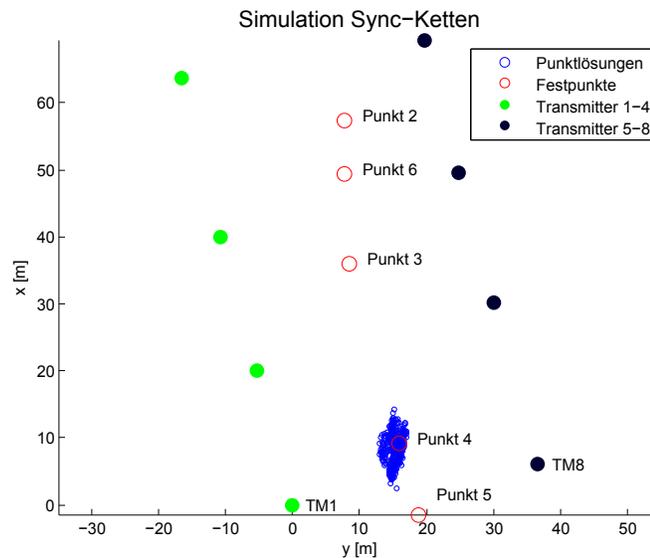


Abbildung 111: Positionsbestimmung Punkt 4, gleiche Kabellänge

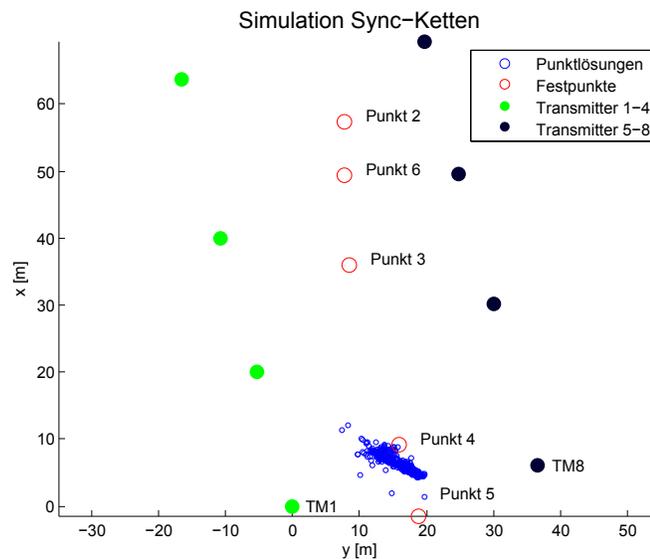


Abbildung 112: Positionsbestimmung Punkt 4, ungleiche Kabellänge

Auch wenn im Empfänger-Standpunkt Nr. 4 die Abweichungen zwischen den Positionslösungen der Gesamtkette gegenüber der Kettenteilung geringer erscheinen, sind diese dennoch erkennbar. Aus den Testmessungen mit unterschiedliche Kabellängen geht hervor, dass sich die Positionsgenauigkeit bei Einführen eines Offsets und Anwenden des Teilketten-Ansatzes grundsätzlich um einige Meter verringert und je nach äußeren Einflüssen (Stärke der Mauern) variiert.

6.4.3 Testmessungen mit zwei Zeitreferenzen (Gebäude 24)

Im Prinzip kann ein Uhrenoffset der einen Teilkette gegenüber der anderen Teilkette zwar sehr gut durch unterschiedliche Antennen-Kabellängen simuliert werden, es ist jedoch zweckmäßig, tatsächlich den Fall zweier verschiedener Referenzoszillatoren für getrennte Teilketten außerhalb des Labors zu erproben. Das unterschiedliche Verhalten zweier Referenzoszillatoren wurde bereits in Kapitel 6.2 erläutert und nachgewiesen. Dieselben Referenzoszillatoren wurden auch in diesen Testmessungen herangezogen.

Messablauf

Um wiederum auf die Unterschiede in den Berechnungsergebnissen stammend aus einer Gesamtkette und den Ergebnissen stammend aus zwei Teilketten eingehen zu können, wird vorerst eine gewöhnliche Anordnung der Transmitter mit Synchronisation aller acht Transmitter rund um das Testgebäude aufgebaut (Abbildung 113). Erst nach Abschluss der Messungen an allen notwendigen Referenzpunkten wird ein Umbau vorgenommen.



Abbildung 113: Messanordnung Gesamtsynchronisation mit einem Referenzoszillator

Der Umbau der Messvorrichtung ist notwendig, da das Integrieren des zweiten Referenzoszillators lediglich kabelgebunden möglich ist. Während bei standardmäßigem Aufbau alle Transmitter durch Funkwellenübertragung synchronisiert werden, kommt in diesem Aufbau ein zweiter Oszillator zum Einsatz, welcher direkt mit den Transmittern 5 bis 8 der zweiten Teilkette verbunden ist. Da die Transmitter-Gehäuse nun nicht an den ursprünglichen Positionen aufgestellt und als Basis für die Antennen verwendet werden können, müssen die Antennen auf Stativen an den dafür vorgesehenen Punkten montiert werden (Abbildung 114). Zur Überbrückung der Distanz zwischen Transmitter-Gehäuse und Stativ werden Verlängerungskabel jeweils gleicher Länge verwendet. Durch diese Kabel ergibt sich zwar eine zusätzliche Laufzeitverlängerung des Signales, da diese jedoch für alle vier Transmitter in dieser Teilkette konstant ist und die Berechnung ohnehin getrennt von der ersten Teilkette erfolgen soll, fällt sie in die Schätzung des Empfängeruhrenfehlers der zweiten Teilkette.



Abbildung 114: Umbau der Messanordnung und Verwendung zusätzlicher Stative

Für die Durchführung der Messung mit zwei Referenzoszillatoren ist es notwendig, alle Transmitter der zweiten Teilkette an einem zentralen Ort gemeinsam mit dem Referenzoszillator zu positionieren und zu verkabeln (Abbildung 115). Der Grund dafür liegt in der eingeschränkten Länge der zur Verfügung stehenden Kabel. Jeweils vier Kabel führen vom Oszillator zu einem Transmitter, da bei LVDS-Systemen jeweils zwei Verbindungen für das 10 MHz- und zwei für das PPS-Signal notwendig sind.



Abbildung 115: Herstellen der Verbindungen zwischen Referenzoszillator und TM5 - TM8

Durch die Modifizierung des Messaufbaus und die Verwendung eines zusätzlichen Referenzoszillators kann nun der Fall zweier asynchroner Teilketten nachgestellt und eine Messung auch außerhalb des Labors durchgeführt werden. Der ursprüngliche Messvorgang wird nun an denselben Punkten, welche zuvor als Referenz erfasst wurden, wiederholt und die Messergebnisse beider Anordnungen werden einander gegenübergestellt.

Positionslösungen

In den folgenden ausgewählten Beispielen werden ähnlich wie in Kapitel 6.4.2 (Testmessungen mit unterschiedlichen Kabellängen) die Empfänger-Positionen aus dem Ausgleich einer Gesamtkette den Ergebnissen des Ausgleichs der Kettenteilung gegenübergestellt.

Zur Gegenüberstellung werden wie in den vorangegangenen Testmessungen präsentative Punkte ausgewählt. Um zusätzlich zum relativen Vergleich der beiden Lösungen auch einen absoluten Vergleich zu den wahren Koordinaten zu ermöglichen, wurden hierbei bereits eingemessene Festpunkte innerhalb des Gebäudes, deren Koordinaten bekannt sind, verwendet. In Abbildung 116 wird eine Übersicht dieser Festpunkte dargestellt.

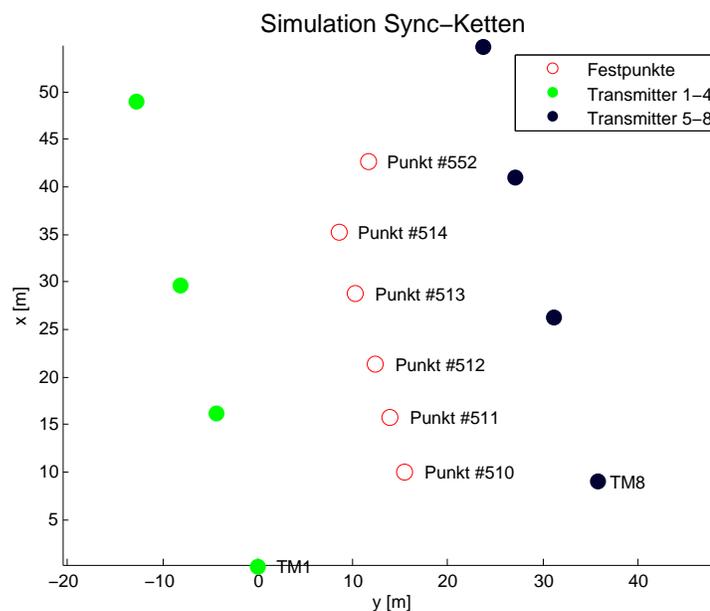


Abbildung 116: Punktübersicht, Testmessung mit zwei Zeitreferenzen

Im Laufe der Auswertung der Daten stellte sich heraus, dass sich einige Punkte besonders zur Veranschaulichung der Ergebnisse eignen. Da ein Überblick über die auftretenden Phänomene bei der Kettenteilung mit zwei Zeitreferenzen gegeben werden soll, werden die Lösungen nachfolgender Punkte exemplarisch angeführt.

- Punkt #513
- Punkt #512
- Punkt #510

Für die drei verschiedenen Punkte werden zuerst jeweils die Positionslösungen der Gesamtkette dargestellt (Abbildungen 117, 119 und 121). Anschließend werden diese den Ergebnissen der

Teilketten-Auswertung, welche aus den Messungen nach geändertem Messaufbau stammen, gegenübergestellt (Abbildungen 118, 120 und 122). Ähnliche Abweichungen wie in Kapitel 6.4.2 sind festzustellen.

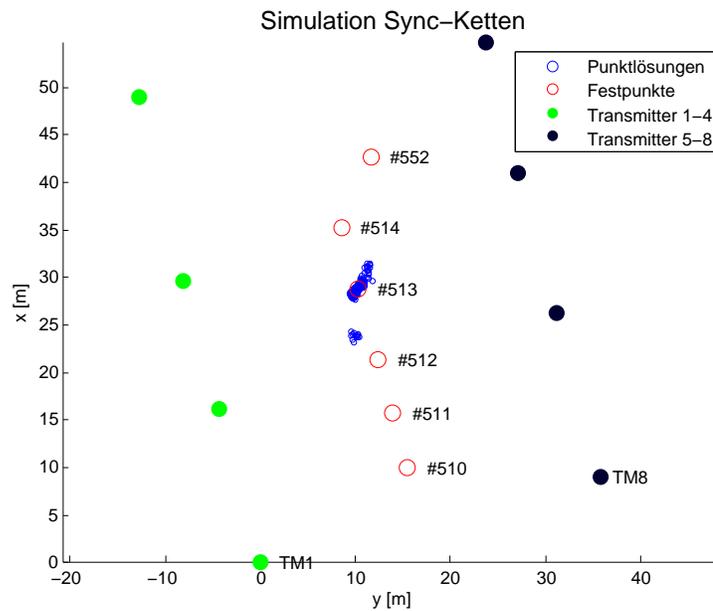


Abbildung 117: Positionsberechnung Punkt 513, ein Referenzoszillator

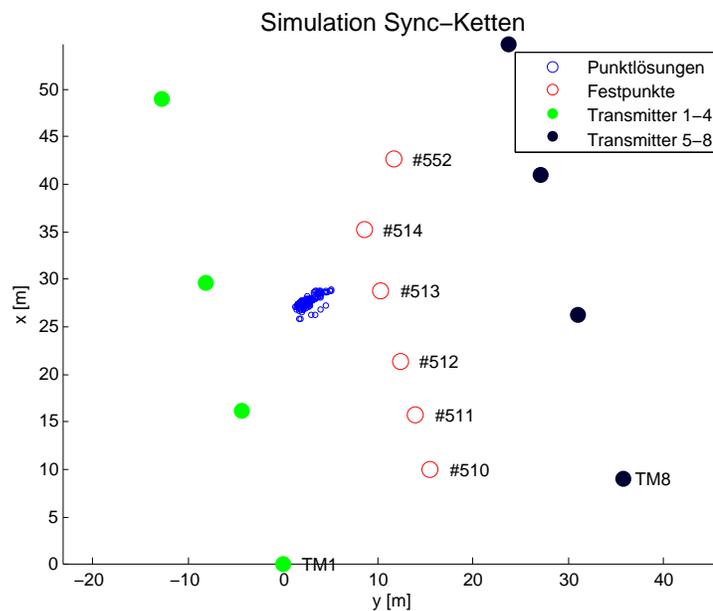


Abbildung 118: Positionsberechnung Punkt 513, zwei Referenzoszillatoren

In Abbildung 118 zeigt sich eine Verschiebung der Positionslösungen von etwa zehn Meter gegenüber der ursprünglichen Positionslösungen in Abbildung 117.

Auch an den Testmessungen am Punkte 512 kann bei Verwendung eines zweiten Referenzoszillators und Auswertung zweier Teilketten eine Veränderung der bestimmten Empfängerposition gegenüber der ursprünglichen Position festgestellt werden. Die Abweichung in Abbildung 120 beträgt etwa 15 Meter von der ursprünglichen Position in Abbildung 119.

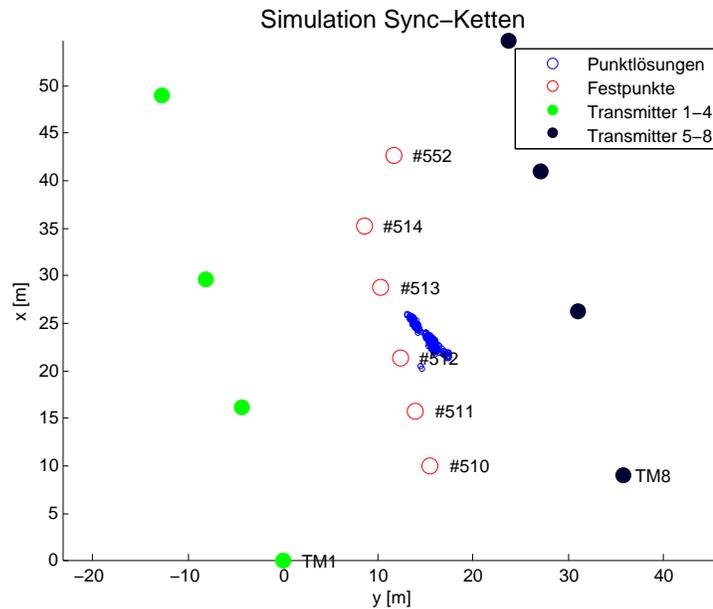


Abbildung 119: Positionsberechnung Punkt 512, ein Referenzoszillator

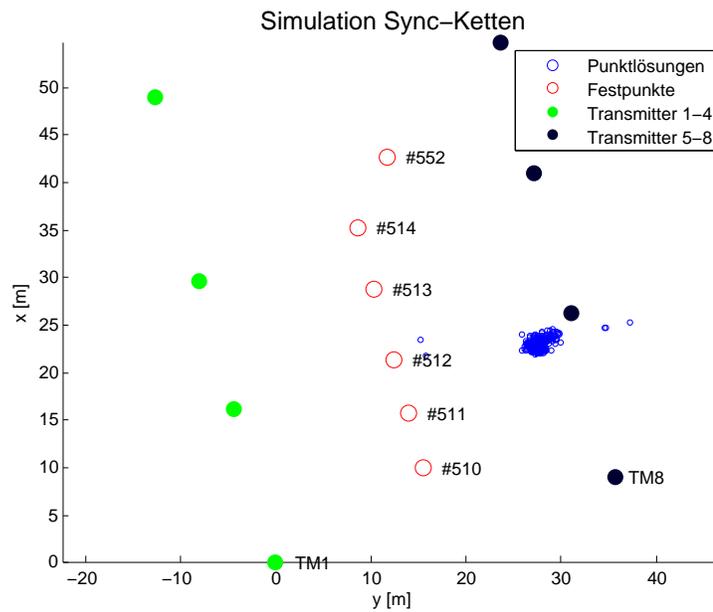


Abbildung 120: Positionsberechnung Punkt 512, zwei Referenzoszillatoren

Die Untersuchung des am Rand des Messbereiches liegenden Punktes 510 zeigt ein erhöhtes Ausmaß an Abweichungen zwischen den Punktlösungen der Gesamtkette (Abbildung 121) und den Teilketten (Abbildung 122).

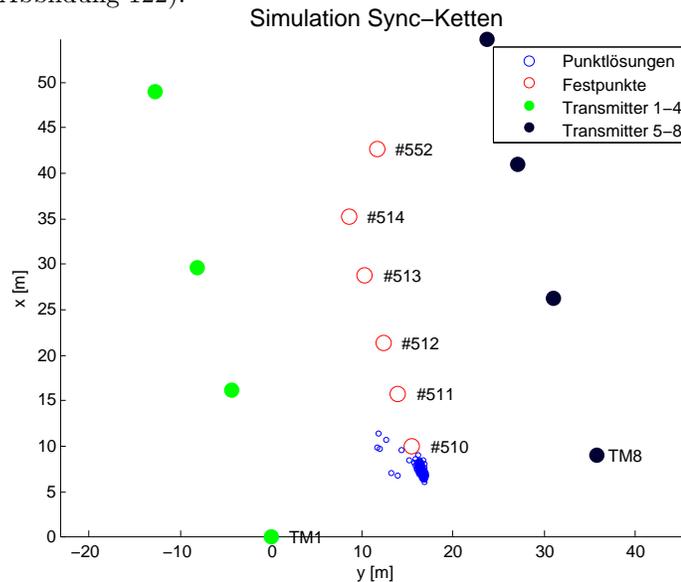


Abbildung 121: Positionsberechnung Punkt 510, ein Referenzoszillator

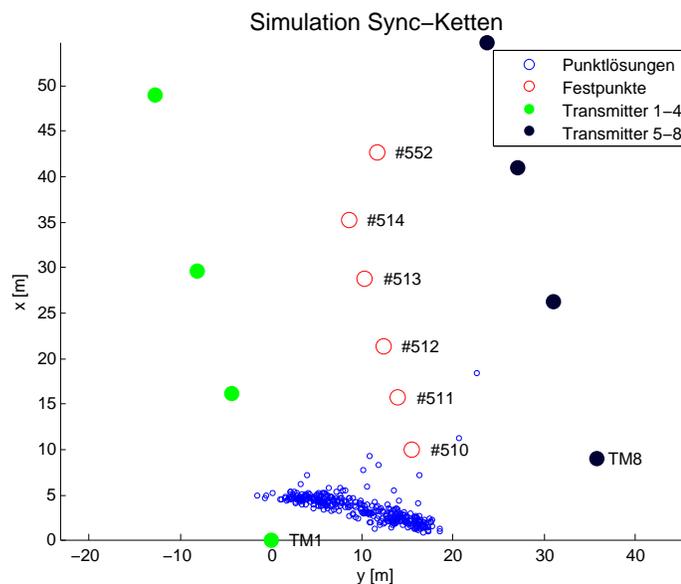


Abbildung 122: Positionsberechnung Punkt 510, zwei Referenzoszillatoren

Neben der Verschiebung der Lösungen für Punkt 510 um etwa zehn Meter ist zusätzlich eine vergrößerte Streuung im Bereich von bis zu 20 Metern festzustellen.

Auch diese Testmessungen mit zwei Zeitreferenzen bestätigten die negative Auswirkung der Kettenteilung auf die erreichbare Genauigkeit. Sowohl Genauigkeit als auch Präzision verringern sich abhängig vom Messpunkt um bis zu 20 Meter.

6.5 Fazit Synchronisationsketten

Zu Beginn dieses Kapitels wurde der prinzipielle Ansatz zur Positionsschätzung mit mehreren Teilketten erläutert und der Nachweis erbracht, dass unterschiedliche Oszillatoren eine Asynchronität zwischen den Teilketten hervorrufen. Auch die Adaption im Falle einer Kettenteilung wurde näher beschrieben. Im Unterkapitel 6.3 (Verifikation durch Simulation) konnte gezeigt werden, dass der prinzipielle Ansatz sehr wohl in die Tat umgesetzt werden kann und der Algorithmus durch Mitschätzen eines weiteren Uhrenfehlers (ToA) für jede weitere Sync-Kette in der Lage ist, die Empfängerposition zu schätzen. Eine maximale Anzahl von vier Teilketten kann theoretisch erzielt werden, praktisch zeigt sich jedoch, dass sich die Ungenauigkeit der Positionslösungen mit steigender Anzahl an Ketten vergrößert.

Wie zu erwarten, treten Unterschiede zwischen den Simulationsergebnissen mit sehr genauen Ranges und den Berechnungsergebnissen auf Basis echter Ranges auf. Da letztere auf Grund von Mehrwegeeffekten stark von der tatsächlichen Entfernung zwischen Transmitter und Empfänger abweichen können, hat eine Kettenteilung und damit eine verringerte Überbestimmung im Ausgleich zur Folge, dass die Genauigkeit der Positionslösungen generell abnimmt. Im Unterkapitel 6.4 (Verifikation durch Testmessungen) wurden gemessene Samples auf verschiedene Art und Weise zur Berechnung der Empfängerposition verwendet. Dadurch konnte immer wieder der Vergleich zwischen den Ergebnissen des Gesamt- und Teilkettenansatzes hergestellt werden. Abhängig vom Netzdesign und vom Vorkommen von Mehrwegeeffekten konnte jeweils eine Abweichung der Positionslösungen stammend aus Teilketten von den Lösungen stammend aus einer Gesamtkette festgestellt werden. Die Größenordnung der Abweichungen ändert sich in Abhängigkeit der zuvor genannten Faktoren Mehrwegeeffekt und Netzdesign.

Um weitere Untersuchungen bezüglich der Teilketten durchzuführen, wurde auch eine Mittelung der Positionslösungen im Ausgleich vorgenommen. Zu diesem Zweck wurden die Beobachtungen mehrerer Epochen zusammengeführt und gleichzeitig ausgeglichen (Formel 31, Kapitel 3.1.2). Auch dieser Ansatz ergab nur geringe Verbesserungen, lediglich die Präzision der Punktwolke vergrößerte sich. Da jedoch bei Teilketten der Effekt eines Offsets vom Referenzpunkt (der wahren Lösung) auftritt, ist diese Mittelung nur beschränkt sinnvoll und hilfreich. Daher wurde in dieser Arbeit nicht näher auf die Ergebnisse eingegangen. Dasselbe gilt auch für die folgenden statistischen Untersuchungen. Um der Ursache für die Abweichungen näher auf den Grund zu gehen, wurde vor dem Ausgleichsvorgang eine statistische Ausreißerdetektion (Data Snooping) durchgeführt und die Innere und die Äußere Zuverlässigkeit berechnet, da speziell letztgenannte den Einfluss der jeweiligen Beobachtung auf die Positionslösung zeigt. Ein Vergleich der Äußeren Zuverlässigkeit verschiedener Punkte zeigte wiederum, dass diese und damit die Abhängigkeiten stark streuen und damit direkt von den geschätzten Ranges abhängen. Auch dadurch lässt sich feststellen, dass eine durch Mehrwegeeffekte verursachte Verfälschung von Ranges eine nicht zu vernachlässigende Wirkung auf die Positionslösung bei der Berechnung in Teilketten hat.

Der Algorithmus wurde sowohl für TDoA als auch für ToA hinsichtlich der Kettenteilung erweitert. Sämtliche Beispiele wurden darum auch mit beiden Ansätzen ausgewertet. Da sich jedoch in den Ergebnissen nur geringe Unterschiede ergaben, wurde bei den angeführten Beispielen nicht explizit auf die Differenzen hingewiesen, lediglich die gemessene Laufzeit des Algorithmus ergab für TDoA generell eine geringere Berechnungsdauer als für ToA.

7 Alternativer Synchronisationsansatz

7.1 Allgemeines und Voraussetzungen

Allgemeines Ziel dieser Untersuchungen ist die Analyse der Flexibilisierung des Synchronisationssystems. Bisher wurden Anstrengungen dahingehend unternommen, die notwendige Sichtverbindung zwischen den Transmitter-Stationen durch Kettenteilung zu umgehen. Dadurch müsste zumindest nicht zwischen allen Transmittern eine Sichtverbindung gegeben sein, sondern nur jeweils zwischen jenen, die derselben Kette angehören. Ein alternativer Ansatz hingegen bewirkt eine Flexibilisierung des Systems durch Verwendung hochgenauer Frequenzoszillatoren in jeder der Transmitter-Stationen. Dieser Ansatz beruht auf der Theorie, dass bei gleichlaufenden (synchronen) hochgenauen Frequenzreferenzen eine Laufzeitmessung zwischen den Transmittern und dem Empfänger auch ohne Synchronisierungseinheit möglich sein sollte, da davon ausgegangen werden kann, dass eine Langzeitstabilität der acht dezentralen Referenzen untereinander gegeben ist. Ohne zusätzliches WLAN Sync-Signal von Transmitter zu Transmitter würden diese also trotzdem zum exakt gleichen Zeitpunkt das Navigationssignal aussenden und eine Streckenberechnung auf Basis der Signallaufzeit ermöglichen. Da bei hochgenauen Oszillatoren zwar davon ausgegangen werden kann, dass es sich am Ausgang um eine stabile Frequenz handelt, ein PPS-Signal jedoch vom Zeitpunkt der Inbetriebnahme abhängt und somit bei acht verschiedene Oszillatoren variieren und nicht übereinstimmen würde, wird zusätzlich untersucht, ob es notwendig oder vorteilhaft ist, eine Synchronisation dieser hochgenauen Rubidium-, Cäsium- oder anderen Oszillatoren vor Beginn der Verwendung als Frequenzreferenz durchzuführen.

Auch bei Zeit- und Frequenz-Synchronisationsprodukten, wie so genannten GPS- oder GLONASS-Clocks, kann auf eine Synchronisation nicht verzichtet werden. Aus dem Satellitensignal werden unmittelbar Zeitinformationen gewonnen, womit sich eine Abstimmung dieser Uhren mit UTC ermöglichen lässt. Auch aus dem DCF77-Zeitsignal, welches von einem Langwellensender bei Frankfurt am Main ausgesendet wird, lassen sich entsprechende Zeitinformationen ableiten, die Genauigkeit liegt üblicherweise jedoch im Mikrosekunden-Bereich und ist daher für diese Anwendung unzulänglich. Diese Systeme würden keine Synchronisation durch WLAN unter den Transmittern erfordern, sondern als Referenz eines der angesprochenen globalen oder regionalen Signale verwenden, was wiederum zu mehr Flexibilität betreffend der Aufstellungsorte der Transmitter führen würde. Derzeit verfügbare Systeme weisen jedoch Limits im Bezug auf die Genauigkeit der abgeglichenen Zeit zu UTC auf und sind daher nur beschränkt einsetzbar.

Voraussetzung für alternative Synchronisationssysteme:

- 1 Nanosekunde Genauigkeit (entspricht 30 cm Lage-Genauigkeit)
- Ausgabe von 10 MHz- und PPS-Signal
- Phase Noise < -100 dBc/Hz bei 1 kHz Offset

Im Laufe der folgenden Untersuchungen wird sich zeigen, dass die Anforderungen an die notwendigen Zeitreferenzen sehr hoch und daher generell schwierig einzuhalten sind. Verschiedene Systeme wie *GPS-Clocks* und *Time Scale Systems* welche vielfach zu Forschungszwecken eingesetzt werden, als auch hochgenaue Frequenzreferenzen, welche über eine hohe Langzeitstabilität verfügen, sind Teil dieser Untersuchungen.

7.2 Alternative: GPS-Zeitreferenzen

Als Alternative zur Synchronisation aller Signalgeneratoren in den Transmittern mittels des Symeo LPR Synchronisationssystems ist theoretisch auch eine Synchronisation über das global vorhandene GPS-Signal möglich. Hierbei werden spezielle Zeitsysteme, meist mit OCXO-, Rubidium- oder Cäsiumoszillatoren ausgestattet, mit der UTC-Zeit abgeglichen (Abbildung 123). Die Verwendung acht gleicher Zeitsysteme würde dann für die Übereinstimmung der Sendzeitpunkte des Navigationssignals aller Transmitter sorgen. Als Bezug gilt die UTC-Zeit, dies ist auch der Grund, warum Genauigkeitsangaben im Hinblick auf die Synchronität zu UTC erfolgen. Eine relativ große Auswahl an kommerziellen Zeitsystemen dieser Art steht zur Verfügung.

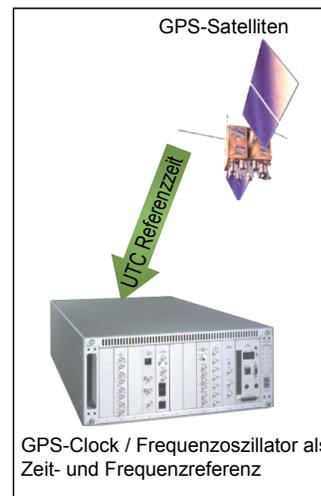


Abbildung 123: GPS-Zeitreferenz

Die Bandbreite der verfügbaren Produkte erstreckt sich von sehr kleinen, günstigen bis hin zu großen, schweren dafür jedoch genaueren Systemen. Da der Hauptanwendungsbereich dieser Zeitreferenzen jedoch in der Synchronisation von zum Beispiel Kommunikationssystemen wie GSM und UMTS, CDMA Netzwerken, DVB-T/DVB-H oder DTV Telekommunikationssystemen liegt und dort eine Genauigkeit im Bereich von Mikrosekunden ausreichend ist, können - wenn überhaupt - nur die innovativsten System in Erwägung gezogen werden. Auch dort liegt die Synchronisationsgenauigkeit im Bereich von üblicherweise 50 - 100 ns. Lediglich neueste Time Scaling Systeme, welche mehrere hochgenaue Oszillatoren verwenden und anschließend eine Mittelbildung durchführen, erreichen eine Genauigkeit von 15 ns gegenüber UTC.

In den folgenden Tabellen (Tabelle 16 und 17) werden einige Beispiele für GPS-Zeitreferenzsysteme angeführt, wobei besonderes Augenmerk auf die Frequenzstabilität, Genauigkeit des PPS-Pulses, Art des Oszillators und das Phasenrauschen gelegt wird. Die Auswahl der Beispiele ergibt sich aus den Voraussetzungen, dass sowohl ein 10 MHz- als auch ein PPS-Signal vorhanden sein soll. Folgende Aspekte sind von besonderer Bedeutung und werden bei der Auswahl an Zeitreferenzen generell näher betrachtet:

- Welche Zeitreferenzsysteme sind verfügbar?
- Ist 1 Nanosekunde Genauigkeit einhaltbar?
- Ausgabe von 10 MHz- und PPS-Signal
- Stabilität (Langzeit, Kurzzeit), Einschwingverhalten

Bei der Auswahl an Beispielen wurde bereits auf die Art der Ausgangssignale geachtet, sowohl Stabilität als auch die Dauer des Einschwing- oder Aufwärmvorganges sind vom Oszillator abhängig.

Tabelle 16: GPS Referenzoszillatoren

	Spectracom P GPS 88 - 89	Spectracom P GPS 12	Symetricom DS 4370	Symetricom DS 4400	Arbiter 1084	MtronPTI M9100
						
Frequenz- genauigkeit ($\tau=100$ s)	5.E-12	3.E-12	1.E-11	1.E-11 1.E-13 ($\tau=1$ day)	5.E-11	5.E-12
UTC-Offset Genauigkeit (statisch)	60 ns RMS	120 ns (30 ns RMS)	< 50 ns RMS	15 ns RMS 300 ns @ 24 h	< 40 ns RMS	50 ns RMS
Oszillator- typ:	OCXO / Rb	OCXO / Rb	OCXO	Rb	DCXO	Rb
Jitter Genauigkeit:	< 500 ps RMS	< 1 ns RMS	200 ps RMS	-	-	-
Ausgangs- signal:	10 MHz / PPS	10 MHz / PPS	10 MHz / PPS	4x10 MHz / 4xPPS	10 MHz / PPS	10 MHz / PPS LVDS
Phasen- rauschen bei 1 kHz Offset	-135 dBc/Hz	-140 dBc/Hz	-130 dBc/Hz	-140 dBc/Hz	-	-150 dBc/Hz

Time Scaling Systeme

Da aus Tabelle 16 hervorgeht, dass mit aktuellen GPS-Zeitreferenzen lediglich eine Genauigkeit von etwa 50 ns erzielt werden kann, sind in Tabelle 17 zusätzlich zwei Beispiele für hochgenaue Referenzoszillatoren angegeben. Time Scaling Systeme wie diese erzielen zur Zeit die höchsten Genauigkeiten im Bezug auf Synchronität gegenüber UTC, sind mit mehreren Cäsium Oszillatoren oder Wasserstoff-Maser ausgestattet und steigern die Genauigkeit durch Mittelbildung. Auf diese Weise erzielt man zwar Genauigkeiten im Bereich von 15 ns, muss jedoch gleichzeitig einen erhöhten Platzbedarf und ein größeres Gewicht der Referenzoszillatoren in Kauf nehmen.

Tabelle 17: Zeitsysteme mit bester Synchronisation zu UTC

	Symetricom Ds TSC-UTC	Symetricom Commercial Time-ScaleSystem
		
Frequenz- genauigkeit ($\tau=100$ s)	5.E-12	1.E-14
UTC-Offset Genauigkeit (statisch)	15 ns RMS	15 ns RMS
Oszillator- typ:	OCXO / Rb	bis zu sieben hochstabile Cs-Uhren (5071A)
Jitter Genauigkeit:	< 100 ps	< 100 ps
Ausgangs- signal:	5 MHz / PPS	10 MHz / PPS
Phasen- rauschen bei 1 kHz Offset	-	-156 dBc/Hz

Die Recherche nach GPS-Zeitreferenzen ergibt somit, dass mit „State of the Art“-Produkten die geforderte Genauigkeit von 1 ns nicht erreicht werden kann. Ein Kompromiss, bei dem man sich mit 15 ns zufrieden gibt, würde bedeuten, dass man Verluste in der Empfänger-Positionsgenauigkeit im Bereich von vier bis fünf Metern hinnehmen müsste.

7.3 Alternative: Frequenz-Standards und einmalige Synchronisation

Diese Variante ist nicht von der ständigen Synchronisation mit einer Referenz wie GPS abhängig, sie setzt lediglich eine einmalige Synchronisation der acht unterschiedlichen Zeitreferenzen vor Beginn des Messeinsatzes voraus. Die Idee bezieht sich hierbei vorrangig auf die mobile Anwendung des Indoornavigationssystems für Einsatzkräfte, welche immer wieder mit einem neuen Einsatzort konfrontiert sind, diesen jedoch nach vergleichsweise kurzer Zeit (Stunden, Tage) wieder wechseln. Hier wäre eine z.B. kabelgebundene Synchronisierung vor Beginn des Einsatzes in der Einsatzzentrale denkbar (Abbildung 124).

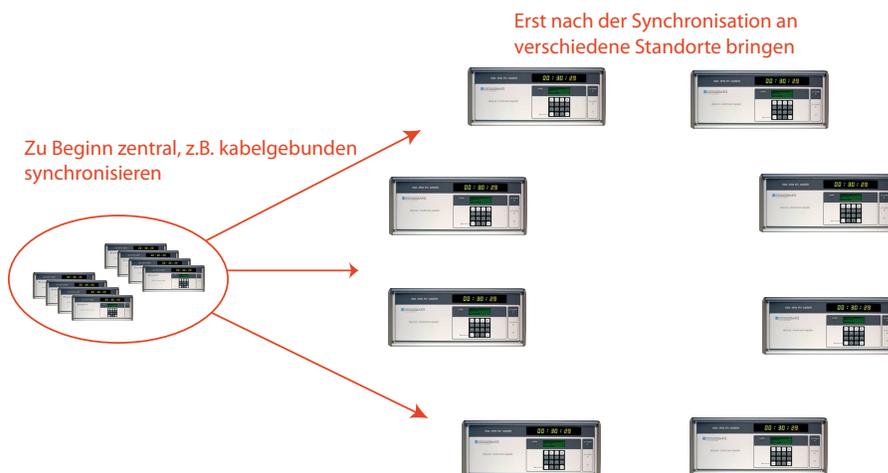


Abbildung 124: Oszillatoren zuerst durch PPS-Input synchronisieren

Ein grundsätzlich unterschiedlicher Ansatz ergibt sich für die Verwendung hochgenauer Referenzoszillatoren. Einige Cäsium-Oszillatoren oder auch passive und aktive Hydrogen-Maser sind aus Gründen ihrer Langzeitstabilität in der Lage eine gewisse Zeit lang vollkommen autonom zu agieren und trotzdem stabil und synchron im Vergleich zu anderen zu bleiben. Dadurch kann ein regelmäßiges Synchronisieren erstmals ausbleiben. Ist die Genauigkeitsanforderung dabei nicht derart hoch, so ergeben sich lange Intervalle bis die maximal erlaubte Fehler-Schranke überschritten wird. Auch für den Fall des Indoornavigationssystems, für das die Anforderung bei 1 ns ($1.E-9$ s) liegt, ergibt die Langzeit-Stabilität aktueller Zeitreferenzen ($1.E-14$ s) durchaus ein interessantes Intervall bis sich der Fehler erstmals im Nanosekunden-Bereich bewegt. Diese hochgenauen Oszillatoren sind zwar stabil, der Zeitpunkt eines PPS-Impulses hängt jedoch vom Zeitpunkt der Inbetriebnahme ab, wodurch zwischen mehreren Referenzen wiederum keine Synchronität gegeben ist. Die Verwendung solcher Referenzen würde es vorsehen und voraussetzen, dass jeweils vor Beginn des Einsatzes alle Referenzen über einen vorhandenen PPS-Signal-Input (kabelgebunden) synchronisiert werden. Dadurch könnte zusätzlich zur Stabilität auch der Gleichlauf aller Transmitter realisiert werden. Wie lange eine autonome Operation aller Referenzen möglich ist, hängt neben der Stabilität des Oszillators vor allem von den Genauigkeits-Anforderungen des Users ab.

Nachfolgend sind ausgewählte Frequenz-Standards, welche für Metrologie, Lokalisation und Interferometrie Anwendung finden, angeführt.

Tabelle 18: Hochgenaue Referenzoszillatoren

	Symetricom 5071A	Oscilloquartz OSA 3030 EUDICS	Oscilloquartz OSA 3230 Cesium	Oscilloquartz OSA 3700	DS MHM 2010 H Maser
					
Frequenz- genauigkeit ($\tau=100$ s)	1.E-12 1.E-14	2.E-11 3.E-13	5.E-12 2.E-14	7.E-13 1.E-14	2.E-13 2.E-16
Oszillator- typ:	Cs	Cs	Cs	Passiver H-Maser	Aktiver H-Maser
Ausgangs- signal:	10 MHz / PPS	10 MHz / programmier- bar	10 MHz / programmier- bar	10 MHz / PPS	10 MHz / PPS
Phasen- rauschen bei 1 kHz Offset	-150 dBc/Hz	-145 dBc/Hz	-145 dBc/Hz	-145 dBc/Hz	-155 dBc/Hz

Den sehr hohen Frequenz-Genauigkeiten dieser Oszillatoren (Tabelle 18) stehen ein erhöhtes Gewicht und unter Umständen auch längere Aufwärmzeiten (vor allem bei Hydrogen-Maser) gegenüber. Diese würden dazu führen, dass nicht sofort nach Inbetriebnahme akkurate Ergebnisse erzielt werden könnten.

7.4 Fazit Alternativer Synchronisationsansatz

Grundsätzlich zeichneten sich im Rahmen der Recherche nach alternativen Synchronisationssystemen zwei Ansätze ab. Zum einen eine ständige Synchronisation über eine Referenz wie DCF77, GPS oder GLONASS und zum anderen die Verwendung hochgenauer Frequenzoszillatoren. Letztere könnten nach einmaliger Synchronisation für eine bestimmte Zeit den Anforderungen entsprechend gleichlaufende Uhren an verschiedenen Standorten gewährleisten. Für beide Ansätze sind Systeme erhältlich, welche die gewünschten Ausgangssignale (10 MHz, PPS) zur Verfügung stellen. Bei einer Flexibilisierung durch GPS-Zeitreferenzen müsste bei derzeitigem Stand der Technik jedoch ein Genauigkeitsverlust in Kauf genommen werden. Die Flexibilisierung mit hochgenauen Oszillatoren würde zwar die gewünschte Genauigkeit von 1 ns bringen, die Dauer der Synchronität zwischen den Stationen wäre, resultierend aus der Stabilität (z.B. 1.E-14 s) und der Anforderung von einer Nanosekunde, auf einige Stunden oder Tage beschränkt.

8 Zusammenfassung und Ausblick

Reichweitenbestimmung

Erstmals seit Bestehen des ILT-Demonstrators wurde im Rahmen dieser Arbeit der Versuch durchgeführt, anstatt innerhalb der bisher üblichen Messdistanzen zwischen Transmitter und Empfänger von ca. 200 - 300 m, Laufzeitmessungen auch über größere Entfernungen hinweg zu tätigen. Besondere Bedeutung erlangt dieser Versuch vor allem im Bezug auf weitere Untersuchungen des Eindeutigkeitsbereiches von 1536 m. Entsprechend den Simulationen, welche auf Basis der Signalstärke ergaben, dass eine Signalübertragung auch über größere Entfernungen möglich sein sollte, wurden Signale bis in eine Entfernung von 2000 m empfangen. Im Hinblick auf den Einsatzbereich dieses Indoor-Navigationssystems konnte somit festgestellt werden, dass neben der Anwendung innerhalb eines Gebäudekomplexes auch einzelne Stadtteile und Siedlungen, in Abhängigkeit der zu durchdringenden Häuserwände, als Einsatzgebiete denkbar sind. Sofern der Anwendungsbereich in Zukunft weiter ausgedehnt werden soll, ist durch Signalverstärkung theoretisch sogar die Abdeckung ganzer Städte und Ballungszentren mit einem einzigen ILT-System möglich.

Mehrdeutigkeitsproblem

Im Rahmen der Untersuchungen des Mehrdeutigkeitsproblems musste zu Beginn anhand der Signalcharakteristik und dem bestehenden Algorithmus zur Range-Schätzung analysiert werden, ob und in welchen Fällen Mehrdeutigkeiten auftreten können. Es wurde festgestellt, dass zwei verschiedene Arten von Mehrdeutigkeiten auftreten. Zum einen sogenannte Phasensprünge bei denen nicht der richtige Signal-Peak detektiert und dadurch die geschätzte Range verfälscht wird. Zum anderen sind zusätzlich auftretende Fehler in der Größenordnung ganzzahliger Vielfacher des Eindeutigkeitsbereiches möglich. Da der bisherige Algorithmus lediglich eine teilweise Unterdrückung auftretender Ambiguitäten vorsieht (solange die Transmitterabstände sehr gering sind), die Flexibilisierung und Ausdehnung des Einsatzbereiches jedoch langfristiges Ziel ist, wurden innovative Algorithmen zur Lösung des Problems entwickelt. Ein neuer, kombinierter Algorithmus korrigiert sowohl Phasensprünge als auch Integer-Ambiguitäten. Bei der Korrektur wird ein Ansatz verwendet, der initiale Referenzstrecken zwischen Transmitter und Empfänger zur Kontrolle auf Ambiguitäten heranzieht. Da das System voraussetzt, dass die Positionen aller Transmitter bekannt sind, muss lediglich dafür gesorgt werden, dass eine zusätzliche Initialposition des Empfängers zur Verfügung steht.

In Zukunft könnte der Empfänger mit einer GPS-Antenne ausgestattet werden, um vor Beginn des Messeinsatzes außerhalb des Gebäudes eine Initialposition zu erhalten. Durch die beiden Komponenten, Initialposition und in dieser Arbeit entwickelter Algorithmus, ist eine Lösung des Mehrdeutigkeitsproblems für die Zukunft gegeben.

Synchronisationsproblem

Zusammenfassend lässt sich aus den Ergebnissen der Laborsimulationen, den Testmessungen mit Kettenteilungen und letztendlich der Recherche nach alternativen Synchronisationssystemen folgendes festhalten. Es ist durchaus möglich, den theoretischen Ansatz der Kettenteilung und damit das Mitschätzen weiterer Uhrenfehler für ToA, oder das Verändern des Beobachtungsvektors für TDoA in die Praxis umzusetzen. Für idealisierte Messdaten (d.h. genaue Ranges) ist

die gegebene Überbestimmung auch bei Kettenteilung ausreichend und eine Positionsschätzung erfolgreich. Generell ist es möglich eine Maximalanzahl von vier Ketten zu erzeugen. Handelt es sich jedoch um reale Messdaten, welche in den Testgebäuden unter Mehrwegeeffekten leiden und daher nicht den idealen Voraussetzungen entsprechen, so unterliegen die Ranges sehr schnell starken Schwankungen im Meter-Bereich. Diese führen dazu, dass bei einem Ausgleich einer Teilkette mit nur vier von ursprünglich acht Transmittern die Genauigkeit der geschätzten Empfängerkoordinaten reduziert wird.

Unter Umständen liegt ein gewisses Potential in der Optimierung der geschätzten Ranges. Hätte man Ranges zur Verfügung, welche wie jene aus den kabelgebundenen Labormessungen nicht den Schwankungen im Meter-Bereich unterliegen, sondern durch verbesserte Modellierung von Mehrwegeeffekten lediglich eine Streuung von weniger als einen Meter aufweisen, so würden die entwickelten Algorithmen zu guten Positionslösungen führen. Ein weiterer Faktor, der die Ergebnisse der Kettenteilung beeinflusst, ist die Position der Transmitter-Standorte rund um ein Gebäude. Es hat sich gezeigt, dass grundsätzlich eine kreisförmige Aufstellung der Transmitter rund um ein Gebäude vorteilhaft wäre, linienförmige Aufstellungen entlang einer Gebäudekante sich dagegen eher nachteilig auswirken. Da jedoch davon auszugehen ist, dass eine kreisförmige Aufstellung rund um ein Gebäude, auch wegen der geforderten Sichtverbindung, nur in den wenigsten Fällen zu erreichen ist, kann eine Flexibilisierung des Systems durch Kettenteilung und kreisförmigem Netzdesign nur schwer realisiert werden.

Einen Ausweg kann der alternative Ansatz, hochgenaue Frequenzreferenzen in jedem der Transmitter zu verwenden, bieten. Die Recherche nach alternativen Synchronisationssystemen ergab, dass die meisten verfügbaren GPS-Zeitreferenzsysteme nicht den gewünschten Anforderungen entsprechen. Es wurde festgestellt, dass DCF77-Referenzsignale lediglich eine Genauigkeit im Mikrosekunden-Bereich und derzeitige GPS-Synchronisationssysteme eine maximale Genauigkeit von 15 Nanosekunden RMS aufweisen, wodurch ein Positionsfehler von 4 - 5 m verursacht werden kann. Als Alternative bleiben die zuvor angesprochenen hochgenauen Frequenzreferenzen, welche auch über einen längeren Zeitraum eine hohe Stabilität aufweisen. Da die Anforderung mit 1 ns sehr hoch ist, kann nicht davon ausgegangen werden, dass diese Frequenzreferenzen unlimitiert lange Zeit stabil innerhalb dieses kleinen Bereiches arbeiten. Zusätzlich wäre zu Beginn einer Messkampagne, bevor die Transmitter an verschiedenen Orten positioniert werden, eine Synchronisation über vorhandene PPS-Inputs notwendig. Von dem Zeitpunkt der Synchronisierung an, könnte man von gleichlaufenden Referenzen ausgehen und den Referenztakt zum Erzeugen des Navigationssignals im Signalgenerator verwenden.

Das allgemeine Ziel der Flexibilisierung des Systems kann also durch drei verschiedene Varianten erreicht werden. Bei jeder dieser Varianten steht jedoch der Vorteil der erhöhten Flexibilität entweder einer Verringerung der Positionsgenauigkeit oder einer eingeschränkten Einsatzdauer des Systems gegenüber.

Je nach zukünftiger Anwendung des ILT-Systems, ob als Langzeit-Installation im städtischen Bereich oder für Kurzzeit-Einsätze für Rettungskräfte wäre wohl der Übergang auf hochpräzise Oszillatoren zur Synchronisation eine zukunftssträchtige Variante, um das System zu flexibilisieren und den Einsatzbereich auszudehnen.

Abbildungsverzeichnis

1	Aufgabenstellung innerhalb des Gesamtdatenflusses	3
2	Anwendung Feuerwehr	8
3	Anwendung Militär [EAD10]	8
4	ILT Architektur [SPNMB10]	9
5	Architektur des ILT-Transmitters [SPNMB10]	10
6	Antennen-Masten [SPNMB10]	11
7	Master Control Station (MCS)	11
8	3D-Visualisierung der Empfängerposition	12
9	Kommunikationsschema des ILT-Systems [EAD10]	12
10	Aufbau Empfänger [EAD10]	13
11	Anwender mit Empf. [EAD10]	13
12	Anschlüsse einer LPR-Sync-Station [SYM09]	14
13	Synchronisations-Schema	15
14	Sync-Einheit und Signalgenerator	16
15	Globales und lokales Koordinatensystem	29
16	Messanordnung Flugfeld Neubiberg	36
17	Empfänger am Flugfeld	36
18	Anteile der übereinstimmenden Ranges	37
19	Anteile der übereinstimmenden Ranges (Standardparameter)	38
20	Anteile der übereinstimmenden Ranges (veränderte Parameter)	40
21	Amplitudenspektrum, Entfernung 150 m	42
22	Amplitudenspektrum, Entfernung 500 m	42
23	Amplitudenspektrum, Entfernung 1500 m	43
24	FFT mit Störsignal, Entfernung 1500 m	44
25	Erste Fresnel-Zone	45
26	Messanordnung Transmitter auf Gebäude 5.1	47
27	Anteile der übereinstimmenden Ranges, Messung Dach	48
28	Multicarrier Signal, Subcarrier je eines Transmitters [NM10a]	51
29	Multicarrier Signal, Bandbreite 40 MHz [NM10a]	51
30	Signalstruktur des Navigationssignals	52
31	Signal-Korrelation, richtige Peaks innerhalb des Bereiches	53
32	Signal-Korrelation, nur ein richtiger Peak innerhalb des Bereiches	54
33	Messaufbau mit kabelgebundenen Transmittern	56
34	Kabelrollen zur Verlängerung	56
35	Verzögerung zwischen den Transmitterpaaren	58
36	Phasensprung-Korrektur	59
37	Messanordnung Testmessung auf Gebäude 5.1	60
38	Messanordnung Dach Gebäude 5.1	61
39	Transmitter-Fluchtlinie, Dach Gebäude 5.1	61
40	Übereinstimmung der Ranges, Messung Geb. 5.1	62
41	Abweichungen der Ranges je Transmitter	63
42	Simulierte Anordnung der Transmitter zur Positionsschätzung	64

43	Positionslösung mit simulierten Sendestationskoordinaten, Radius 100 m	64
44	Positionslösung mit simulierten Sendestationskoordinaten, Radius 1000 m	65
45	Positionslösung mit veränderter Transmitter-Geometrie	65
46	Erzeugung simulierter Ranges	67
47	Keine Differenz zwischen Sender-Abständen	68
48	Sich überlagernde Peaks bei gleichen Ranges	68
49	Sender-Abstände 20 m	69
50	Nebeneinander liegende Peaks bei unterschiedlichen Ranges	69
51	Sender-Abstände 100m	70
52	Phasensprung ohne Korrektur	70
53	Phasensprung mit Korrektur	71
54	Fehlerhafte Positionslösung weil Phasensprung-Korrektur nicht erfolgreich	72
55	Phasensprung-Korrektur nicht erfolgreich	72
56	Die alternative Phasensprung-Korrektur führt zu einer richtigen Positionslösung .	73
57	Alternative Phasensprung-Korrektur erfolgreich	73
58	Schema der Phasen-Korrektur im bisherigen Algorithmus	75
59	Schema der Phasen-Korrektur im alternativen Algorithmus	77
60	Schema der Korrektur ganzzahliger Vielfacher	78
61	Kombinierte Lösung des Mehrdeutigkeitsproblems	79
62	Vereinfachter Prozess-Datenfluss des ILT-Demonstrators	80
63	Erfolgreiche Korrektur mit alternativen Phasensprung-Ansatz	81
64	Alternative Phasensprung-Korrektur auch bei großen Abständen erfolgreich	81
65	Gute Positionslösung bei Anwendung der alternativen Phasensprung-Korrektur .	82
66	Phasensprung-Korrektur ausgeführt, jedoch keine Ambiguitäten angebracht	82
67	Alternative Phasensprung-Korrektur und Ambiguität (N=1) angebracht	83
68	Gute Positionslösung bei Anwendung der alternativen Phasensprung-Korrektur .	83
69	Phasensprung-Korrektur ausgeführt, jedoch keine Ambiguitäten angebracht	84
70	Phasensprung-Korrektur ausgeführt und Ambiguitäten (N=1) angebracht	84
71	Gute Positionslösung nach Anbringen der Ambiguität N=2 für TM8	85
72	Ambiguität N=2 gelöst	85
73	Ambiguität N=2 an TM7 und N=3 an TM8 angebracht	86
74	Ambiguitäten N=2 und N=3 gelöst	86
75	Ranging Signale der Transmitter 3,4,5 und 6	89
76	Ranging-Signal, Asynchronität aufgrund verschiedener Referenzoszillatoren	90
77	Ranging-Signal, Asynchronität aufgrund verschiedener Referenzoszillatoren	91
78	Differenz der Uhrenfehler beider Ketten, Zeitraum: ca. eine Minuten	92
79	Differenz der Uhrenfehler beider Ketten, Zeitraum: ca. zehn Minuten	92
80	Differenz der Uhrenfehler beider Ketten, Zeitraum: ca. zwei Stunden	93
81	Ausgleich in einer Gesamtkette (alle TM synchronisiert)	94
82	Ausgleich in einer Gesamtkette mit Synchronisations-Offset	95
83	Ausgleich zweier Teilketten	96
84	Ausgleich mit drei Teilketten	97
85	Ausgleich mit vier Teilketten	98

86	Ausgleich mit vier Teilketten, veränderte Zugehörigkeit	98
87	Zuordnung der Transmitter	99
88	Dämpfung und Coaxial Power Combiner ZFSC-8-1	100
89	Anordnung der Transmitter	100
90	Kettenteilung bei idealisierten Bedingungen, Navi-Signal über Kabel	101
91	Kettenteilung mit zwei Zeitreferenzen, Navi-Signal via Antenne	102
92	Hohe Präzision lediglich wegen optimierter Ausrichtung der Antennen	103
93	Veränderte Geometrie, Bild 1	104
94	Veränderte Geometrie, Bild 2	104
95	Veränderte Geometrie, Bild 3	105
96	Empfänger außerhalb des Labors Stdpkt. 1	106
97	Empfänger außerhalb des Labors Stdpkt. 2	106
98	Punktübersicht, Testmessung Gebäude 23	107
99	Positionsberechnung Punkt 1, Gesamtkette	108
100	Positionsberechnung Punkt 1, zwei Teilketten	108
101	Positionsberechnung Punkt 2, Gesamtkette	109
102	Positionsberechnung Punkt 2, zwei Teilketten	109
103	Positionsberechnung Punkt 3, Gesamtkette	110
104	Positionsberechnung Punkt 3, zwei Teilketten	110
105	Positionsberechnung Punkt 4, Gesamtkette	111
106	Positionsberechnung Punkt 4, zwei Teilketten	111
107	Testmessung Gebäude 24	112
108	Punktübersicht	112
109	Positionsberechnung Punkt 3, gleiche Kabellänge	113
110	Positionsberechnung Punkt 3, ungleiche Kabellänge	113
111	Positionsberechnung Punkt 4, gleiche Kabellänge	114
112	Positionsberechnung Punkt 4, ungleiche Kabellänge	114
113	Messanordnung Gesamtsynchronisation mit einem Referenzoszillator	115
114	Umbau der Messanordnung und Verwendung zusätzlicher Stative	116
115	Herstellen der Verbindungen zwischen Referenzoszillator und TM5 - TM8	116
116	Punktübersicht, Testmessung mit zwei Zeitreferenzen	117
117	Positionsberechnung Punkt 513, ein Referenzoszillator	118
118	Positionsberechnung Punkt 513, zwei Referenzoszillatoren	118
119	Positionsberechnung Punkt 512, ein Referenzoszillator	119
120	Positionsberechnung Punkt 512, zwei Referenzoszillatoren	119
121	Positionsberechnung Punkt 510, ein Referenzoszillator	120
122	Positionsberechnung Punkt 510, zwei Referenzoszillatoren	120
123	GPS-Zeitreferenz	123
124	Oszillatoren zuerst durch PPS-Input synchronisieren	126

Tabellenverzeichnis

1	Auflistung verschiedener Indoor-Navigationstechnologien	7
2	Signalcharakteristik [Mid10]	28
3	Standardparameter für Range-Schätzer	38
4	Übereinstimmung der geschätzten Ranges (Standardparameter)	38
5	Geänderte Parameter (1) für Range-Schätzer	39
6	Geänderte Parameter (2) für Range-Schätzer	39
7	Übereinstimmung der geschätzten Ranges (veränderte Parameter)	40
8	Amplitude des Störsignals in Abhängigkeit der Distanz	44
9	Maximalradius der ersten Fresnel-Zone in Abhängigkeit der Distanz	46
10	Übereinstimmung der geschätzten Ranges	48
11	Trägefrequenzen für Transmitter 1 und 2	50
12	Fehler in Abhängigkeit der Integer-Ambiguität	55
13	Geschätzte Ranges ohne Phasensprung-Korrektur	59
14	Geschätzte Ranges mit Phasensprung-Korrektur	59
15	Übereinstimmung der geschätzten Ranges, Geb. 5.1	62
16	GPS Referenzoszillatoren	124
17	Zeitsysteme mit bester Synchronisation zu UTC	125
18	Hochgenaue Referenzoszillatoren	127

Literatur

- [Duc07] James Duckworth. *WPI Precision Personnel Locator System - Evaluation by first Responders*. Forth Worth, TX, 2007. ION GNSS Sessio D3, Indoor Positioning.
- [EAD10] Astrium EADS. *GNSS Technology Website <http://www.gnss-technology.com>*. October 2010.
- [HWLW03] Bernhard Hofmann-Wellenhof, Klaus Legat, and Manfred Wieser. *Navigation - Principles of positioning and guidance*. Springer Wien NewYork, Graz Austria, 2003. Seiten 375-385.
- [Küh08] Norbert Kühtreiber. *Strukturskriptum zur Vorlesung Datenqualitätsanalyse Version 6*. Technische Universität Graz, Austria, WS 2008.
- [MHW05] Helmut Moritz and Bernhard Hofmann-Wellenhof. *Physical Geodesy 2. Auflage*. Springer Wien NewYork, Graz Austria, 2005.
- [Mid10] Maik Middendorf. *Astrium Indoor Navigation Demonstrator - System Description*. EADS Astrium GmbH, München Ottobrunn, January 2010. ID-Number: IN-AST-ADD-0001.
- [MKI10] Rainer Mautz, Melanie Kunz, and Hilmar Ingensand, editors. *Abstract Volume, International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation 2010*, Campus Science City ETH Zürich, September 15-17 2010.
- [Nie08] Wolfgang Niemeier. *Ausgleichsrechnung - Statistische Auswertemethoden 2. Auflage*. de Gruyter, Berlin New York, 2008.
- [NM10a] Andre Nuckelt and Maik Middendorf. *Architecture Design Document (ADD)*. EADS Astrium GmbH, München Ottobrunn, August 2010. ID-Number: IN-AST-ADD-0001.
- [NM10b] Andre Nuckelt and Maik Middendorf. *Indoor Navigation Receiver Software Design*. EADS Astrium GmbH, München Ottobrunn, April 2010. ID-Number: IN-AST-TN-0011.
- [Pai07] Roland Pail. *Skriptum zur Vorlesung Parameterschätzung*. Technische Universität Graz, Austria, September 2007.
- [SPNMB10] Andreas Schmitz-Peiffer, Andre Nuckelt, Maik Middendorf, and Michael Burazanis, editors. *A new Navigation System for Indoor Positioning (InLite)*, Zürich Switzerland, 2010. International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN 2010).
- [SYM09] SYMEO. *SYMEO LPR®-System, LPR®-Sync Produktdokumentation*. SYMEO GmbH Prof.-Messerschmitt-Str. 3 85579 München, 2009.