



Interferenzlokalisierung und kooperative Algorithmen der GNSS Signalverarbeitung für intelligente Transportsysteme (InCarITS II)

Schlussbericht

Förderkennzeichen:
50 NA 1219

Projektleitung:
Univ.-Prof. Dr.-Ing. B. Eissfeller

Autoren:
Roland Bauernfeind
Dominik Dötterböck
Elias Gkougkas

Zuwendungsempfänger:
Institut für Raumfahrttechnik und Weltraumnutzung
Universität der Bundeswehr München
85577 Neubiberg
Deutschland



INSTITUTE OF
SPACE TECHNOLOGY & **SPACE APPLICATIONS**

InCarITS II, FKZ: 50 NA 1219



Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung.....	11
1.1	Inhalt.....	11
1.2	Gliederung	11
1.3	Referenzen	12
1.4	Liste der Abkürzungen.....	16
2	Zusammenfassung.....	19
2.1	Aufgabenstellung.....	19
2.2	Voraussetzungen	20
2.3	Planung und Ablauf des Vorhabens	21
2.4	Zusammenarbeit mit anderen Stellen.....	22
2.5	Wissenschaftlicher und technischer Stand zu Projektbeginn	22
2.5.1	Interferenzlokalisierung	22
2.5.2	Kooperative Algorithmen der GNSS Signalverarbeitung.....	23
2.6	Zusammenfassung der Ergebnisse und ihrer Verwertbarkeit.....	24
2.7	Bekannt gewordener Fortschritt bei anderen Stellen.....	26
3	Berichte zu den Arbeitspaketen	27
3.1	Interferenzlokalisierung	27
3.1.1	Interferenzquellen und Störsenderverbreitung.....	28
3.1.2	Interferenzunterdrückung.....	32
3.1.3	Parametermodell und Datenaustausch.....	38
3.1.4	Signalausbreitung	43
3.1.5	Interferenzlokalisierung	49
3.1.6	Leistungsanalyse.....	52
3.2	Kooperative GNSS-Signalverarbeitung für ITS.....	56
3.2.1	Modellbildung und Simulationsumgebung	58
3.2.2	Mehrwege-Unterdrückung.....	60
3.2.3	Reflektor-Lokalisierung.....	67
3.2.4	Auslöschung starker Navigationssignale	72
3.2.5	Kooperative Navigation	79
4	Anhang „Überblick von Interferenzquellen“	95



4.1	Koordinierte Sender im gemeinsamen Frequenzband	95
4.2	Signale durch Fehlfunktionen.....	99
4.3	Störsender	101



Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2-1: Ursachen für Positionsfehler	19
Abbildung 2-2: Integration mit C-ITS Infrastruktur	19
Abbildung 2-3: GBLS Referenz-Architektur [12]	25
Abbildung 3-1: Detektorstandorte im Raum München an der A8 (links) und A92 (rechts).....	29
Abbildung 3-2: Installation der Störsenderdetektoren (links) und Antennenposition an der A92 (rechts)	30
Abbildung 3-3: Frequenzversatz der gemessenen CW-Signale zur L1-Zentralfrequenz	30
Abbildung 3-4: Darstellung eines gemessenen Leistungsverlaufs	30
Abbildung 3-5: Elemente der Vorrichtung zur Sicherstellung der Beweismittel	31
Abbildung 3-6: Anordnung der Elemente zur optischen Störsendererfassung	31
Abbildung 3-7: Verlauf der Störsignalleistung.....	33
Abbildung 3-8: links: Kompressionsverhältnis; rechts: FFT mit 4096 Signalwerten	34
Abbildung 3-9: links: Kompressionsverhältnis; rechts: STFT mit 128 Signalwerten.....	34
Abbildung 3-10: links: Kompressionsverhältnis; rechts: STFT mit 64 Signalwerten	34
Abbildung 3-11: Verlauf des C/N_0 für das CW-Störsignal.....	35
Abbildung 3-12: Verlauf des C/N_0 für das Chirp-Störsignal.....	36
Abbildung 3-13: Verlauf des C/N_0 für das DME-Störsignal.....	36
Abbildung 3-14: Relevanzbereich im Umfeld einer Interferenzquelle.....	37
Abbildung 3-15: Blockschaltbild der gestützten Interferenzunterdrückung.....	37
Abbildung 3-16: Überblick über das Objektmodell der LDM	39
Abbildung 3-17: Aufbau und Management der LDM.....	40
Abbildung 3-18: Kommunikation von Interferenzereignissen	40
Abbildung 3-19: Kommunikation mit DENM und OCIT-C (DIN VDE V 0832-601)	41
Abbildung 3-20: Datenaustausch mit lokaler Datenbank	41
Abbildung 3-21: Datensatz für die Kommunikation basierend auf Erweiterungen von ITS-Standards	42
Abbildung 3-22: Empfangene Interferenzleistung für verschiedene Kanalmodelle und Sendeleistungen	43
Abbildung 3-23: Von Referenzstationen empfangene Interferenzleistung	43
Abbildung 3-24: Verteilungsfunktion der empfangenen Interferenzleistung an den Referenzstationen für -17dBW (links) und 0 dBW (rechts) Sendeleistung.....	44
Abbildung 3-25: Fahrzeugdichte in Abhängigkeit der Geschwindigkeit	45
Abbildung 3-26: Anzahl der Fahrzeuge im Detektionsbereich in Abhängigkeit der Geschwindigkeit..	45
Abbildung 3-27: Fahrzeug-zu-Fahrzeug-Signalausbreitung.....	45
Abbildung 3-28: Leistungsverlust eines Störsenders am Armaturenbrett (links) und im Handschuhfach (rechts) für ein Kleinfahrzeug (Fiat Panda) [23] [25].....	46
Abbildung 3-29: Blockdiagramm der Simulationsumgebung.....	47
Abbildung 3-30: Initialisieren der Fahrzeugpositionen mittels Google-Maps-Satellitenbild	48
Abbildung 3-31: Empfangene Störleistung (oben), Kreise der Leistungs-Differenzmessung (unten) ..	49
Abbildung 3-32: LSQ-Kostenfunktion der DRSS-Lokalisierung	50



Abbildung 3-33: Störsender-Lokalisierungsfehler über Positionsungenauigkeit für drei verschiedene Standardabweichungen der Abschattung.....	51
Abbildung 3-34: Synchronisation der Messungen	51
Abbildung 3-35: Gemessene Störsignalleistungen des statischen GATE-Tests mit Störsender im Zentrum.....	52
Abbildung 3-36: Ergebnisse des statischen GATE-Tests mit Störsender im Zentrum.....	52
Abbildung 3-37: Geschätzter Positionsfehler von Empfänger 5; blau mit Störsignalunterdrückung ...	53
Abbildung 3-38: Anzahl der verfügbaren Satelliten von Empfänger 5; blau mit Störsignalunterdrückung.....	53
Abbildung 3-39: Verbesserung der Signalverfolgung durch die Störsignalunterdrückung für Empfänger 5, PRN 25 und 27	53
Abbildung 3-40: Gemessene Störsignalleistungen des dynamischen GATE Tests mit Störsender in einem VW Golf 5	54
Abbildung 3-41: Ergebnisse des dynamischen GATE Tests mit Störsender in einem VW Golf 5.....	54
Abbildung 3-42: Schnittstellen der funktionalen Elemente der ITS-Architektur (Reference: www.frame-online.net).....	55
Abbildung 3-43: GNSS-Empfänger innerhalb C-ITS	56
Abbildung 3-44: Antennendiagramm einer geodätischen (links) und einer kostengünstigen (rechts) Antenne;.....	58
Abbildung 3-45: Zeit-Verzögerungs-Profil von gefilterten GNSS-Signal Chips nach einem Mehrwege-Kanal	59
Abbildung 3-46: Ionosphärenfehler bei Empfänger-Differenz in Abhängigkeit von Basislinie und Elevation.....	59
Abbildung 3-47: Troposphärenfehler bei Empfänger-Differenz in Abhängigkeit von Temperatur und Elevation.....	59
Abbildung 3-48: Doppler-Unterschied der Reflektor-Komponente.....	61
Abbildung 3-49: Streckenfehler durch Mehrwegeeffekte	61
Abbildung 3-50: Histogramm der Anzahl von Reflektionen in städtischen Regionen	61
Abbildung 3-51: Kategorisierung der verschiedenen Verfahren zur Unterdrückung von Mehrwegeeffekten.....	62
Abbildung 3-52: Autokorrelationsfunktion ohne	63
Abbildung 3-53: Autokorrelationsfunktion mit	63
Abbildung 3-54: Diskriminatoren ohne MMT (CIT =1ms)	64
Abbildung 3-55: Diskriminatoren mit MMT (CIT =1ms)	65
Abbildung 3-56: Geschätzte Code-Verzögerung des indirekten Signals	65
Abbildung 3-57: Autokorrelationsfunktion für eine kohärente Integrationszeit von 1 ms	66
Abbildung 3-58: Geometrie zwischen Satellit, Reflektionspunkt und Empfänger	67
Abbildung 3-59: Lokalisierungsalgorithmus basierend auf Ellipsoide.....	67
Abbildung 3-60: 3D-Darstellung des Lokalisierungsalgorithmus basierend auf Ellipsoide	68
Abbildung 3-61: Geometrie Empfänger (grün)-Repeater (rot), statisches Szenario.....	68
Abbildung 3-62: Kanalausgaben des IpexSR für das statische Szenario.....	69
Abbildung 3-63: Skyplot des statischen Szenarios	69



Abbildung 3-64: Momentaufnahmen ausgewählter Multi-Korrelator-Ergebnisse für das statische Szenario	69
Abbildung 3-65: Nord- und Ost-Positionsfehler der Repeater-Lokalisierung	70
Abbildung 3-66: Geometrie Empfänger-Repeater (dynamisches Szenario)	70
Abbildung 3-67: Kanalausgaben des IpexSR für das dynamische Szenario.....	70
Abbildung 3-68: Skyplot des dynamischen Szenarios	71
Abbildung 3-69: Verlauf der tatsächlichen Distanz vom Empfänger zum Repeater/Reflektor	71
Abbildung 3-70: Momentaufnahme eines Multi-Korrelators für das dynamische Szenario	71
Abbildung 3-71: Nord- und Ost-Positionsfehler der Repeater-Lokalisierung (dynamisches Szenario)	71
Abbildung 3-72: Kreuzkorrelation zwischen PRN1 und PRN2	73
Abbildung 3-73: Kreuzkorrelation zwischen PRN1 und PRN2 bei einem Doppler-Unterschied von 1 kHz	73
Abbildung 3-74: Auswirkung einer Kreuzkorrelation eines Signals mit $C/N_0=50$ dB-Hz auf ein Signal mit $C/N_0=40$ dB-Hz: (a) ohne Kreuzkorrelation, (b) mit Kreuzkorrelation.....	74
Abbildung 3-75: Trackingfehler eines Signals mit $C/N_0=40$ dB-Hz (ab Sekunde 260 wird ein Signal, das eine Kreuzkorrelation verursacht, eingefügt)	74
Abbildung 3-76: Skyplot der simulierten Satellitenkonstellation	75
Abbildung 3-77: Verlauf der Kreuzkorrelation (links) und das entsprechende Histogramm (rechts) zwischen den Satelliten G29 und G31	76
Abbildung 3-78: C/N_0 (links), Coderaten- und Dopplerverläufe (rechts) mit und ohne Auslöschung (PRN29).....	77
Abbildung 3-79: Vergleich der Tracking-Diskriminator Ausgänge für DLL, PLL und FLL mit und ohne Signalauslöschung (PRN29), Genauigkeitsangaben für aktive Signalauslöschung.....	77
Abbildung 3-80: Vergleich der Code-Minus-Carrier-Kombination (links) und des geschätzten Dopplers (rechts) von Satellit G29 mit und ohne Signalauslöschung.....	77
Abbildung 3-81: Nord- und Ost- und Höhen-Positions-Fehler sowie Geschwindigkeitsfehler der Einzelpunktpositionierung (Einheitsgewicht der Messungen) mit und ohne aktive Signalauslöschung	78
Abbildung 3-82: Empfänger-Architektur für C-ITS	79
Abbildung 3-83: Modellierungs-Restfehler bei extremer Kurvenfahrt für 0,1 und 1 Sekunde Integrationszeit	81
Abbildung 3-84: Frequenz-Fehler für skalares Open-Loop-Tracking und skalare Standard-Tracking-Loop (closed loop)	81
Abbildung 3-85: Phasen-Fehler für skalares Open-Loop-Tracking und skalare Standard-Tracking-Loop (closed loop)	82
Abbildung 3-86: Links: Mehrwege-Unterdrückung durch kohärente Korrelation, rechts: Multi-Korrelator für ein Signal mit Mehrweg bei 1 Hz relativem Doppler.....	82
Abbildung 3-87: Phasen-Fehler mit und ohne Mehrwegesignal (-6dB).....	83
Abbildung 3-88: Systematische Code-Fehler verschiedener Open-Loop-Techniken: Sinc-Interpolation, 3-Punkt Polynom-Interpolation, lineare 3-Punkt-Interpolation, FFT-Interpolation.....	83
Abbildung 3-89: Code-Fehler für skalares Open-Loop-Tracking (2 Sekunden, blau) und Code-Fehler für eine skalare Standard-Tracking-Loop (Closed-Loop, 20ms, 0,25 Hz Loop-Filter, rot)	84



Abbildung 3-90: Frequenz-Fehler-Verteilung für skalares Open-Loop-Tracking	85
Abbildung 3-91: Nord/Ost-Geschwindigkeits-Korrelation und Geschwindigkeits-Vektor-Kostenfunktion bei ca. 30 dBHz.....	85
Abbildung 3-92: Phasen- und Frequenz-Fehler für skalares Open-Loop Tracking mit ML-Kostenfunktion (schwarz) und Winkelfehler-Kostenfunktion (rot).....	86
Abbildung 3-93: Nord/Ost-Geschwindigkeitsfehler und Genauigkeit bei einem GDOP von 1,6	86
Abbildung 3-94: 2D-Korrelationsfunktion mit 10cm Gitter für neun Satelliten mit BPSK-(5) Signal, 30dBHz und 100ms kohärenter Integration.....	87
Abbildung 3-95: 2D-Korrelationsfunktion mit 1 m Gitter für fünf Satelliten für ein BPSK-(5) Signal bei 20dBHz und 500ms kohärenter Integration.....	87
Abbildung 3-96: Allan Varianz einer MEMS IMU (NEXUS 5 Mobiltelefon): Beschleunigungssensor (links) und Gyroskop (rechts)	88
Abbildung 3-97: Fehlerzeitreihen einer MEMS IMU (NEXUS 5 Mobiltelefon): Beschleunigungssensor (links) und Gyroskop (rechts), jeweils mit Bias-Prädiktion für 50 Sekunden anhand einer Sekunde, mit RMS Werten (hellblau)	88
Abbildung 3-98: Doppler- und Phasenfehler mit (1 Hz Doppler-Suchraum) und ohne Sensor-Stützung (5 Hz Doppler-Suchraum)	89
Abbildung 3-99: Uhrfehler über 2 Sekunden: Mit und ohne linearem Trend.....	90
Abbildung 3-100: Phasen- und Doppler-Fehler für Null- und Satelliten-Differenz (Referenzsatellit mit C/N0 = 45 dBHz)	90
Abbildung 3-101: Positions-Fehler und Geschwindigkeits-Fehler	91
Abbildung 3-102: Tracking des Uhr-Fehlers und der Uhr-Drift	91
Abbildung 3-103: Tracking der Position und der Geschwindigkeit	92
Abbildung 3-104: Trajektorie und Positionsfehler für Standard-Punktpositionierung für Szenario 1..	92
Abbildung 3-105: Tracking der relativen Position und Geschwindigkeit für Szenario 1	93
Abbildung 3-106: Trajektorie mit ausgewähltem Teilstück für Szenario 2	93
Abbildung 3-107: Tracking der relativen Position und Geschwindigkeit für Szenario 2	93
Abbildung 4-1: Pulspar auf einer Zwischenfrequenz von 2 MHz im Zeitbereich (links) und Frequenzbereich (rechts)	96
Abbildung 4-2: Störsender, die am Institut im Rahmen der Vorhaben InCarITS und InCarITS II beschafft wurden	101



Tabellenverzeichnis

Tabelle 1-1: Liste der verwendeten Abkürzungen	16
Tabelle 3-1: ITU Bänder mit Zuteilung für die Satellitennavigation	28
Tabelle 3-2: Interferenzquellen in den verschiedenen GNSS-Frequenzbändern	29
Tabelle 3-3: Störsignalleistung	33
Tabelle 3-4: GNSS-Empfänger als Interferenzdetektoren	38
Tabelle 3-5: Abdeckung für einen Grenzwert von -134,4 dBW	44
Tabelle 3-6: Pfadverlust und Standardabweichung (Shadow Fading)	46
Tabelle 3-7: Vergleich des synthetischen und realen Multi-Korrelators für einen Kanal	66
Tabelle 3-8: Position des statischen Empfängers und des Repeaters	68
Tabelle 3-9: Maximal erreichbare Leistung der Kreuzkorrelation für verschiedene Dopplerfrequenzen [38]	73
Tabelle 3-10: Datenvolumen für V2V-Übertragung	80
Tabelle 3-11: Genauigkeiten der relativen Positionierung	94
Tabelle 4-1: Parameter eines Pulspaars im X-Mode	95
Tabelle 4-2: DME-Stationen in München	96
Tabelle 4-3: Charakteristik von Radarsignalen	97
Tabelle 4-4: Standorte von L-Band Radaranlagen	97
Tabelle 4-5: IARU Frequenzplan [47] für Amateurfunk im E6-Band	98
Tabelle 4-6: Ordnung der Harmonischen in den Frequenzbändern der Satellitennavigation	100



INSTITUTE OF
SPACE TECHNOLOGY & **SPACE APPLICATIONS**

InCarITS II, FKZ: 50 NA 1219



1 Einleitung

1.1 Inhalt

Dieses Dokument stellt den Schlussbericht des Fördervorhabens

Interferenzlokalisierung und kooperative Algorithmen der GNSS Signalverarbeitung für intelligente Transportsysteme

dar, welches unter dem Förderkennzeichen 50 NA 1219 von der Universität der Bundeswehr München, Institut für Raumfahrttechnik und Weltraumnutzung durchgeführt wurde.

1.2 Gliederung

Das Dokument ist in vier Abschnitten organisiert mit folgendem Inhalt:

Abschnitt 1 gibt einen Überblick über das vorliegende Dokument mit einer Liste der referenzierten Literatur und einer Tabelle der verwendeten Abkürzungen.

Abschnitt 2 beinhaltet eine Zusammenfassung und einen kurzen Überblick des Vorhabens. Die Voraussetzungen und Aufgabenstellung werden geschildert, gefolgt von der Planung des Vorhabens und einer kurzen Zusammenfassung der Ergebnisse und deren Verwertung.

Abschnitt 3 enthält die Berichte und Ergebnisse der einzelnen Arbeitspakete. Hier wird jedes einzelne Arbeitspaket beschrieben und dessen Ergebnisse präsentiert.

Abschnitt 4 umfasst den Anhang mit einem Überblick von Interferenzquellen.



1.3 Referenzen

- [1] A. Brown, D. Reynolds und D. Roberts, „Jammer and Interference Location System - Design and Initial Test Results,“ in *ION GNSS*, Nashville, TN, US, 1999.
- [2] P. Ward, „Jammer Location Gets NGA Attention,“ *GPS World*, Nr. July 2008, pp. 12-14, 2008.
- [3] ICAO, „DOC 8071 Manual on Testing of Radio Navigation Aids - Vol II Testing of Satellite-based Radio Navigation Systems Ed 5,“ 2007.
- [4] The Economist, „GPS jamming - No jam tomorrow,“ *Technology Quarterly*, 2011.
- [5] J. C. Grabowski, „Personal Privacy Jammers: Locating Jersey PPDs Jamming GBAS Safety-of-Life Signals,“ *GPS World*, Nr. April, 2012.
- [6] S. Pullen und G. Gao, „GNSS Jamming in the Name of Privacy,“ *Inside GNSS*, Nr. March/April, 2012.
- [7] S. Pullen, G. Gao, C. Tedeschi und J. Warburton, „The Impact of Uninformed RF Interference on GBAS and Potential Mitigations,“ in *ION ITM*, Newport Beach, 2012.
- [8] J. Merrill, „PatriotWatch, Vigilance SaveguardingAmerica,“ in *WSTS*, 2012.
- [9] A. G. Proctor, C. W. T. Curry, J. Tong, M. Greaves und P. Cruddance, „Protecting the UK Infrastructure: A System to Detect GNSS Jamming and Interference,“ *InsideGNSS*, September/October 2011.
- [10] Y. Sun, X. Wang, M. Önen und R. Molva, „CrowdLoc: Wireless Jammer Localization with Crowdsourcing Measurements,“ in *UbiCrowd*, 2011.
- [11] L. Scott, „J911: The Case for Fast Jammer Detection and Location Using Crowdsourcing Approaches,“ in *ION GNSS*, Portland, OR, US, 2011.
- [12] ETSI, „Satellite Earth Stations and Systems (SES); GNSS based location systems; Part 2: Reference Architecture,“ 2015.
- [13] Chronos Technology, „SENTINEL Project Report on GNSS Vulnerabilities,“ 2014.
- [14] E. Cetin, M. Trinkle, A. Bours, G. Gabelli, R. J. R. Thompson, A. G. Dempster und G. E. Corazza, „Overview of Weak Interference Detection and Localization Techniques for the GNSS Environmental Monitoring System (GEMS),“ in *ION GNSS+*, Tampa, Florida, 214.
- [15] NSL, „Detection, Evaluation and Characterication of Threats to Road Applications (DETECTOR),“



Applications and Treats Analysis," 2012.

- [16] C.-K. Feng, S.-S. Jan, T. Johnson und D. Akos, „Assessment of Camera Capture for GPS RFI Monitor,“ in *IEEE/ION PLANS*, Monterey, CA, US, 2014.
- [17] G. Kar, H. Mustafa, Y. Wang, Y. Chen, W. Xu, M. Gruteser und T. Vu, „Detection of On-Road Vehicles Emanating GPS Interference,“ in *CCS*, Scottsdale, Arizona, USA , 2014.
- [18] L. Kurz, E. Tasdemir und T. G. Noll, „JamCam: A Camera-Integrated GNSS Receiver for Spatial Detection of Radio Frequency Interference Sources,“ in *NAVITEC*, Noordwijk, The Netherlands, 2014.
- [19] RTCA, „Assessment of Radio Frequency Interference Relevant to the GNSS L1 Frequency Band (RTCA/DO-235B),“ RTCA, Inc., Washington, DC, 2008.
- [20] RTCA, „Assessment of Radio Frequency Interference Relevant to the GNSS L5/E5A Frequency Band (RTCA/DO-293),“ RTCA Inc., Washington, DC.
- [21] C. Stöber, „ipexSR: A Real-Time Multi-Frequency Software,“ in *IEEE ELMAR*, Zadar, Croatia, 2010.
- [22] R. Bauernfeind und B. Eissfeller, „Software-Defined Radio based Roadside Jammer Detector: Architecture and Results,“ in *IEEE/ION PLANS*, Monterey, CA, US, 2014.
- [23] D. Borio, J. Fortuny-Guasch und C. O'Driscoll, „Characterication of GNSS Jammers,“ *Coordinates*, Nr. May, 2013.
- [24] A. Teubner, A. Wolf, G. Hein und H.-J. Thierfelder, „GNSS Indoors Fighting the Fading Part 2,“ *InsideGNSS*, May/June 2008.
- [25] K. Sheridan, Y. Ying und T. Whitworth, „Radio Frequency Interference Detection to Support the Use of GNSS in ITS,“ in *9th ITS European Congress*, Dublin, Ireland, 2013.
- [26] H. Iwai und I. Sugae, „Path Loss and Delay Profile Models for ITS in 700 MHz,“ in *VANET*, Chicago, IL, US, 2010.
- [27] J. S. Otto, F. E. Bustamante und R. A. Berry, „Down the Block and Around the Corner - The Impact of Radio Propagation on Inter-vehicle Wireless Communication,“ in *IEEE International Conference on Distributed Computing Systems*, 2009.
- [28] M. Gudmundson, „Correlation model for shadow fading in mobile radio systems,“ *Electronics Letter*, 1991.
- [29] R. Zekavat und M. R. Buehrer, *Handbook of Position Location: Theory, Practice and Advances*,



Wiley-IEEE Press, 2011.

- [30] D. Munoz, F. Bouchereau, C. Vargas und R. Enriquez-Caldera, „Position Localization Techniques and Applications,“ Burlington, Ma, US, Elsevier, 2009.
- [31] B. Eissfeller, „Ein dynamisches Fehlermodell für GPS Autokorrelationsempfänger,“ München, Universität der Bundeswehr, 1994.
- [32] A. Lehner, „Multipath Channel Modelling for Satellite Navigation Systems,“ Dissertation, Shaker Verlag, 2007.
- [33] R. V. Nee, „The Multipath Estimating Delay Look Loop,“ *Proceedings of the IEEE 2nd Int. Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, 29 November 1992.
- [34] L. Weil, „Multipath Mitigation Using Modernized GPS Signals: How good can it get?,“ *Proceedings of ION GPS*, Sept 2002.
- [35] B. F. Lawrence Weill, „Method for Mitigating Multipath Effects in Radio Systems“. United States Patent US 6370207 B1, 9. April 2002.
- [36] C. Stöber, „Analysis and Verification of Synthetic Multicorrelators,“ in *Proceedings of the 24th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation*, Portland, Oregon, 2011.
- [37] D. Marquardt, „An Algorithm for Least-Squares Estimation of Nonlinear Parameters,“ *Journal Applied Math., Vol. 11*, pp. 431-441, 1963.
- [38] E. D. Kaplan und C. J. Hegarthy, „Understanding GPS Principles and Applications,“ Artech House, 2006.
- [39] ICAO, „Aeronautical Telecommunications Annex 10 Volume I (Radio Navigation Aids) 5th Edition,“ 1996.
- [40] F. Bastide, E. Chatre, C. Macabiau und B. Roturier, „GPS L5 And GALILEO E5a/E5b Signal-to-Noise Density Ratio Degradation Due to DME/TACAN Signals: Simulations and Theoretical Derivation,“ in *ION NTM*, San Diego, CA, US, 2004.
- [41] ICAO, „Handbook on Radio Frequency Spectrum Requirements for Civil Aviation,“ 2009.
- [42] ICAO, „ICAO Annex 10 Volume V: Aeronautical Radio Frequency Spectrum Utilization,“ 2001.
- [43] ICAO, „ICAO Annex 10 Volume IV: Surveillance Radar and Collision Avoidance Systems,“ 2002.
- [44] ITU, „ITU-R M.1463-2; Characteristics of and protection criteria for radars operating in the



- radiodetermination service in the frequency band 1215-1400 MHz," 2013.
- [45] G. Heinrichs, E. Löhnert, O. Björn und E. Wittmann, „Disruptive Effects of RF Interference on Galileo E5b and E6 Frequencies in the Galileo Test and Development Environment GATE," in *NAVITEC*, Noordwijk, The Netherlands, 2008.
- [46] IARU, „Spectrum Requierments for the Amateur and Amateur-satellite Services," Newington, CT, USA, 2013.
- [47] IARU, „VHF Managers Handbook," Cham, Switzerland, 2013.
- [48] F. Butsch, „Untersuchungen zur elektromagnetischen Interferenz bei GPS," Universität Stuttgart, Stuttgart, 2001.
- [49] M. Zwingl, „Amateur Spectrum Matters on 23 cm Band," in *IARU Region 1 Conference*, Sun City, South Africa, 2011.
- [50] T. Buck und G. Sellick, „GPS RF Interference via a TV Video Signal," in *ION ITM*, Kansas City, MO, US, 1997.
- [51] R. Landry und A. Renard, „Analysis of potential interference sources and assessment of present solutions for GPS/GNSS receivers," in *International Conference on Integrated Navigation Systems*, Saint-Petersburg, Russia, 1997.
- [52] B. Motella, M. Pini und F. DAVIS, „Investigation on the effect of strong out-of-band signals on global navigation satellite systems receivers," *GPS Solutions*, 2007.
- [53] B. Forssell, *Radionavigation Systems*, Norwood, Massachusetts: Artech House, 2008.
- [54] ETSI, „EN 300 676-1; Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Ground-based VHF hand-held, mobile and fixed radio transmitters, receivers and transceivers for the VHF aeronautical mobile service using amplitude modulation; Part 1," France, 2007.
- [55] ICAO, „ICAO Annex 10 Volume III: Part 2 - Voice Communication Systems," 2007.
- [56] ETSI, „EN 302 077-1; Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Transmitting equipment for the Terrestrial - Digital Audio Broadcasting (T-DAB) service; Part 1," France, 2005.
- [57] ETSI, „EN 302 296-2: DVB-T," France, 2011.
- [58] ETSI, „EN 300 744: DVB Modulation," 2004.
- [59] R. Bauernfeind, „Analyse, Detektion und Unterdrückung von InCar-GNSS-Störsendern in



intelligenten Transportsystemen (InCarITS); FKZ: 50NA1001,“ TIB Universität Hannover, 2013.

[60] EC, „EGNOS Safety of Life Service Definition Document,“ 2011.

[61] M. Caissy, L. Agrotis, G. Weber, M. Hernandez-Pajares und U. Hugentobler, „The International GNSS Real-Time Service,“ *GPS World*, 2012.

1.4 Liste der Abkürzungen

Tabelle 1-1: Liste der verwendeten Abkürzungen

Abkürzung	Bedeutung
ACARS	Aircraft Communications Addressing and Reporting System
ADC	Analog-to-Digital-Converter
AFuG	Amateurfunkgesetz
AFuV	Amateurfunkverordnung
ARNS	Aeronautical Radio Navigation Services
ATV	Amateur Television
CAM	Cooperative Awareness Message
CIT	Coherent Integration Time
C-ITS	Cooperative Intelligent Transport System
COFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
CW	Continuous Wave
DAB	Digital Audio Broadcasting
DARC	Deutscher Amateur Radio Club
DATEX	Data Exchange
DENM	Decentralized Environmental Notification Message
DFS	Deutsche Flugsicherung
DGPS	Differential Global Positioning System
DLL	Delay Locked Loop
DLR	Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt
DME	Distance Measurement Equipment
DRSS	Differential Received Signal Strength
D-STAR	Digital Smart Technologies for Amateur Radio
DVB-S	Digital Video Broadcasting – Satellite
DVB-T	Digital Video Broadcasting – Terrestrial
EC	European Commission
EGNOS	European Geostationary Navigation Overlay Service
EME	Earth–Moon–Earth
EMF	Elektromagnetische Felder
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FFT	Fast Fourier Transform



FLL	Frequency Locked Loop
FM	Frequency Modulation
FSK	Frequency Shift Keying
GATE	Galileo Testgebiet
GBAS	Ground Based Augmentation System
GBLS	GNSS-based Localization System
GDOP	Geometric Dilution of Precision
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GNSS	Global Navigation Satellite System
IALA	International Association of Lighthouse Authorities
IARU	International Amateur Radio Union
ICAO	International Civil Aviation Organization
IF	Intermediate Frequency
IGS	International GNSS Service
ILS	Instrument Landing System
IMU	Inertial Measurement Unit
INR	Interference-to-Noise Ratio
INS	Inertial Navigation System
ipexSR	ISTA PC-based experimental Software Receiver
ISTA	Institute of Space Technology and Applications
ITU	International Telecommunication Union
JTIDS	Joint Tactical Information Distribution System
LBS	Location-Based-Service
LDM	Local Dynamic Map
LiDAR	Light Detection and Ranging
LMS	Land Mobile Satellite
LOC	Localizer
LOS	Line-of-sight
LTE	Long Term Evolution
MEDLL	Multipath Estimation Delay Lock Loop
MEMS	Micro-Electro-Mechanical Systems
MIDS	Multifunctional Information Distribution System
ML	Maximum-Likelihood
MMT	Multipath Mitigation Technique
OCIT	Open Communication Interface for Road Traffic Control Systems
PAL	Phase-Alternating-Line
PLL	Phase Locked Loop
PNT	Positioning, Navigation, and Timing
PPD	Personal Privacy Device
PPP	Precise Point Positioning
PRN	Pseudo Random Noise
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RF	Radio Frequency
RMS	Root Mean Square
RSU	Road Side Unit



RTCA	Radio Technical Commission for Aeronautics
SAPOS	Satellitenpositionierungsdienst der deutschen Landesvermessung
SES	Satellite Earth Stations and Systems
SIC	Successive Interference Cancellation
SSB	Single-Sideband Modulation
SSTV	Slow-scan television
STFT	Short-time Fourier Transform
TACAN	Tactical Air Navigation
TCXO	Temperature Compensated Crystal Oscillator
TDOA	Time Difference of Arrival
TMC	Traffic Management Center
UKW	Ultrakurzwelle
UniBwM	Universität der Bundeswehr München
V2I	Vehicle-to-Infrastructure
V2V	Vehicle-to-Vehicle
V2X	Vehicle-to-Vehicle/Infrastructure
VHF	Very high frequency
VOR	VHF Omni Directional Range

2 Zusammenfassung

Das Vorhaben „Interferenzlokalisierung und kooperative Algorithmen der GNSS Signalverarbeitung für intelligente Transportsysteme (InCarITS II)“ wurde am Institut für Raumfahrttechnik und Weltraumnutzung (ISTA) der Universität der Bundeswehr München (UniBwM) als Zuwendung des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrttechnik e.V. (DLR) durchgeführt. Dieser Schlussbericht wurde von den Projektmitarbeitern am Institut für Raumfahrttechnik und Weltraumnutzung unter der Leitung von Univ.-Prof. Dr.-Ing. Bernd Eissfeller erstellt. Er beschreibt die wesentlichen Ergebnisse der Projektarbeiten im gesamten Projektzeitraum.

2.1 Aufgabenstellung

Die Aufgabenstellung der Zuweisung war es, wie in Abbildung 2-1 und Abbildung 2-2 dargestellt, die Positionierungsfehler durch Interferenzsignale, Mehrwegeeffekte und lokale Fehler bei der relativen Positionsbestimmung - unter Nutzung der Infrastruktur kooperativer intelligenter Transportsysteme - (C-ITS) zu reduzieren.

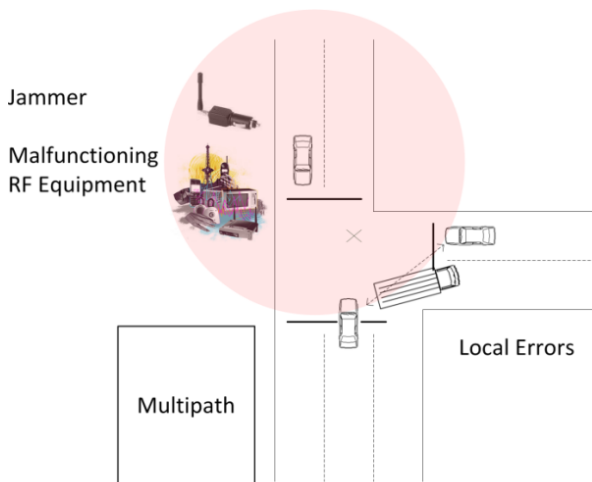


Abbildung 2-1: Ursachen für Positionsfehler

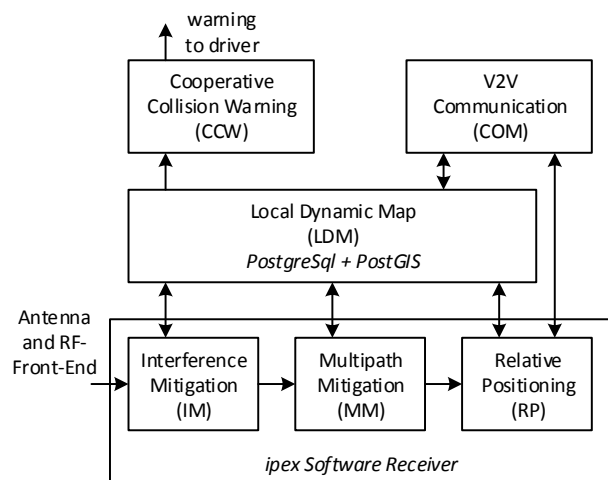


Abbildung 2-2: Integration mit C-ITS Infrastruktur

Um effektiv gegen Interferenzen und gezieltes Stören vorgehen zu können, ist es notwendig, die Interferenzquelle zu lokalisieren. Eine genaue Lokalisierung ist jedoch nur mit einem Netzwerk von GNSS-Sensoren möglich, das flächendeckend zur Verfügung steht. Bei Verwendung eines GNSS-Navigationssignals z.B. im E5-Band, welches für ARNS (Aeronautical Radio Navigation Services) reserviert ist, muss auch mit Interferenzen durch andere Navigationssysteme wie das DME (Distance Measurement Equipment) gerechnet werden. Diese und weitere Interferenzquellen müssen vom Empfänger detektiert und unterdrückt werden. Hier ermöglicht ein Netzwerk aus Fahrzeug-GNSS-Empfängern - durch eine standardisierte Kommunikation von Fahrzeug-zu-Fahrzeug (engl. Vehicle-to-Vehicle, V2V) und Fahrzeug-zu-Infrastruktur (Vehicle-to-Infrastructure, V2I) - neue Methoden zur



flächendeckenden Lokalisierung und Unterdrückung von Störsignalen, die im Rahmen des Vorhabens entwickelt und analysiert werden sollen.

Die bisher vorgesehenen Verfahren zur Abstandsbestimmung in der C-ITS Architektur berechnen die relative Position als Differenz der unabhängig berechneten absoluten Positionen der einzelnen Empfänger. Jeder Empfänger kann hierbei zur Berechnung der absoluten Position verschiedene Algorithmen verwenden, wodurch vermeidbare Fehler allein aufgrund von unterschiedlichen Algorithmen in der Firmware auftreten können. Auch die Verwendung verschiedener GNSS-Satelliten zur Positionsbestimmung führt bei sicherheitskritischen Anwendungen zu vermeidbaren Ungenauigkeiten. Diese Problematik wurde bisher vollständig vernachlässigt. Bei allen derzeitig verwendeten Konzepten für C-ITS-Anwendungen bleibt die Tatsache unberücksichtigt, dass mehrere räumlich sehr nahe gelegene GNSS-Empfänger gleichzeitig ihre Position ermitteln. Dabei wird nicht berücksichtigt, dass durch den direkten Austausch von Messungen die atmosphärischen Fehlerinflüsse bei Relativ-Verfahren kostengünstig wesentlich verringert werden könnten.

Mehrwegeeffekte stellen immer noch ein großes Problem bei der Positionierung dar. Sie sind einer der Hauptgründe dafür, dass intelligente GNSS-basierte Mautsysteme ohne teure Zusatzinfrastruktur zum Beispiel in städtischen Gebieten noch nicht möglich sind. Bei relativer Positionsbestimmung zwischen verschiedenen Verkehrsteilnehmern wird ein Großteil der gemeinsamen GNSS-Fehlerinflüsse verringert beziehungsweise eliminiert. Dies gilt jedoch nicht für Mehrwegeeffekte, die damit zum dominierenden Faktor werden. Aufgrund der hohen Anforderungen der meist sicherheitskritischen Anwendungen ist eine Unterdrückung beziehungsweise genaue Beurteilung der Auswirkungen der Mehrwegeeffekte in Echtzeit notwendig.

2.2 Voraussetzungen

Grundlage der Zuweisung war das Vorgängervorhaben „Analyse, Detektion und Unterdrückung von InCar-GNSS-Störsendern in intelligenten Transportsystemen (InCarITS, FKZ 50 NA 1001)“ welches von Januar 2010 bis August 2013 am Institut für Raumfahrttechnik und Weltraumnutzung durchgeführt wurde. Im Rahmen dieses Vorhabens wurde am Institut eine spezielle wissenschaftliche Expertise im Bereich absichtlicher Interferenzgenerierung (durch GNSS-Störsender), deren Detektion und Unterdrückung aufgebaut. Zusätzlich wurde auf dem Gebiet der intelligenten Transportsysteme umfangreiches Wissen gewonnen, welches im Vorhaben InCarITS II eingesetzt werden konnte. Eine weitere Voraussetzung war die Möglichkeit der Universität der Bundeswehr, im Rahmen von Forschungsprojekten GNSS-Störsender mit einer Frequenzuteilung für Versuchsfunk in geeigneten Umgebungen zu betreiben. Für einen Unterauftrag im Rahmen des Vorhabens wurde die Firma SIEMENS gewählt. Aufgrund ihrer Erfahrungen und Tätigkeiten im Bereich intelligenter Transportsysteme hatte die Firma SIEMENS gute Voraussetzungen für die zu bearbeitenden Arbeitspakete.



2.3 Planung und Ablauf des Vorhabens

Gemäß dem Antrag auf Zuweisung war das Vorhaben in 27 Arbeitspakete unterteilt. Die Aufgaben des Projektmanagements waren in AP 1100 zusammengefasst. Die Entwicklung von Methoden zur unterstützten Interferenzunterdrückung und kooperativen Interferenzlokalisierung erfolgte in den Arbeitspaketen:

- AP 2100: Untersuchung allgemeiner Interferenzquellen
- AP 2200: Parametermodell gestützte Interferenzunterdrückung
- AP 2300: Parametermodell für die lokale Umgebungskarte (LDM)
- AP 2400: Signalausbreitung
- AP 2500: Interferenz-Lokalisierungsalgorithmen für C-ITS
- AP 2600: Leistungsanalyse

Die Arbeiten zur kooperativen Navigation beziehungsweise zu relativer Positionsbestimmung waren aufgeteilt in die Arbeitspakete:

- AP 3100: Modellbildung und Simulationsumgebung
- AP 3200: Kooperative Positionierung
- AP 3300: Relativpositionierung auf Postkorrelationsebene
- AP 3400: Untersuchung kooperatives Verfahren/Signal Tracking
- AP 3500: Verifikation der Algorithmen
- AP 3600: Analyse Anforderungen an Empfänger-Architektur

Die Beschreibung der Signalumgebung und verschiedener Methoden zur Unterdrückung von Mehrwegeeffekten erfolgte in den Arbeitspaketen:

- AP 4100: Modellbildung für reflektierte Signale
- AP 4200: Tracking Algorithmen mit Mehrwegeschätzung
- AP 4300: Erweiterung der Simulationsumgebung
- AP 4400: Auslöschung starker Navigationssignale
- AP 4500: Kooperative 3D-Modellbildung und LDM-basierte Unterdrückung
- AP 4600: Analyse der Mehrwegeeffekte bei kooperativen Navigationsmethoden

Die Analyse der C-ITS Infrastruktur und Messungen zur Störsenderverbreitung erfolgten in Kooperation mit SIEMENS in den Arbeitspaketen:

- AP 5100: Anforderungen C-ITS und Teilnehmerverhalten
- AP 5200: Standardisierungsprozess im Bereich C-ITS (SIEMENS)
- AP 5300: Entwicklungsplan für kooperative Algorithmen (SIEMENS)
- AP 6100: Anforderungen an Detektoreinheit (SIEMENS)
- AP 6200: Entwicklung Störsender-Blitzer
- AP 6300: Aufbau Störsender-Detektoren
- AP 6400: Installation und Durchführung der Messungen (SIEMENS)
- AP 6500: Auswertung der Messungen



Der Projektstart erfolgte im Oktober 2012 mit einer Projektlaufzeit von 21 Monaten. Mit der Abgabe dieses Schlussberichtes im Juli 2015 wurden die Arbeiten im Rahmen des Vorhabens „Interferenzlokalisierung und kooperative Algorithmen der GNSS Signalverarbeitung für intelligente Transportsysteme (InCarITS II)“ abgeschlossen.

2.4 Zusammenarbeit mit anderen Stellen

Im Rahmen des Vorhabens wurde ein Unterauftrag an SIEMENS vergeben. SIEMENS konnte den Zugang zu Verkehrsbrücken ermöglichen, um im Rahmen des Vorhabens Störsender-Detektoren zu betreiben. Weiter besitzt SIEMENS als Mitglied im OCIT-Konsortium (Offene Schnittstellen für die Straßenverkehrstechnik) die notwendige Expertise und Möglichkeiten, Erweiterungen zu Standards zur Kommunikation von Störereignissen in den Standardisierungsprozess einzubringen.

2.5 Wissenschaftlicher und technischer Stand zu Projektbeginn

2.5.1 Interferenzlokalisierung

Das Interesse von Industrie und Forschung an der Entwicklung von Fähigkeiten zur Detektion und Lokalisierung von GNSS-Interferenzquellen ist in den letzten Jahren konstant gestiegen. Die ersten Bestrebungen in diese Richtung kamen von militärischer Seite und wurden durch Systeme wie das amerikanische „NAVSYS Jammer Detection and Location (JLOC) System“ [1] [2] realisiert. Im zivilen Bereich kamen die ersten Anforderungen aus der Luftfahrt durch ICAO Standards [3] für GPS-basierte Landeanflüge. In Deutschland gibt es zum Beispiel zur lokalen Überwachung der Interferenzumgebung an Flughäfen das „GNSS Interference Monitoring System (GIMOS)“ [4] [5] [6]. Als im November 2009 am Newark Liberty International Airport (New York City) die erste GBAS-Referenzstation in Betrieb genommen werden sollte, wurden periodisch auftretende Störungen beobachtet. Ohne geeignete Infrastruktur zur Lokalisierung von bewegten Störquellen hat es mehr als drei Monate gedauert, um die Ursache von periodischen Ausfällen im Einsatz von GNSS-Störsendern in vorbeifahrenden Fahrzeugen zu finden [4] [5] [6] [7]. Aus diesem Vorfall folgte die Erkenntnis, dass bestehende Systeme nicht ausreichen und verbesserte Detektions- und Lokalisierungsfähigkeiten notwendig sind. Um die flächendeckende Detektion von GNSS-Interferenzsignalen zu verbessern, wurde in Amerika nach dem Vorbild des JLOC Systems das „Patriot Watch“ Programm zur Übermittlung von Informationen über detektierte Störer an eine zentrale Stelle gestartet [8]. Das System soll eine offene Architektur mit standardisierten Protokollen verwenden, damit bestehende Systeme und Nutzer GPS-Störungen detektieren und über ein standardisiertes Protokoll an eine Zentrale senden können. Es wird eine nahe Echtzeitfähigkeit angestrebt, um sofort Gegenmaßnahmen einzuleiten und den Störer ausschalten zu können. In Großbritannien wurde im Rahmen des Projektes GAARDIAN die Entwicklung einer Detektions- und Lokalisierungsinfrastruktur für GNSS-Interferenzen gestartet, welche lokal für kritische Infrastruktur eingesetzt werden kann [9]. Um einen flächendeckenden Schutz unter Verwendung bereits geplanter und in naher Zukunft vorhandener Infrastruktur zu erlauben, wird im Bereich Forschung an



Crowdsourcing-Ansätzen mit Mobiltelefonen gearbeitet [10] [11]. Relevante Patente zum technischen Stand zu Projektbeginn sind:

- “Handheld GPS jammer locator”, Juni 2007 (US7233284)
- „Gerät zur Erkennung von GNSS-Störsendern“, Mai 2010 (DE102008043506)
- “Method and system for detecting interference for global positioning systems”, Juni 2010 (US 20040257275 A1).

Hierbei handelt es sich auch um Methoden zur lokalen Detektion von Störsignalen, die aber keine flächendeckende Lokalisierung ermöglichen.

2.5.2 Kooperative Algorithmen der GNSS Signalverarbeitung

INS/GPS-integrierte Systeme und kartengestützte Koppelnavigation bilden seit langem die Basis verschiedener Navigationsalgorithmen und ermöglichen unter Normalbedingungen eine unterbrechungsfreie Navigation. Ohne zusätzliche Korrekturdaten liegt die Genauigkeit bei dynamischen Vorgängen jedoch im Meter-Bereich und ist für hochgenaue relative Positionierung nur bedingt geeignet. Autonome Navigationsmethoden unter Verwendung von INS führen zudem zu unterschiedlichen Relativpositionen bei unterschiedlicher Satellitenauswahl der Empfänger und bieten ebenfalls nur Genauigkeiten im Meter-Bereich.

Vorhandene DGPS-Dienste (z.B. SAPOS) vermeiden derartige Probleme, indem sie Messungen von Referenz-Empfängern verwenden, um relativ zu diesen Empfängern zu positionieren. Die dabei erreichbaren Genauigkeiten sind sehr hoch, jedoch sind für die ITS-Anwendungen Einschränkungen absehbar. Beispielsweise ist eine permanente Datenverbindung zu einer Referenzzentrale erforderlich. Auch weisen DGPS-Algorithmen bei schlechten GNSS-Signalbedingungen oder bei Fehlern in der Datenverbindung (z.B. GSM, UMTS) mangelnde Robustheit auf.

Im Bereich der relativen Navigation wurden bereits verschiedene Aspekte untersucht, wie zum Beispiel die Verwendung von differentielltem GPS. Hierbei sind die Konzepte ohne ganzheitliche Sicht auf die Empfänger-Signalverarbeitungskette, nur bezogen auf die Positionierung am Ende der Verarbeitungskette erstellt worden.

Eine andere Variante für hochgenaue Positionierung ist „Precise Point Positioning“ (PPP). Hierbei werden dem Nutzer über Satellit oder Internet hochpräzise Bahn- und Uhrparameter sowie weitere Satelliten- und Atmosphärenkorrekturen in einer hohen Rate übermittelt (über geostationäre Satelliten oder Internet), so dass der Empfänger ohne Differenzenbildung die Satellitenfehler auf 1-2 cm reduzieren kann. Um für die sehr genaue Positionierung letztendlich die Trägerphasen auflösen zu können, muss der Empfänger jedoch lokale Fehlerquellen schätzen, wie zum Beispiel atmosphärische Laufzeitverzögerungen. Nachteil dieses Ansatzes ist, dass der Schätzprozess der Fehlerquellen einer längeren Einschwingphase bedarf, die zwischen wenigen Minuten und etwa einer halben Stunde liegen kann. Diese Angaben treffen aber nur auf hochgenaue teure Empfänger mit mehreren Frequenzbändern und großen Antennen zu. PPP und Netzwerk-basierte RTK Methoden werden mittlerweile auch verknüpft, um die Konvergenzzeiten zu verkürzen und auch die Abhängigkeit vom mobilen Netzwerk aufzuheben.



2.6 Zusammenfassung der Ergebnisse und ihrer Verwertbarkeit

Fahrzeug-GNSS-Empfänger bieten die besten Voraussetzungen zur Implementierung von Methoden zur flächendeckenden Interferenzlokalisierung. Im Vergleich zu Smartphone-Empfängern sind sie weniger preissensibel, sind nicht im gleichen Maße beschränkt im Stromverbrauch und können auch bei gestörtem GNSS-Signalempfang z.B. durch Map Matching noch gut positionieren bzw. ein detektiertes Störereignis georeferenzieren. Die Ergebnisse des Vorhabens haben gezeigt, dass trotz der hohen Dynamik der Empfänger und starken Variationen in der empfangenen Störsignalleistung aufgrund von Abschattung durch Fahrzeuge die empfangene Störsignalleistung zur Lokalisierung der Störquelle verwendet werden kann. Durch Anwendung verbesserter Algorithmen zur Störsignal-Unterdrückung konnte die Degradierung der „GNSS-only“ Positionslösung so weit reduziert werden, dass die gemessenen Störsignalleistungen mit Georeferenz für die Lokalisierung der Störquelle verwendet werden konnten.

Auf Empfänger-Tracking-Ebene wurde ein effizienter und echtzeitfähiger Algorithmus in den ipexSR implementiert, der die Verfolgung von schwächeren Signalen durch Auslöschung der stärkeren Signale verbessert. Dies ist ein wichtiger Aspekt, da zum Beispiel das L1-Band von allen GNSS genutzt wird und sich dadurch der Rauschpegel erhöht. Darüber hinaus, wurden Algorithmen implementiert, die es erlauben Mehrwegeeffekte zu unterdrücken und Mehrwegesignale zu schätzen, um die Positionsgenauigkeit zu erhöhen.

Für die kooperative relative Positionierung wurde eine effiziente und kostengünstige Empfänger-Architektur entwickelt, die mit der Hilfe von differentieller Korrelation und dem Austausch von Messungen auch bei sehr schwachen Signalen genaue Navigationslösung erzielen kann und dabei Mehrwegeeffekte unterdrückt. Diese Architektur kann durch die Stützung von weiteren Sensoren erweitert werden, wodurch sich die Genauigkeit und Robustheit erhöhen lassen.

Die Ergebnisse des Vorhabens wurden bei zahlreichen Konferenzen, in Arbeitsgruppen sowie in Zeitschriften präsentiert und stehen über dem vorliegenden Schlussbericht der Allgemeinheit zur Verfügung. Eine Auflistung ist nachfolgend gegeben.

Veröffentlichungen auf Konferenzen:

- ION GNSS 2013: „Cooperative GNSS Signal Processing Algorithms for Intelligent Transport Systems“, September 2013
- IEEE/ION PLANS 2014: „Software-Defined Radio Based Roadside Jammer Detector: Architecture and Results“, Mai 2014
- ION GNSS 2014: „Design of an European GNSS Interference Data Exchange Service“, September 2014

Veröffentlichungen in Zeitschriften:

- InsideGNSS, „In-Car GNSS Jammer Localization Using Vehicular Ad-Hoc Networks“, May/June 2013

Präsentation in Arbeitsgruppen:

- ICG WG-B Interim Meeting: „GNSS Positioning for C-ITS Applications and Potential RFI Threats“, Wien, 12.06.2013

Durch die Präsentation und Veröffentlichungen können die Ergebnisse zur Standardisierung neuer Empfänger-Architekturen beitragen.

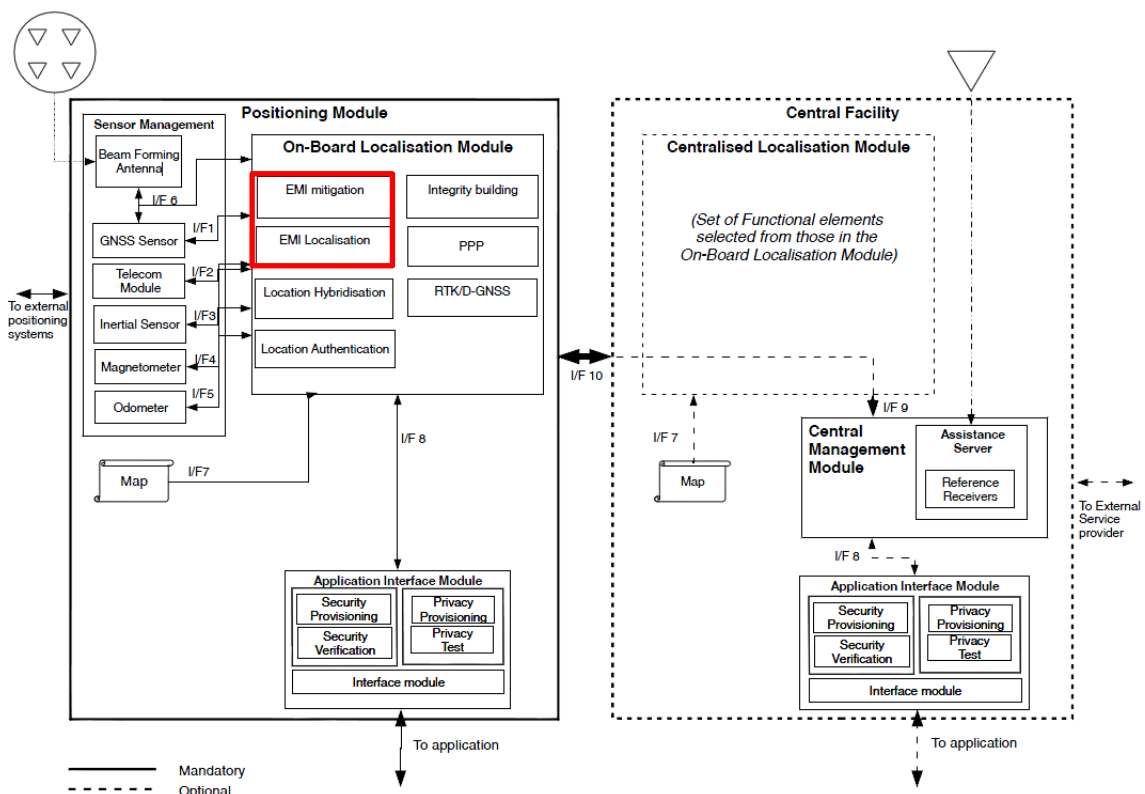


Abbildung 2-3: GBLS Referenz-Architektur [12]

Um neue standortbezogene Dienste (engl. Location-based Services, LBS) zu ermöglichen, ist eine Standardisierung, ähnlich wie in der Luftfahrt oder im maritimen Bereich, erforderlich. Eine ausführliche Beschreibung von LBS-Anwendungen, notwendigem Handlungsbedarf und GNSS-Standards aus Luftfahrt und Schifffahrt ist im technischen Bericht „ETSI TR 103 183 – SES/GNSS based applications and standardization need“ zu finden. Ein erster Standard, welcher GNSS-basierte Lokalisierungssysteme (engl. GNSS-based Location Systems, GBLS) für LBS-Anwendungen beschreibt, ist „ETSI TS 103 246 – SES/ GNSS based location systems“. Teil zwei des Standards „Reference Architecture“ beschreibt die GBLS Referenz-Architektur, wie in Abbildung 2-3 wiedergegeben. Hervorgehoben (rot umrandet) sind hier die Module zur Unterdrückung und Lokalisierung von Störsignalen (engl. Electromagnetic Interference, EMI). Teil drei des Standards „Performance Requirements“ beinhaltet auch bereits erste Anforderungen an die Störrobustheit, wobei Empfänger in drei verschiedene Leistungsklassen eingeteilt werden. Im Laufe der Entwicklung dieser und zukünftiger Standards werden die Ergebnisse aus dem Vorhaben InCarITS II großen Nutzen zeigen.



2.7 Bekannt gewordener Fortschritt bei anderen Stellen

In Großbritannien wurden Arbeiten zur Entwicklung einer Detektions- und Lokalisierungsinfrastruktur für GNSS Interferenzen aus dem Projekt GUAARDIAN im Projekt SENTINEL weitergeführt. Ein Projektbericht zu detektierten Störereignissen, eine Recherche zu Hintergründen der Nutzung von Störsendern und ITS-Anwendung, welche besonders durch den Einsatz von Störsendern gefährdet sind, ist in [13] zu finden. Auch in Australien wurde ein System, „GNSS Environmental Monitoring System (GEMS)“, entwickelt, um lokal mit einem Sensornetzwerk Störsender zu lokalisieren [14]. Im Rahmen des 7. Forschungsrahmenprogramms der Europäischen Kommission wurde von der Agentur für das Europäische GNSS (engl. European GNSS Agency, GSA) das DETECTOR Projekt gefördert mit dem Ziel der Entwicklung von Geschäftsmodellen für Störsender-Detektoren im ITS-Bereich. Ein Bericht zu Anwendungen und Bedrohungen wurde in [15] veröffentlicht. Weiter wurden 2014 von verschiedenen Autoren wissenschaftliche Arbeiten zur Detektion und optischen Erfassung von Störsendern veröffentlicht [16] [17] [18]. Relevante Patente zum Fortschritt bei anderen Stellen sind:

- Verfahren und System zum Ermitteln der Position eines in einem Kraftfahrzeug angeordneten GNSS-Empfängers, Dezember 2012 (DE102011106591)
- Vorrichtung zur Fahrzeugortung und -verfolgung, Dezember 2012 (DE102011106507 A1)
- Method and system for locating signal jammers, Mai 2013 (US8446310)
- Radio Frequency Interference Awareness Assistance Data, April 2014 (US 2013/0310068 A1)
- Geo-location of Jamming Signals, März 2015 (EP 2 846 174 A1)



3 Berichte zu den Arbeitspaketen

In diesem Abschnitt werden die Ergebnisse der Arbeitspakete präsentiert. Der Abschnitt 3.1 beschreibt die Arbeiten zur Interferenzlokalisierung, welche im Rahmen der Hauptarbeitspakete Interferenzumgebung (AP 2000), Architektur der C-ITS Infrastruktur (AP 5000) und Messungen zur Störsenderverbreitung (AP 6000) erfolgten. Im Abschnitt 3.2 werden neue Methoden für die kooperative Navigation mit Empfänger-Architekturen untersucht (AP 3000), sowie die Arbeiten zur verbesserten Unterdrückung von Mehrwegeeffekten und interferierender starker Navigationssignale (AP 4000) dargestellt.

3.1 Interferenzlokalisierung

Im Rahmen des Hauptarbeitspakets 2000 wurden Methoden zur Lokalisierung von Interferenzquellen mit Fokus auf InCar-Störsendern entwickelt und Algorithmen zur Unterdrückung von Störsignalen im Empfänger erweitert. Ergänzend wurden im Hauptarbeitspaket 5000 Erweiterungen von existierenden Standards definiert, um einen einheitlichen Austausch von Informationen bezüglich Interferenzereignissen zu ermöglichen. Im Hauptarbeitspaket 6000 wurden projektbegleitend Messungen an Autobahnbrücken zur Störsenderverbreitung vorbereitet und durchgeführt.

Im Abschnitt 3.1.1 wird ein Überblick zu allgemeinen Interferenzquellen gegeben (AP 2100) und die Arbeiten zur Störsenderverbreitung werden präsentiert (AP 6000). Im Rahmen der Arbeitspakete AP 6100, 6300 und 6400 wurden Messungen zur Verbreitung von GNSS-Störsendern vorbereitet, durchgeführt und mit AP 6500 ausgewertet. Im Rahmen des AP 6200 wurde weiter ein Verfahren zur Sicherstellung von Beweismitteln für die Strafverfolgung des rechtswidrigen Betriebes von GPS Störsendern in Kraftfahrzeugen dargestellt. Im Abschnitt 3.1.2 wird die adaptive und gestützte Interferenzunterdrückung im Empfänger beschrieben (AP 2200), im Abschnitt 3.1.3 das Parametermodell für die lokale Umgebungskarte intelligenter Transportsysteme mit den Beiträgen aus dem Unterauftrag zur Erweiterung von Standards für die Kommunikation von Interferenzparametern (AP 2300 und 5000). Mit einem Unterauftrag an SIEMENS wurden als Vorarbeit für AP 2300 in AP 5100 und 5200 Anforderungen und Standardisierungsprozesse im Bereich C-ITS aufgezeigt. Im AP 5300 wurden die Ergebnisse formalisiert und in Kooperation mit SIEMENS für ein Patent mit dem Titel „Vorrichtung und Verfahren zur Meldung von GNSS-Störquellen“ angemeldet. Im Abschnitt 3.1.4 wird die Signalausbreitung mit Fokus auf Fahrzeug-zu-Fahrzeug-Kanalmodelle beschrieben, sowie die Umsetzung der Simulationsumgebung (AP 2400). In Abschnitt 3.1.5 erfolgt die Beschreibung der entwickelten Algorithmen zur Interferenzlokalisierung (AP 2500). Im Abschnitt 3.1.6 wird abschließend anhand von Messungen im Galileo Testgebiet (GATE) eine Leistungsanalyse des Gesamtsystems der Interferenzlokalisierung mit Interferenzunterdrückung durchgeführt (AP 2600).



3.1.1 Interferenzquellen und Störsenderverbreitung

Wie Tabelle 3-1 zeigt, sind die ITU-Frequenzbänder mit Zuteilung für die Satellitennavigation auch für weitere Dienste vorgesehen. Dienste, welche ein Frequenzband teilen, dürfen sich nicht gegenseitig stören. Bei GNSS-Anwendungen sind die Grenzwerte abhängig von den unterschiedlichen Anwendungen, mit jeweils unterschiedlichen Genauigkeitsanforderungen an die Positionslösung. Schutzkriterien sind in den in Tabelle 3-1 referenzierten ITU-Dokumenten zu finden, welche als Grundlage für die Koordinierung und zukünftige Frequenzvergabe dienen.

Tabelle 3-1: ITU Bänder mit Zuteilung für die Satellitennavigation

ITU-Band	Service	GNSS-Band Bezeichnung	Schutz Kriterien	
1164 – 1215 MHz	Aeronautical Radionavigation, Radionavigation-Satellite	L5/E5	ITU-R M.1905	ITU-R M.1094
1215 – 1240 MHz	Earth Exploration-Satellite, Radiolocation, Space Research, Radionavigation-Satellite	L2	ITU-R M.1902	
1240 – 1300 MHz	Earth Exploration-Satellite Radiolocation, Space Research Radionavigation-Satellite Amateur	E6		
1559 – 1610 MHz	Aeronautical Radionavigation Radionavigation-Satellite	L1/E1	ITU-R M.1902	

Um die Interferenzen von Sendern im gemeinsamen Frequenzband zu reduzieren, muss das Frequenzmanagement, bei zukünftiger Frequenzvergabe den hohen Anforderungen durch die Frequenzzuteilung für die Satellitennavigation gerecht werden und so den Frequenzbereich der Satellitennavigation von Störsignalen frei halten. Wie in der Übersicht in Tabelle 3-2 aufgeführt, gibt es neben den koordinierten Sendern noch Interferenzsignale, welche durch unabsichtliche Fehlfunktionen verursacht werden und absichtlich durch Störsender verursachte Interferenzen. Eine kurze Beschreibung zu den einzelnen Interferenzquellen ist im Anhang zu finden. Eine umfangreiche Beschreibung von Interferenzquellen mit Fokus auf die Luftfahrt ist für das L1-Band in dem Dokument der RTCA (Radio Technical Commission for Aeronautics) DO-235B [19] und für das L5-Band in DO-293 [20] zu finden. Datenbanken mit Informationen zur geografischen Verbreitung und Höhe der abgestrahlten Leistung stationärer Sender sind z.B.:

- die EMF-Datenbank der Bundesnetzagentur,
- die ICAO COM3-Tabelle
- sowie die Datenbank des Deutscher Amateur-Radio-Club e.V. zu FM-Relais.

Tabelle 3-2: Interferenzquellen in den verschiedenen GNSS-Frequenzbändern

	L5/E5 1164 – 1215 MHz	L2 1215 – 1240 MHz	E6 1240 – 1300 MHz	L1/E1 1559 – 1610 MHz
Koordinierte Sender	DME (TACAN)		Amateurfunk	
		L-Band Radar (Flugsicherung, Windprofiler)		
Signale durch Fehlfunktionen	Harmonische niedriger Ordnung Landekursender (11. – 12.), Drehfunkfeuer (10. – 14.), Flugfunk (9. – 13.), DAB+(5. – 9.), DVB-T (2. – 3.)			
	Unabsichtliche Abstrahlung Zufällige Abstrahlung Fehlfunktionen in Funkanlagen Unachtsame Interferenz			
Absichtliche Interferenz	Störsender (engl. Personal Privacy Device, PPD)			

Um Zahlen für die Verbreitung von Störsendern zu erhalten, wurden im Raum München zwei Störsenderdetektoren installiert. Für den Aufbau der Detektoreinheiten wurden zwei Standorte wie in Abbildung 3-1 abgebildet ausgewählt. Ein Standort war an einer Schilderbrücke an der A8 in 10 km Entfernung zur Universität der Bundeswehr (N48,0013; E11,6740) und ein weiterer an einer Schilderbrücke an der A92 in 10 km Entfernung zum Flughafen München (N48,3212; E11,6311).



Abbildung 3-1: Detektorstandorte im Raum München an der A8 (links) und A92 (rechts)

Die Detektoren basierten auf dem am Institut entwickelten Software Empfänger ipexSR [21], der für die Detektion und Charakterisierung von Störsendern mit zusätzlichen Algorithmen erweitert wurde [22]. Abbildung 3-2 zeigt die Installation der PC-basierten Detektoren an der Autobahnbrücke.



Abbildung 3-2: Installation der Störsenderdetektoren (links) und Antennenposition an der A92 (rechts)

Die Messungen erfolgten in einer Bandbreite von 10 MHz, zentriert um die GNSS-L1/E1-Trägerfrequenz. Am Standort an der A8 wurden 54 Ereignisse in 64 Tagen und am Standort an der A94 40 Ereignisse in 48 Tagen gemessen. Insgesamt wurden hiermit 94 Interferenz-Ereignisse in 112 Tagen gemessen, was ungefähr einer Häufigkeit von sechs Interferenz-Ereignissen pro Woche entspricht. Wie in Anhang 4 beschrieben, senden Störsender Chirp-Signale oder konstante Wellensignale (engl. Continuous Wave, CW). CW-Signale können auch durch Harmonische entstehen. Die Analyse der 94 gemessenen Ereignisse ergab vier Störereignisse mit Chirp-Signalen und 90 Störereignisse mit CW-Signalen. Abbildung 3-3 zeigt die Häufigkeit der 90 CW-Signale über die gemessene Bandbreite. 17 CW-Signale waren in einer Bandbreite von +/- 1 MHz um die GNSS-L1/E1-Trägerfrequenz und 49 in einer Bandbreite von +/- 2 MHz. Die geschätzte abgestrahlte Leistung war im Bereich von -10 bis 0 dBm, wie an einem gemessenen Leistungsverlauf mit Referenzmessung in Abbildung 3-4 dargestellt, womit sie auch mit den Leistungswerten von analysierten Störsendern übereinstimmen.

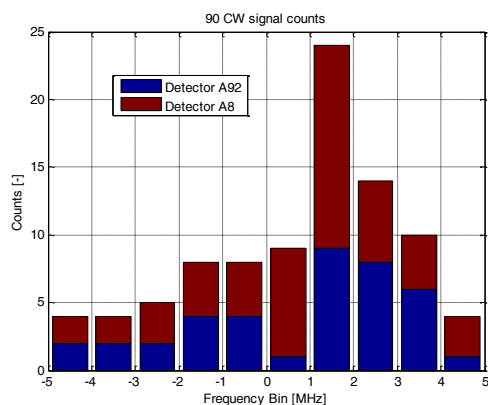


Abbildung 3-3: Frequenzversatz der gemessenen CW-Signale zur L1-Zentralfrequenz

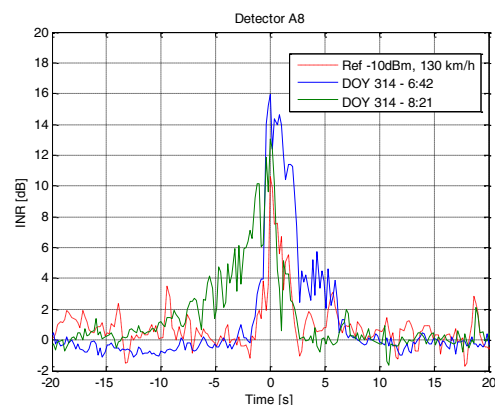


Abbildung 3-4: Darstellung eines gemessenen Leistungsverlaufs

Zur Strafverfolgung des rechtswidrigen Betriebes von GPS-Störsendern in Kraftfahrzeugen wurde eine Methode beschrieben, welche das Erfassen des GPS-Störsender aufweisenden Kraftfahrzeugs durch ein optisches Erfassungsmittel und die Zuordnung und Sicherstellung der damit verbundenen Störsender-Signalcharakteristik ermöglicht. Abbildung 3-5 zeigt in vereinfachter Darstellung die wesentlichen Komponenten.

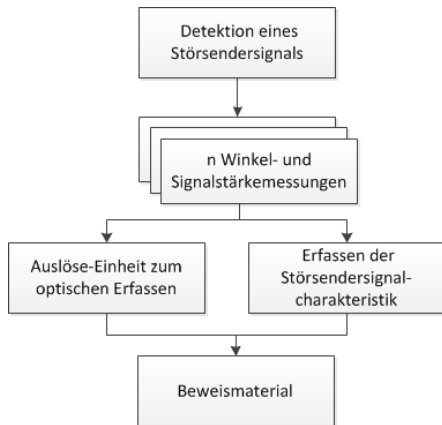


Abbildung 3-5: Elemente der Vorrichtung zur Sicherstellung der Beweismittel

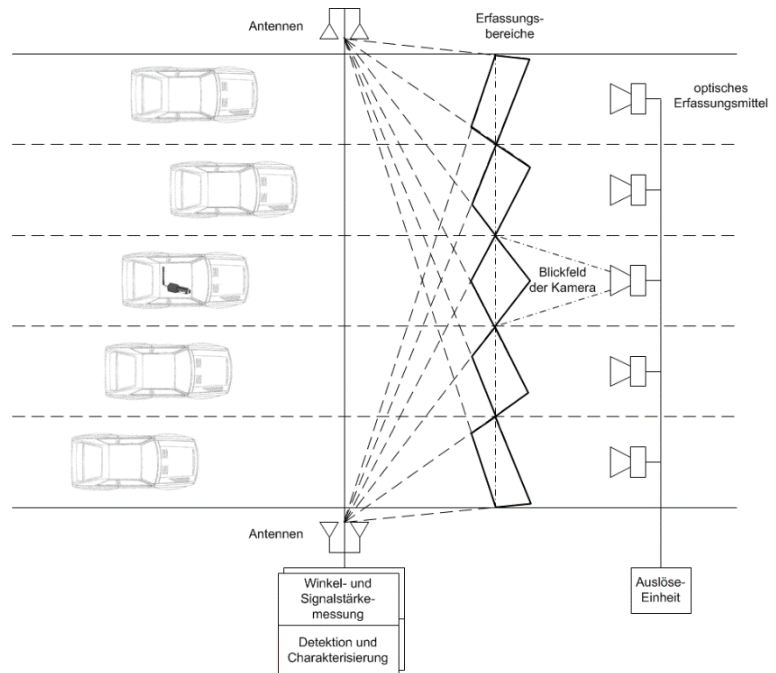


Abbildung 3-6: Anordnung der Elemente zur optischen Störsendererfassung

Nähert sich ein Fahrzeug mit Störsender der Vorrichtung, so wird nach erfolgter Detektion eine Winkel- und Signalstärkemessung initiiert. Über die Winkelmessung erfolgt die Definition eines Erfassungsbereiches für jede Fahrspur. Durch einen Hypothesentest wird das Fahrzeug im Erfassungsbereich identifiziert und optisch erfasst. Zur Veranschaulichung ist in Abbildung 3-6 ein Beispiel einer Anordnung zur Erfassung eines im Fahrzeug mitgeführten Störsenders auf einer fünfspurigen Straße gezeigt. Für den „Störsender-Blitzer“ wurde in Kooperation mit der bayerischen Patentallianz eine Patentanmeldung mit dem Titel „Identifizierung eines Kraftfahrzeugs mit GNSS-Störsender“ eingereicht.



3.1.2 Interferenzunterdrückung

Im ersten Schritt wurde das Modul zur Störsignalunterdrückung aus dem vorangegangenen Vorhaben InCarITS angepasst, um mit einer adaptiven Fensterlänge der Signaltransformation verschiedene Interferenzquellen unterdrücken zu können. Ist die Signalcharakteristik der Interferenzquelle nicht bekannt, so muss die optimale Fensterlänge der Signaltransformation iterativ gesucht werden. Ein Parameter, der sowohl die Detektion als auch die Anpassung der Fensterlänge für die nachfolgende Unterdrückung des Störsignals ermöglicht, ist das Kompressionsverhältnis, welches auf die Koeffizienten der Kurzzeit-Fourier-Transformation (engl. Short-Time Fourier Transform, STFT) angewandt wird. Um dies weiter zu vereinfachen, wurde im zweiten Schritt das Modul zur Störsignalunterdrückung erweitert, um mit Informationen aus einer geographischen Interferenzdatenbank die Störsignale effektiver und frühzeitig unterdrücken zu können.

Im vorangegangenen Vorhaben InCarITS wurde gezeigt, dass mit einer STFT-basierten Störsignalunterdrückung die Störsignale von InCar-Störsendern effektiv unterdrückt werden können. Die Koeffizienten der diskreten STFT sind

$$STFT[\tau, f] = \sum_{n=1}^N r[n]w[n - \tau]e^{-i2\pi n f} \quad (3-1)$$

wobei τ die Überlappung beschreibt, f den Frequenzschritt, N die Fensterlänge, $r[n]$ die Signalwerte und $w[n]$ die Fensterfunktion. Gute Ergebnisse wurden für die Störsignalunterdrückung mit einem Hanning-Fenster und 50% Überlappung erzielt. Zur Unterdrückung des Störsignals werden STFT-Koeffizienten die einen definierten Grenzwert überschreiten, auf den Rauschlevel skaliert.

$$\text{if } STFT(\tau, f)_{Noise}^2 > Th$$

$$STFT(\tau, f)_{scaled} = STFT(\tau, f) \cdot \frac{|STFT(\tau, f)_{Noise}|}{|STFT(\tau, f)|} \quad (3-2)$$

Anschließend erfolgt eine inverse Fourier-Transformation

$$r(n) = \sum_{n=0}^{N-1} STFT(\tau, f)_{scaled} e^{i2\pi n f} \quad (3-3)$$

und ein Aufsummieren der überlappenden Fenster.

Die optimale Fensterlänge, beziehungsweise Zeit-Frequenz-Auflösung der Kurzzeit-Fourier-Transformation ist abhängig von dem zu unterdrückenden Störsignal. Mit der optimalen Fensterlänge ist die Signalenergie auf wenige Transformationskoeffizienten konzentriert und kann somit mit geringen Verlusten unterdrückt werden. Wie stark die Konzentration auf wenige Transformationskoeffizienten erfolgt, kann für aufeinander folgende STFTs der Länge N mit dem Kompressionsverhältnis t_{CRN} beschrieben werden. Für einen Block aus M Signalwerten ist t_{CRN} definiert als der geometrische Mittelwert der Transformationskoeffizienten aufeinander folgender $STFT_N[\tau, f]$ durch den arithmetischen Mittelwert

$$t_{CR_N} = \frac{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M STFT_{N,m}}{\left[\prod_{m=1}^M STFT_{N,m} \right]^{1/M}}$$

(3-4)

Die Fensterlänge N mit dem größten Wert t_{CR_N} repräsentiert die optimale Fensterlänge.

Im Folgenden werden anhand dreier verschiedener Störsignale die Kurven des Kompressionsverhältnisses dargestellt. Die Störsignale wurden mit im Zeitverlauf steigender Störsignalleistung generiert, deren Parameter in Tabelle 3-3 aufgelistet und in Abbildung 3-7 als Interferenz-zu-Rauschleistungsverhältnis (INR) über die Zeit dargestellt sind. Im Weiteren sind die durch die Störsignalunterdrückung erreichten Verbesserungen anhand des Verlaufes des Signal-zu-Rauschleistungs-dichteverhältnisses (C/N_0) gezeigt.

Tabelle 3-3: Störsignalleistung

Parameter	Wert
Rauschlevel P_N	8.45 dB
min. P_I/P_N	-15 dB
max. P_I/P_N	30 dB
Leistungsschritt ΔP_I	3 dB
Schrittlänge Δt	6 s

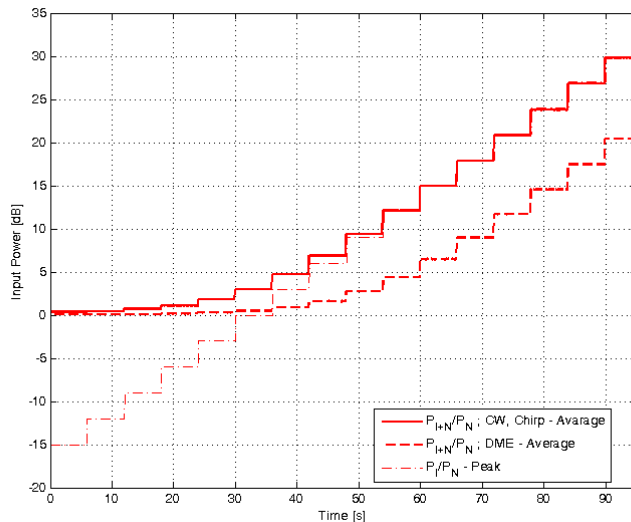


Abbildung 3-7: Verlauf der Störsignalleistung

In Abbildung 3-8 bis Abbildung 3-10 ist jeweils links für den Verlauf der Störsignalleistung aus Abbildung 3-7 der Verlauf des Kompressionsverhältnisses für die verschiedenen Fensterlängen dargestellt. Am Verlauf des Kompressionsverhältnisses ist anhand des maximalen Werts für jeden Zeitschritt die optimale Fensterlänge ablesbar. Rechts in Abbildung 3-8 bis Abbildung 3-10 sind die Transformationen mit der optimalen Fensterlänge abgebildet, welche anschließend für die Störsignalunterdrückung verwendet werden. Abbildung 3-8 links zeigt das Kompressionsverhältnis mit einem Maximum bei der als maximal zulässig gewählten Fensterlänge und rechts die entsprechende Fourier-Transformation des kontinuierlichen Sinus-Störsignals. Da die Frequenz konstant ist, ist keine hohe Zeitauflösung gefordert und es kann ein langes Fenster mit hoher Frequenzauflösung verwendet werden. Als Referenz und um den Einfluss der Fensterfunktion zu zeigen, ist in Abbildung 3-11 das Ergebnis der Unterdrückung eines kontinuierlichen Sinus-Störsignals mit STFT im Vergleich zur konventionellen FFT gezeigt.

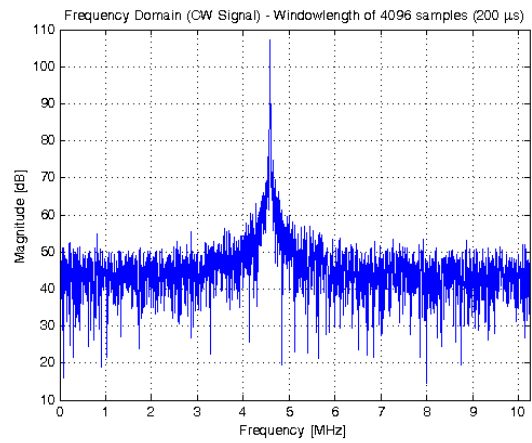
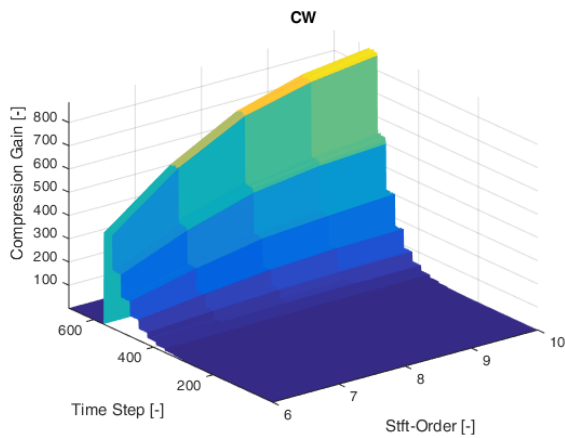


Abbildung 3-8: links: Kompressionsverhältnis; rechts: FFT mit 4096 Signalwerten

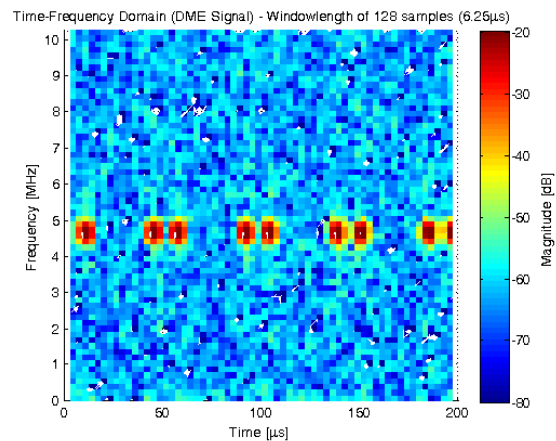
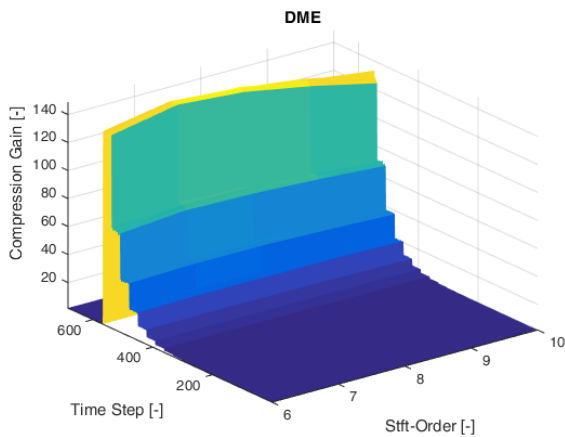


Abbildung 3-9: links: Kompressionsverhältnis; rechts: STFT mit 128 Signalwerten

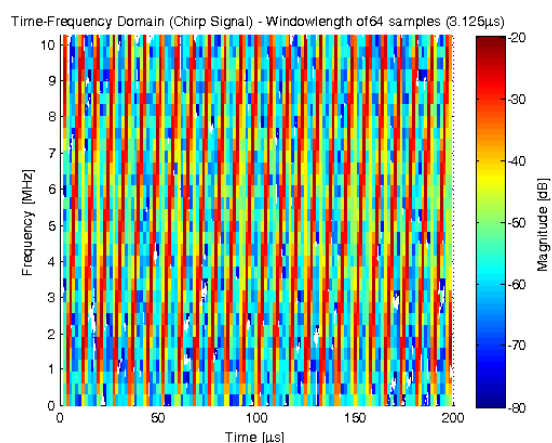
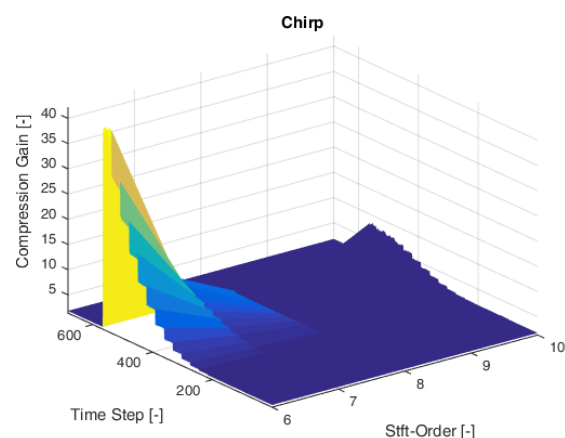


Abbildung 3-10: links: Kompressionsverhältnis; rechts: STFT mit 64 Signalwerten

Das interferenzfreie Navigationssignal in Grün wird mit einem Signal-zu-Rausleistungsdichte-verhältnis von 49 dB-Hz verfolgt. Ohne Störsignalunterdrückung kann das Navigationssignal nach 66 Sekunden bei einem INR von 18 dB nicht mehr verfolgt werden, wohingegen unter Anwendung der STFT-basierten Unterdrückung nur eine C/N_0 -Degradierung von 1,1 dB zu beobachten ist und bei FFT-basierter Unterdrückung 1,5 dB. Durch die Anwendung einer Fensterfunktion bei der STFT-basierten

Unterdrückung werden die Deformationen des Navigationssignals sowie dessen Korrelationsverluste reduziert und somit im Vergleich zur FFT-basierten Unterdrückung bessere Ergebnisse erzielt. Mit erhöhter Störsignalleistung kommt es, bedingt durch den Leakage-Effekt, zu höheren Verlusten. Zum Beispiel kann bei einem INR von 30 dB mit der FFT-basierten Unterdrückung ein C/N_0 von 10 dB unterhalb des interferenzfreien Werts wiederhergestellt werden und mit der STFT-basierten Unterdrückung ein Wert von 6,5 dB unterhalb des interferenzfreien Werts.

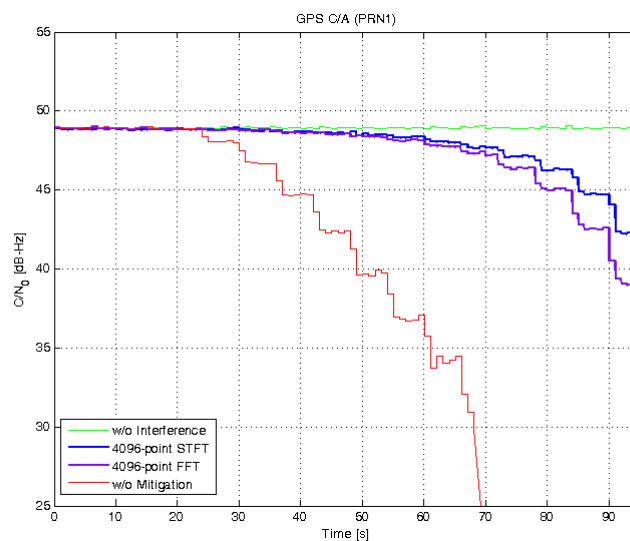


Abbildung 3-11: Verlauf des C/N_0 für das CW-Störsignal

Da für ein kontinuierliches Sinus-Störsignal die Fensterlänge nicht durch die Signaldynamik begrenzt werden muss, konnte eine Fensterlänge von 4096 Signalwerten (200 μ s) angewandt werden. In Abbildung 3-12 und Abbildung 3-13 wird anhand eines Chirp-Signals und eines gepulsten DME-Signals der Einfluss der Fensterlänge und deren adaptive Anpassung gezeigt. Mit dem Chirp-Störsignal, welches die gesamte Bandbreite des Front-Ends einnimmt, kann das Navigationssignal nach 72 Sekunden bei einem INR von 21 dB nicht mehr verfolgt werden. Bei der STFT-basierten Störsignalunterdrückung mit optimaler Fensterlänge von 64 Signalwerten kann die Degradierung des C/N_0 auf 6 dB reduziert werden, wohingegen bei einem längeren Fenster von 128 Signalwerten der Verlust nur auf 10,5 dB reduziert werden kann. Bei einem INR von 30 dB und einer Unterdrückung mit 128 Signalwerten Fensterlänge kann das Navigationssignal auch nicht mehr verfolgt werden. Hingegen kann bei einer Fensterlänge von 64 Signalwerten der Verlust auf 9,5 dB reduziert werden.

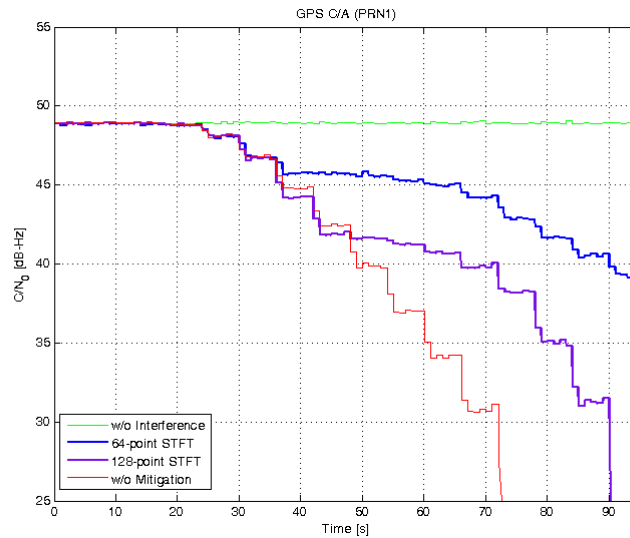


Abbildung 3-12: Verlauf des C/N_0 für das Chirp-Störsignal

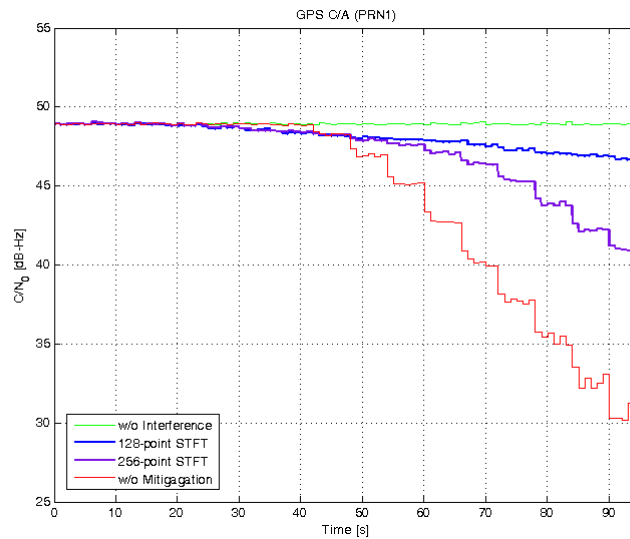


Abbildung 3-13: Verlauf des C/N_0 für das DME-Störsignal

Da die gemittelte Leistung für das gepulste DME-Signal geringer ist, abhängig von der Pulsfrequenz, kann das Navigationssignal bis zum maximalen INR von 30 dB mit einer Degradierung des C/N_0 von 19 dB verfolgt werden. Mit der optimalen Fensterlänge von 128 Signalwerten kann der Verlust des C/N_0 auf 3 dB reduziert werden. Bei einer Fensterlänge von 256 Signalwerten beträgt der Verlust schon 8 dB.

In Abbildung 3-15 ist zusammenfassend das Blockschaltbild der Störsignalunterdrückung dargestellt, welches im Weiteren durch Parameter aus einer lokalen Umgebungskarte (engl. Local Dynamic Map, LDM) gestützt wird. Die LDM dient als geographische Interferenzdatenbank. Interferenzquellen sind dort mit Signalcharakteristik und Relevanzbereich abgelegt. GNSS-Empfänger fragen diese Daten über die aktuelle Position ab. Befindet sich der GNSS-Empfänger im Relevanzbereich einer Interferenzquelle, werden deren Signalcharakteristiken zurückgegeben.

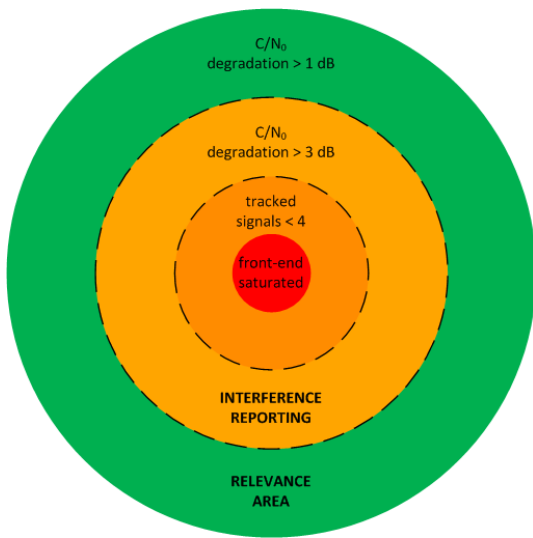


Abbildung 3-14: Relevanzbereich im Umfeld einer Interferenzquelle

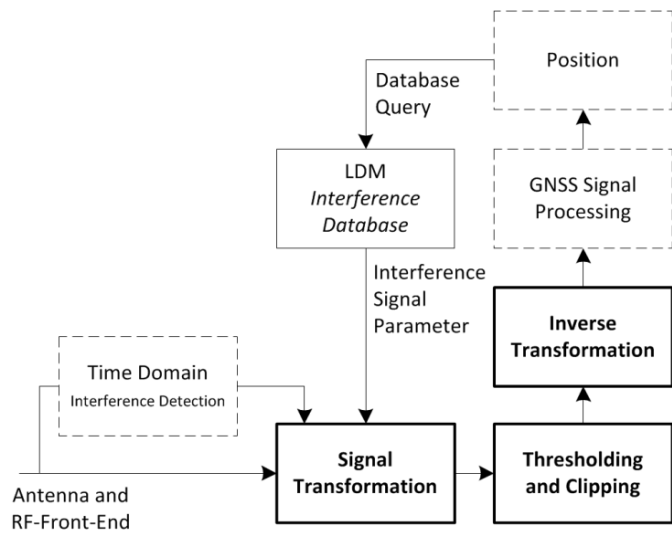


Abbildung 3-15: Blockschaltbild der gestützten Interferenzunterdrückung

Gestützt durch die gespeicherten Signalparameter wird dann die Störsignalunterdrückung durchgeführt. Ist eine Interferenzquelle nicht in der LDM vorhanden, so wird sie vom Empfänger bei erhöhter Interferenzleistung detektiert und das Interferenzereignis an eine zentrale Stelle gemeldet. Für die Störsignalunterdrückung wird für unbekannte Interferenzquellen im Block der Signaltransformation die optimale Fensterlänge iterativ bestimmt.



3.1.3 Parametermodell und Datenaustausch

Um einen flächendeckenden Informationsaustausch bezüglich detektierter Interferenzquellen zu ermöglichen, soll es den verschiedenen Interessengruppen ermöglicht werden über offene Schnittstellen Daten auszutauschen. Mögliche Interessengruppen sind zum Beispiel Serviceanbieter von GNSS-Referenznetzwerken, GNSS-basierten Straßenmautsystemen, Flottenmanagementsystemen, Verkehrsmanagement, stationsungebundenem Carsharing, Anbieter von ortsbezogenen Diensten (engl. Location Based Services, LBS) und auch die Betreiber der Satellitennavigationssysteme. Jede einzelne Interessengruppe hat Zugriff auf ein Netzwerk von GNSS-Empfängern, welche als Interferenzdetektoren eingesetzt werden können. Wie in Tabelle 3-4 anhand von Beispielen gezeigt wird, haben die verschiedenen Empfänger-Netzwerke unterschiedliche Funktionalität und Möglichkeiten. Ein flächendeckender Informationsaustausch soll die Verknüpfung der verschiedenen Daten, gewonnen aus den verschiedenen Empfänger-Netzwerken, ermöglichen, um ein gesamtheitliches Geoinformationssystem zur GNSS-Interferenzumgebung zu etablieren. Im ersten Schritt sollen Interferenzmessungen im Empfänger-Netzwerk beim Serviceanbieter zusammengeführt werden. Sind mehrere Empfänger des Netzwerks im Wirkungsbereich der Interferenzquelle, kann diese zum Beispiel lokalisiert werden. Im nächsten Schritt sollen die Daten zu den detektierten Interferenzquellen zwischen verschiedenen Serviceanbietern ausgetauscht werden. In einem dichten Netz von Fahrzeugempfängern kann die Quelle lokalisiert werden und mit komplexeren Algorithmen in Referenzempfängern die Signalcharakteristik des Interferenzsignals bestimmt werden. Durch Austausch der Daten können diese Informationen aus verschiedenen Netzwerken zusammengeführt werden, um ein gesamtheitliches Geoinformationssystem zur GNSS-Interferenzumgebung zu schaffen. Um einen Datenaustausch über das Internet zu ermöglichen, können Webservices eingesetzt werden. Zur Organisation der Dienste kann eine zentrale Stelle, zum Beispiel beim Galileo Service Center, eingerichtet werden. Das Galileo Service Center ist in der Galileo-Systemarchitektur als Kontaktstelle zwischen GNSS-Betreiber und GNSS-Nutzern vorgesehen und dementsprechend auch für diese Aufgabe geeignet.

Tabelle 3-4: GNSS-Empfänger als Interferenzdetektoren

System	Serviceanbieter	Empfängertyp	Beschreibung
Referenz-Empfänger	SAPOS, EGNOS, IALA DGPS, IGS, DFS	wenig preissensitiv, stationär, geringe Anzahl	Integration von komplexen Detektions- und Charakterisierungsalgorithmen mit exakter Georeferenz
Fahrzeug-Empfänger	Toll Collect, C-ITS, Vernetztes Fahren	preissensitiv, mobil, hohe Anzahl	Integration von Detektionsalgorithmen mittlerer Komplexität mit guter Georeferenz
Smartphone-Empfänger	Yelp, DriveNow, Car2go	sehr preissensitiv, mobil, sehr hohe Anzahl	Integration von einfachen Detektionsalgorithmen mit grober Georeferenz

Im Rahmen des Vorhabens wurde der Fokus auf die Detektion und Lokalisierung von Interferenzquellen in Fahrzeug-Empfänger-Netzwerken gesetzt. Mit der Entwicklung von kooperativen intelligenten Transportsystemen entsteht ein Netzwerk von GNSS-Empfängern, welches mittels Fahrzeug-zu-Fahrzeug- und Fahrzeug-zu-Infrastruktur-Kommunikation Daten mit den lokalen Verkehrsmanagement-Zentralen (engl. Traffic Management Center, TMC) austauschen kann. In den ITS-Standards wurde die lokale Datenbank als sogenannte lokale Umgebungskarte (engl. Local Dynamic Map, LDM) realisiert. Abbildung 3-16 gibt einen Überblick über das Objektmodell für die LDM. Das „WorldObject“ hat zwei Hauptunterklassen: „Feature“ und „DynamicObject“. Die Klasse „Feature“ beinhaltet alle statischen Objekte wie Straßen und die Klasse „DynamicObject“ alle sich bewegenden Objekte wie Fahrzeuge. Die Klasse „DynamicObject“ ist weiter unterteilt in „MovingObject“ (z.B. Fahrzeuge, Fußgänger) und „ConceptualObject“ (z.B. für Wetterbedingungen, Verkehrsbedingungen, Straßenbauarbeiten). Zum Speichern von Daten zur Beschreibung von Interferenzquellen kann das „ConceptualObject“ verwendet werden.

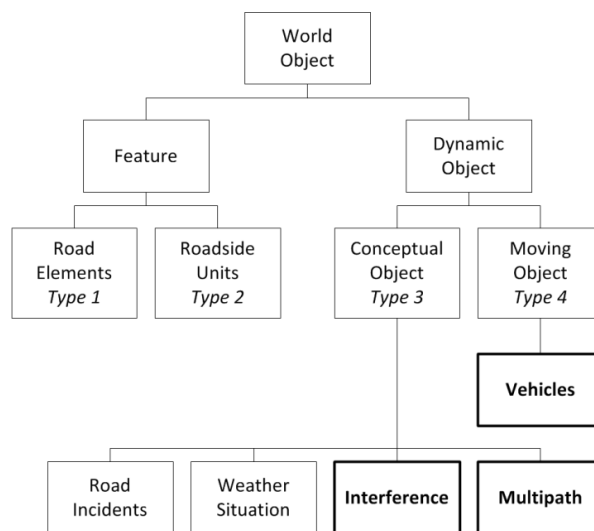


Abbildung 3-16: Überblick über das Objektmodell der LDM

Das LDM-Management erfolgt wie in Abbildung 3-17 dargestellt. Das LDM-Management empfängt eingehende Nachrichten und führt eine erste Plausibilitätskontrolle durch. Relevante Informationen werden vom LDM-Management und Datenspeicher für eine definierte Zeit abgelegt. Den verschiedenen Anwendungen werden diese Informationen über die LDM zur Verfügung gestellt.

Anwendungen können auch Informationen in der LDM ablegen, um diese mit anderen Anwendungen zu teilen. Der Ablauf des LDM-Managements für die Interferenzanwendung erfolgt folgendermaßen:

- Die Interferenzanwendung registriert sich bei der LDM für Benachrichtigungen über lokale Interferenzquellen.
- Neue Nachrichten mit Informationen zu Interferenzquellen werden von der LDM empfangen.
- Die empfangene Interferenz-Nachricht wird dekodiert.
- Eine Plausibilitätskontrolle wird durchgeführt.
- Das LDM-Management schreibt die neue Interferenz-Information in den LDM-Datenspeicher.
- Der LDM-Filter prüft auf relevante Interferenzquellen.

- Das LDM-Management benachrichtigt die registrierte Interferenzquellen-Anwendung über die Interferenzquelle und stellt alle relevanten Informationen bereit.

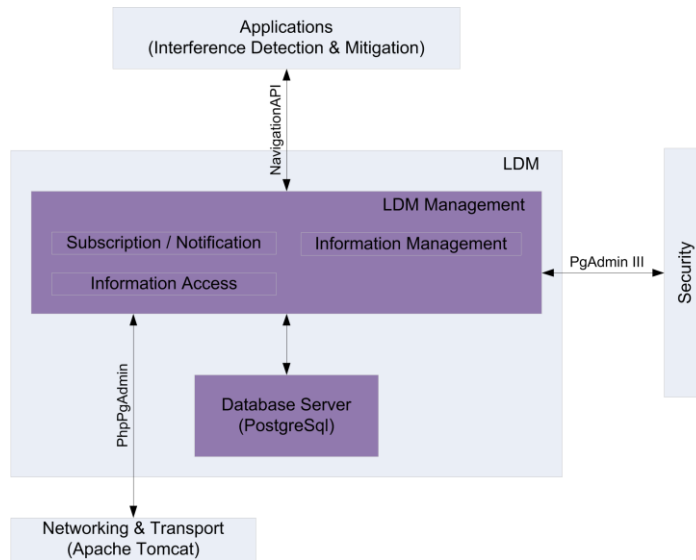


Abbildung 3-17: Aufbau und Management der LDM

Die Implementierung einer Interferenzdatenbank erfolgte mit PostgreSQL und PostGIS. PostgreSQL ist ein freies, objektrelationales Datenbankmanagementsystem. PostGIS ist eine Erweiterung, welche geografische Objekte und Funktionen umfasst. PostgreSQL mit PostGIS bilden eine Geodatenbank mit der erforderlichen Funktionalität.

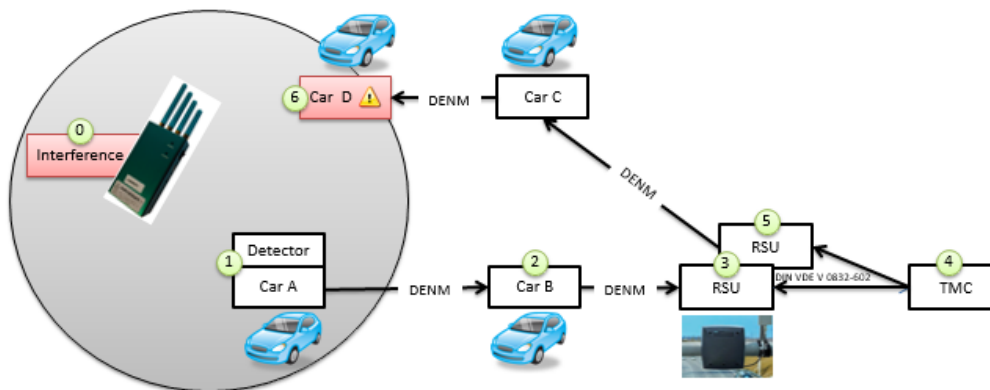


Abbildung 3-18: Kommunikation von Interferenzereignissen

Ein Beispielszenario ist in Abbildung 3-18 dargestellt. Ereignis null zeigt eine Interferenzquelle, welche von Fahrzeug A detektiert wird. Die Interferenzmessung von Fahrzeug A wird mittels Fahrzeug-zu-Fahrzeug-Kommunikation an Fahrzeug B kommuniziert und mittels Fahrzeug-zu-Infrastruktur-Kommunikation vom Fahrzeug B über straßenseitige Infrastruktur (engl. Road Side Units, RSU) zu einem TMC gesendet. Am TMC werden Messungen zusammengeführt, Interferenzquellen lokalisiert und die gewonnenen Informationen zur Interferenzquelle an alle Fahrzeuge im

Einflussbereich der Interferenzquelle gesendet, wo sie in der LDM abgelegt werden, wie in der Abbildung an Fahrzeug D gezeigt.

Ein Überblick der Schnittstellen ist in Abbildung 3-19 gegeben. Fahrzeuge kommunizieren untereinander und zu RSU mittels DENM (Decentralized Environmental Notification Message). Eine DENM wird generiert, sobald ein Ereignis eintritt. Sie wird aktualisiert, solange das Ereignis besteht und annulliert, sobald das Ereignis nicht mehr besteht. Von der RSU können die Daten mittels Erweiterungen zu Standards wie DATEX II oder OCIT (Offene Schnittstellen für die Straßenverkehrstechnik) zu einem TMC kommuniziert werden. Darüber hinaus können auch, wie in der Abbildung 3-19 dargestellt, spezielle straßenseitige Störsenderdetektoren eingebunden werden, um mit rechenaufwändigeren Algorithmen das Störsignal zu charakterisieren. Um die verschiedenen Funktionen zu ermöglichen, muss der Datenaustausch von Interferenzmessungen sowie, die zusammengeführte Information zu Interferenzquellen unterstützt werden. Dieser Datenaustausch ist in Abbildung 3-20 dargestellt. Die Anwendung zur Interferenzdetektion im Fahrzeug sendet Interferenzmessungen zum Serviceanbieter und empfängt zusammengeführte Informationen über Interferenzquellen. Die Interferenzdaten werden lokal in einer Datenbank gespeichert. Vom GNSS-Empfänger detektierte Interferenzereignisse werden nur kommuniziert, wenn die Messungen in der Datenbank keiner Interferenzquelle zugeordnet werden können.

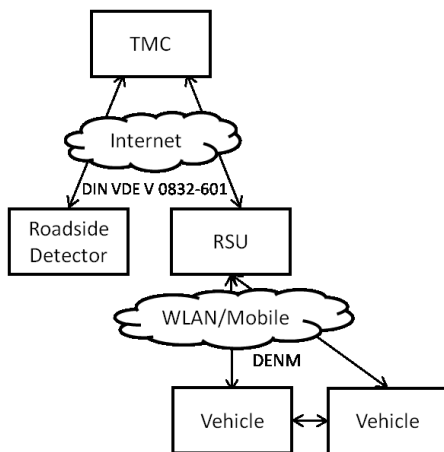


Abbildung 3-19: Kommunikation mit DENM und OCIT-C (DIN VDE V 0832-601)

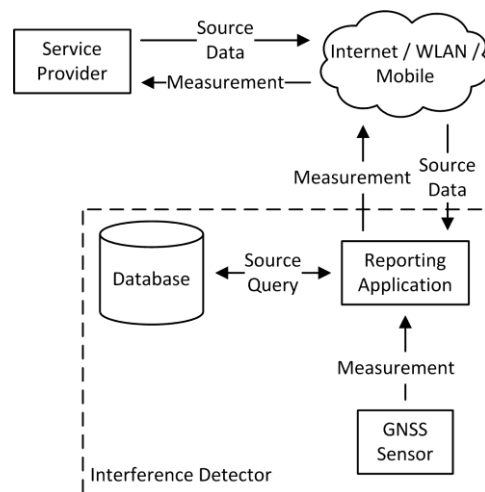
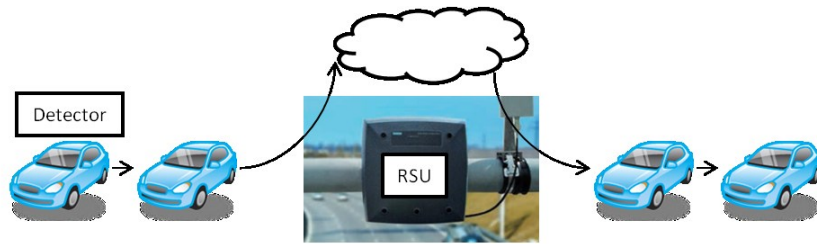


Abbildung 3-20: Datenaustausch mit lokaler Datenbank

Ein Überblick der Parameter, welche kommuniziert und in der LDM abgelegt werden, ist in Abbildung 3-21 gegeben. In der linken Spalte sind die Parameter zu den Messungen aufgelistet, welche in den Fahrzeug-GNSS-Empfängern generiert und über die RSU Richtung TMC kommuniziert werden. In der rechten Spalte sind die Parameter über bekannte oder basierend auf den Messungen lokalisierte Störquellen aufgelistet, welche vom TMC über die RSU zu den Fahrzeugen kommuniziert werden. In der unteren Spalte sind optionale Parameter aufgelistet, die durch spezielle Detektoren gewonnen werden können und im Empfänger die Störsignalunterdrückung stützen.



From Cars towards RSU (unknown source)	From RSU towards Cars (known source)
Information on detector/receiver: <ul style="list-style-type: none"> • Measurement time stamp • Measurement position • Measurement position confidence • Measurement sensor heading • Measurement sensor speed • Receiver type • Reference interference power (reference power, adc saturation, loss of signal) 	Information on Interference source : <ul style="list-style-type: none"> • Definition time • Source position • Source position confidence • Source heading • Source speed • Interference type • Reference interference power (reference power, adc saturation, loss of signal)
Optional: <ul style="list-style-type: none"> • Center frequency • Pulse duration • Duty cycle • Bandwidth 	

Abbildung 3-21: Datensatz für die Kommunikation basierend auf Erweiterungen von ITS-Standards

Für die Kommunikation von TMC zu RSU wurden Erweiterungen zum OCIT-Standard definiert. Für die Kommunikation von RSU zu den Fahrzeug-GNSS-Empfängern mittels DENM wurde ein neuer CauseCode „Adverse infrastructure condition – interference“ eingeführt. Im SubCauseCode wird auch das betroffene Frequenzband definiert. Die Leistungsmessungen erfolgen in definierten Referenzbandbreiten, unabhängig von der Empfängerbandbreite. In den neuen ITS-Standards steht ein AlacarteContainer zur Verfügung, welcher für die Definition eines Datensatzes zur Kommunikation von Interferenzparametern geeignet ist. Mit Fokus auf die definierten Erweiterungen für die Standards wurde in Kooperation mit SIEMENS ein Patentantrag mit dem Titel „Vorrichtung und Verfahren zur Meldung von GNSS-Störquellen“ eingereicht.

3.1.4 Signalausbreitung

Die Beschreibung der Signalausbreitung und der Umsetzung einer Simulationsumgebung dienen als Grundlage für die nachfolgende Entwicklung der Lokalisierungsalgorithmen. Im ersten Schritt wurde die Signalausbreitung für statische Störsenderdetektoren wie Referenzstationen betrachtet und im zweiten Schritt die Signalausbreitung für Fahrzeug-GNSS-Empfänger als Detektoren. Abgeschlossen wird das Kapitel mit einer Beschreibung der Simulationsumgebung zur Generierung von Log-Dateien als Eingabe für die Störsenderlokalisierung.

3.1.4.1 Statische Störsenderdetektoren

Zur Simulation der empfangenen Störsignalleistung für statische GNSS-Empfänger als Detektoren, wie zum Beispiel Empfänger von Referenznetzwerken, wurde die Signaldämpfung mit drei verschiedenen Modellen berechnet. In Abbildung 3-22 ist die empfangene Störsignalleistung über die Entfernung (für drei Kanalmodelle und drei verschiedene Störsignal-Sendeleistungen) gezeigt. In Abbildung 3-24 ist für ein Gitternetz über Deutschland die empfangene Störsignalleistung an den Positionen von Referenzstationen (273 SAPOS, 9 IGS und 7 IALA) aufgetragen (Szenario Freiraumdämpfung mit direktem Pfad und einer Sendeleistung von -17 dBW). Durch Setzen eines Detektionsgrenzwertes kann mit diesen Daten die Flächendeckung durch das jeweilige Netz von Referenzstationen abgeschätzt werden. Durch eine Aufsummierung des Histogramms über die Gitterpunkte für die verschiedenen Szenarien ergeben sich die in Abbildung 3-24 dargestellten kumulativen Verteilungsfunktionen.

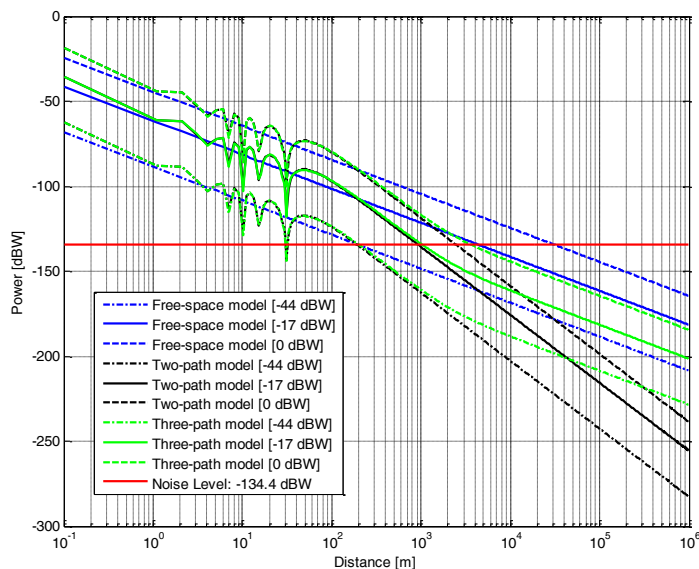


Abbildung 3-22: Empfangene Interferenzleistung für verschiedene Kanalmodelle und Sendeleistungen

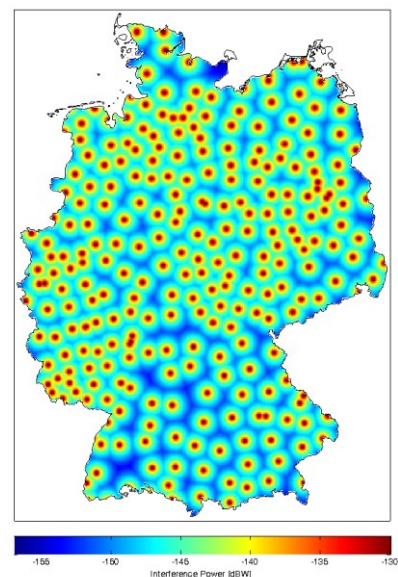


Abbildung 3-23: Von Referenzstationen empfangene Interferenzleistung

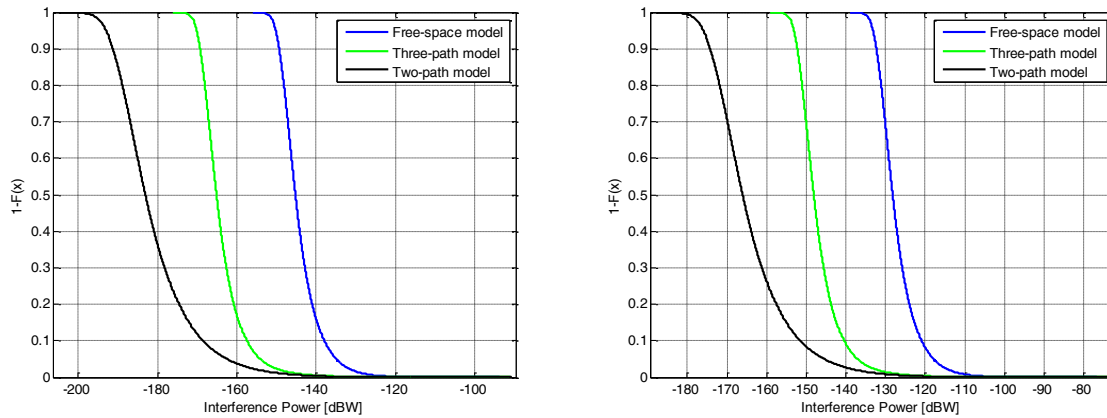


Abbildung 3-24: Verteilungsfunktion der empfangenen Interferenzleistung an den Referenzstationen für -17dBW (links) und 0 dBW (rechts) Sendeleistung

Tabelle 3-5: Abdeckung für einen Grenzwert von -134,4 dBW

Modell	Sendeleistung -17 dBW	Sendeleistung 0 dBW
Free-space loss	4,6 %	98 %
Two-path loss	0,2 %	1,4 %
Three-path loss	0,25 %	3,1 %

Setzt man den Rauschlevel als Detektionsgrenzwert, so ergeben sich die in Tabelle 3-5 aufgelisteten Flächenabdeckungen zur Detektion von Störsendern mit den entsprechenden Sendeleistungen. Da unter realen Bedingungen die geringe Flächenabdeckung des Zweipfadmodelles angenommen werden muss, ist aus dieser groben Abschätzung ersichtlich, dass eine flächendeckende Detektion von Störsendern nur mit einem sehr dichten Netzwerk aus Detektoren erreicht werden kann.

3.1.4.2 Fahrzeuge als Störsenderdetektoren

Da mit einem Netz aus stationären Detektoren aufgrund der geringen Anzahl von Empfängern nur mit hohem Aufwand eine flächendeckende Detektion von Störsignalen ermöglicht werden kann, ist der Fokus in diesem Vorhaben die Detektion und Lokalisierung mittels Fahrzeug-GNSS-Empfängern. Im Straßenverkehr ist die maximale Fahrzeugdichte von der Fahrzeuggeschwindigkeit abhängig.

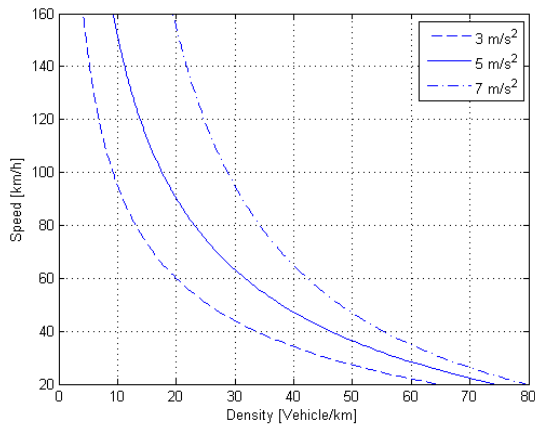


Abbildung 3-25: Fahrzeugdichte in Abhängigkeit der Geschwindigkeit

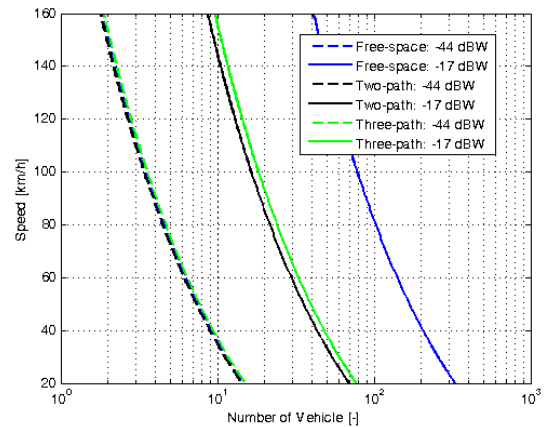


Abbildung 3-26: Anzahl der Fahrzeuge im Detektionsbereich in Abhängigkeit der Geschwindigkeit

Abbildung 3-25 zeigt, wie mit höherer Fahrzeuggeschwindigkeit aufgrund des höheren Sicherheitsabstands die Fahrzeugdichte abnimmt. Unterschiedliches Fahrverhalten wird durch das Bremsverhalten als akzeptierte Bremsverzögerung dargestellt. In Abbildung 3-26 ist für eine Fahrspur anhand der Fahrzeuggeschwindigkeiten, entsprechend der Fahrzeugdichte bei 5 m/s^2 akzeptierter Bremsverzögerung, die maximale Anzahl der Fahrzeuge im Detektionsbereich für drei Kanalmodelle und zwei Störsenderleistungen wiedergegeben. Man kann sehen, dass sich hier bei hoher Verkehrsauslastung (maximaler Fahrzeugdichte) auch bei geringen Störsenderleistungen Fahrzeuge im Detektionsbereich des Störsenders befinden.

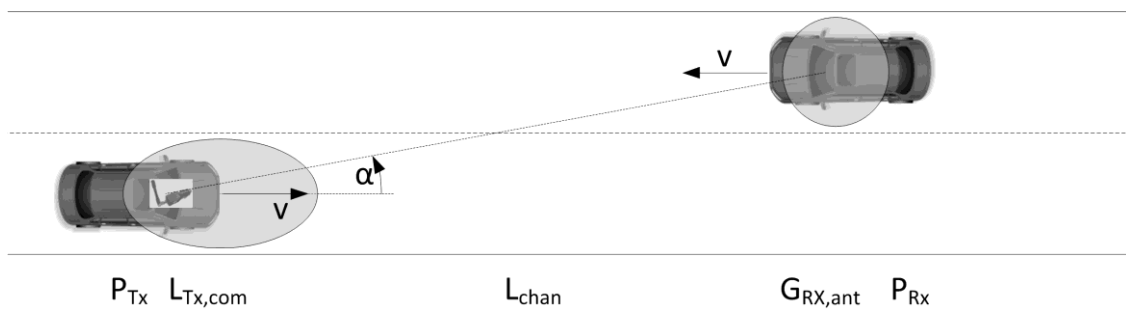


Abbildung 3-27: Fahrzeug-zu-Fahrzeug-Signalausbreitung

Für die Systemsimulation ist es notwendig, die Signaldämpfung durch Abschattung detaillierter zu betrachten. Für das Referenzszenario, mit einem GNSS-Störsender im Fahrzeug, der durch GNSS-Empfänger in dessen Umgebung detektiert wird, ergibt sich die empfangene Leistung P_{Rx} , wie in Abbildung 3-27 dargestellt, aus der abgestrahlten Störsender-Leistung P_{Tx} mit

$$P_{Rx}(d)|_{dBW} = P_{Tx}|_{dBW} + L_{Tx,com}|_{dB} + L_{chan}(d)|_{dB} + G_{Rx,ant}|_{dB}$$

(3-5)

wobei L_{chan} der Lognormal-Pfadverlust mit modellierter Abschattung ist, $G_{RX,ant}$ der Antennengewinn der Empfangsantenne und $L_{TX,com}$ die kombinierten Verluste durch Sendeantenne und Fahrzeugstruktur. Zur Charakterisierung der kombinierten Verluste wurden Messungen von Borio et al. [23] verwendet, wie in Abbildung 3-28 dargestellt, welche die Signaldämpfung vom Fahrzeug in Azimut und Elevation darstellen. Aufgrund verschiedener Signaldämpfungseigenschaften unterschiedlicher Materialien (Werte in [24]) ist die Abstrahlcharakteristik nicht homogen und auch abhängig von der Störsenderposition im Fahrzeug. Modelliert wurde die Abstrahlcharakteristik $L_{TX,com}$ anhand der Messungen von Borio in Abhängigkeit des Richtungswinkels zum Empfänger als Ellipse, wie in Abbildung 3-27 dargestellt.

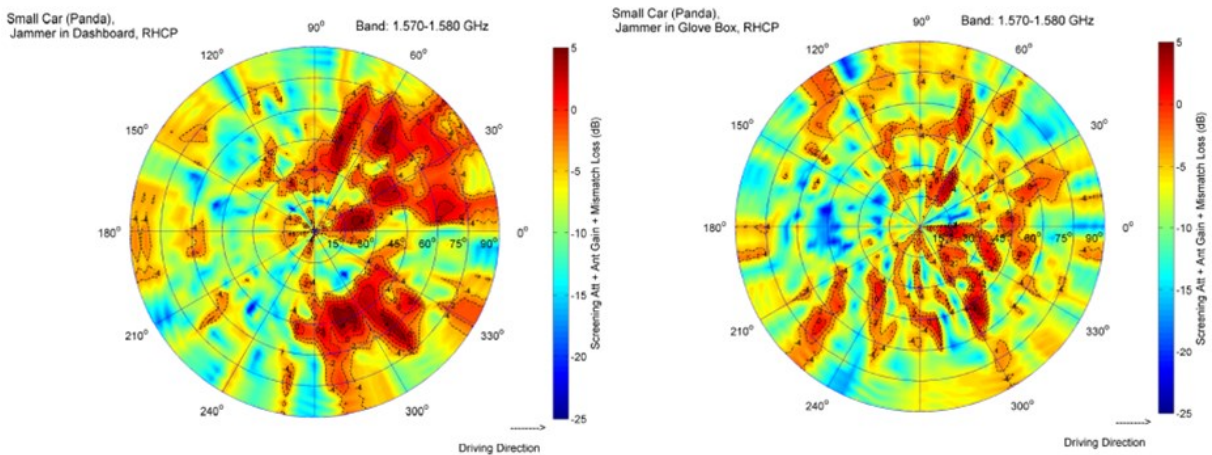


Abbildung 3-28: Leistungsverlust eines Störsenders am Armaturenbrett (links) und im Handschuhfach (rechts) für ein Kleinfahrzeug (Fiat Panda) [23] [25]

Für den Lognormal-Pfadverlust ist die Signalausbreitung ähnlich der bei Fahrzeug-zu-Fahrzeug-Kommunikation. Aufgrund der ähnlichen Umgebungsbedingungen können Ergebnisse aus Arbeiten und Messungen für Kanalmodelle der Fahrzeug-zu-Fahrzeug-Kommunikation als Vorlage für das Referenzszenario der GNSS-Störsenderlokalisierung verwendet werden. Tabelle 3-6 zeigt Beispiele von Messungen für Pfadverlust und Standardabweichung der Abschattung in der Fahrzeug-zu-Fahrzeug-Kommunikation. Messungen haben gezeigt, dass die Korrelation der Abschattung zwischen den verschiedenen Fahrzeugen von entscheidender Bedeutung für die Systemsimulation ist.

Tabelle 3-6: Pfadverlust und Standardabweichung (Shadow Fading)

Frequenz, Referenz	Umgebung	Pfadverlust	Standardabweichung
700 MHz [26]	High-rise	3,35	-
	Residual	3,58	-
	Suburban	3,71	-
2412 MHz [27]	Urban	3,17	9,14
	Suburban	3,14	7,28
	Open Field	3,31	4,84

Ein viel verwendetes Modell für die korrelierte Abschattung ist das Modell von Gudmundson als autoregressiver Prozess erster Ordnung [28]

$$\rho_{S_{ij}} = e^{-\frac{|\Delta x|}{d_{cor}} \ln 2} \quad (3-6)$$

wobei Δx der Abstand zwischen zwei Punkten ist und die Dekorrelationsdistanz d_{cor} definiert ist durch den Abstand bei dem $\rho_{S_{ij}}$ einen Wert von 0,5 hat. Für zwei Punkte mit einem Abstand von $\Delta x = 0$ ist $\rho_{S_{ij}} = 1$ und bei $\Delta x = \infty$ ist $\rho_{S_{ij}} = 0$. Die korrelierte Abschätzung empfangener Störleistung mit der Korrelationsmatrix

$$K_{ij}(\Delta x) = C(X_{\sigma_i}, X_{\sigma_j}) = \rho_{S_{ij}} \sigma_S^2 \quad (3-7)$$

wird, wie in [29] beschrieben, durch Cholesky-Faktorzerlegung berechnet.

3.1.4.3 Simulationsumgebung

Zur Entwicklung der Lokalisierungsalgorithmen wurde eine Simulationsumgebung umgesetzt, welche eine rein PC-basierte (Matlab) Simulation ermöglicht sowie die Verarbeitung von echten Messungen aus einem GNSS-Software-Empfänger. Abbildung 3-29 zeigt ein vereinfachtes Block-diagramm der Simulationsumgebung mit den drei Hauptblöcken der Simulation in der unteren Hälfte.

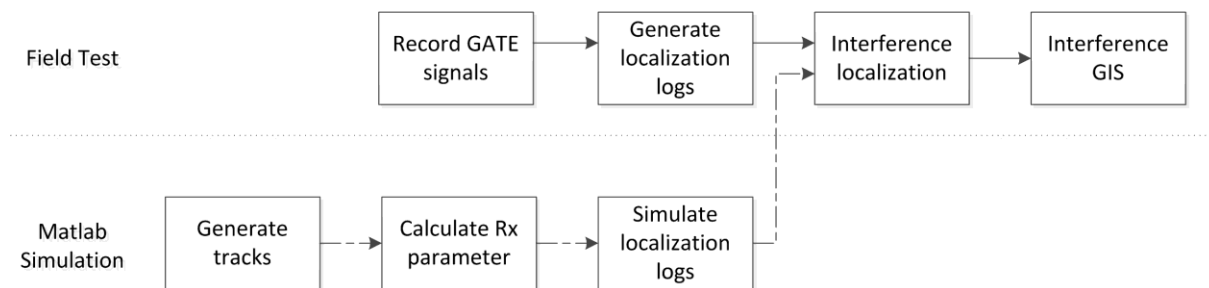


Abbildung 3-29: Blockdiagramm der Simulationsumgebung

Im ersten Block der Simulation werden die Fahrzeugpositionen initialisiert und für jedes Fahrzeug kurze Trajektorien generiert. Die Initialisierung erfolgt, wie in Abbildung 3-30 dargestellt, durch Laden eines Satellitenbildes mit der Google-Maps-API, in dem dann die Fahrzeugpositionen eines realen Szenarios ausgewählt werden. Im zweiten Block werden die empfangenen Störsignalparameter simuliert, basierend auf den im vorangegangenen Abschnitt beschriebenen Ansatz. Im dritten und letzten Block der Simulation werden die Fahrzeugpositionen mit einem Positionsfehler versehen, abhängig vom definierten Szenario beziehungsweise der Umgebung (Autobahn, Freiland oder Stadt) und der empfangenen Störsignalleistung.

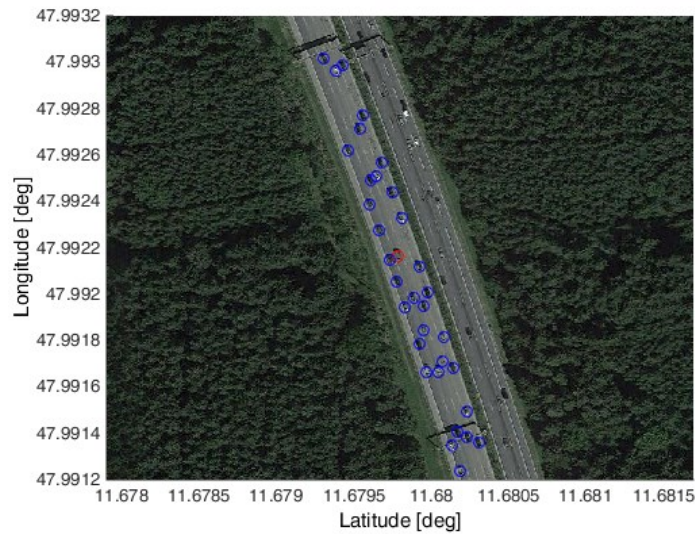


Abbildung 3-30: Initialisieren der Fahrzeugpositionen mittels Google-Maps-Satellitenbild

Aus den simulierten Parametern der empfangenen Störsignalleistung und der degradierten Positionsgenauigkeiten werden dann für jedes Fahrzeug Log-Dateien generiert, welche als Eingabe für den Lokalisierungsalgorithmus dienen. Der Aufbau der Log-Dateien ist identisch mit den vom ipex-Software-Empfänger generierten Log-Dateien, so dass verschiedene Messdaten ohne Modifikation verwendet werden können.

3.1.5 Interferenzlokalisierung

Zur Entwicklung von Lokalisierungsalgorithmen unter Berücksichtigung der operationellen Randbedingungen der ITS-Infrastruktur wurden passive Methoden zur Lokalisierung von Interferenzquellen, basierend auf „Difference of Received Signal Strength (DRSS)“ und „Time Difference of Arrival (TDOA)“, näher betrachtet. DRSS basiert auf Differenzmessungen der empfangenen Störsignalleistung. TDOA basiert auf Differenzmessungen der Empfangszeitpunkte bzw. der Signallaufzeit des Störsignals. In beiden Fällen werden Differenzmessungen verwendet, da bei der passiven Lokalisierung keine Informationen über Sendeleistung oder Sendezeit bekannt sind und diese Unbekannten mittels Differenzmessung eliminiert werden. TDOA-basierte Lokalisierung setzt zur Bestimmung der Laufzeitdifferenzen, neben einer hochgenauen Synchronisation der Empfänger, gute Korrelationseigenschaften der Signale voraus. Deshalb wird TDOA häufig in Systemen eingesetzt, die speziell für den Zweck der Lokalisierung entwickelt wurden. Im Gegensatz dazu soll in diesem Vorhaben die ITS-Infrastruktur verwendet werden unter dem Einsatz verschiedenster Empfänger-Architekturen, welche nur Messungen geringer Komplexität erlauben. Unter dieser Randbedingung ist die DRSS-basierte Lokalisierung besonders gut geeignet. Im Hinblick auf die ITS-Architektur kann die von Natur aus geringere Leistungsfähigkeit der DRSS-basierten Lokalisierung gegenüber der TDOA-basierten Lokalisierung durch die hohe Anzahl an Empfängern im Detektionsbereich kompensiert werden.

In der Ebene definiert bei der DRSS-basierten Lokalisierung jede Leistungs-Differenzmessung einen Kreis. Im dreidimensionalen Raum ist der Zusammenhang gegeben durch

$$v_{rm} |_{dB} - 5\gamma \log_{10} \left(\frac{(x_j - x_m)^2 + (y_j - y_m)^2 + (z_j - z_m)^2}{(x_j - x_r)^2 + (y_j - y_r)^2 + (z_j - z_r)^2} \right) = 0 \quad (3-8)$$

wobei v_{rm} die gemessene Differenz der empfangenen Interferenzsignal-zu-Rauschleistung ist, γ der Pfadverlust, $\mathbf{x}_m = [x_m, y_m, z_m]^T$ und $\mathbf{x}_r = [x_r, y_r, z_r]^T$ die Koordinaten der Messpaare sind und $\mathbf{x}_j = [x_j, y_j, z_j]^T$ die unbekannte Störsenderposition ist.

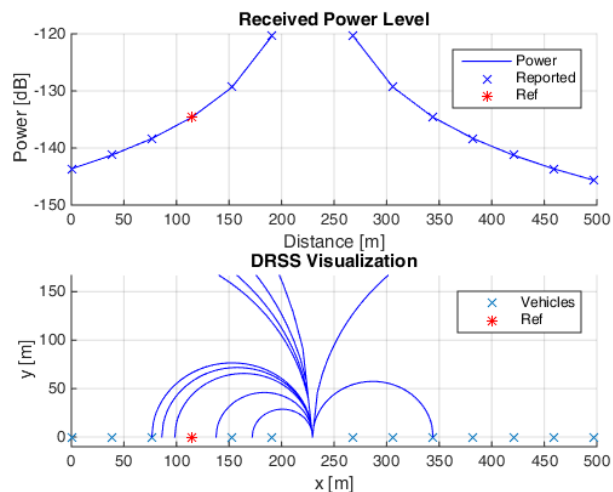


Abbildung 3-31: Empfangene Störleistung (oben), Kreise der Leistungs-Differenzmessung (unten)

Abbildung 3-31 veranschaulicht die DRSS-Lokalisierung für ein eindimensionales Szenario. Abbildung 3-31 oben zeigt die empfangene Signalleistung, wobei sich der Störsender in der Mitte bei $x_j = 230m$ befindet und jedes Kreuz eine Empfängerposition markiert. Der rote Stern bei $x = 120m$ definiert die Position x_r , der Referenzmessung, zu der alle weiteren Messungen der Positionen x_m in Differenz gesetzt werden. Abbildung 3-31 unten zeigt für jedes Paar von Messungen die entsprechenden Kreise der DRSS-Lokalisierung mit dem Schnittpunkt bei der Störsenderposition x_j .

Die Degradierung der GNSS-Positionslösung durch das empfangene Störsignal wird berücksichtigt durch Erweiterung des Modells um die fehlerbehafteten Empfängerpositionen, wie in [30] für die TDOA-Lokalisierung beschrieben. Im erweiterten Modell

$$\begin{bmatrix} v_{rm|dB} \\ \tilde{x}_1 \\ \vdots \\ \tilde{x}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f(x_j, \gamma, x_m) \\ x_1 \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta \\ w_{x_1} \\ \vdots \\ w_{x_N} \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

oder vereinfacht geschrieben

$$\tilde{s} = s(\theta) + n \quad (3-10)$$

sind $\tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_N$ die tatsächlichen Positionen der Empfänger, x_1, \dots, x_N die fehlerbehafteten GNSS-Positionslösungen der Empfänger und w_{x_1}, \dots, w_{x_N} die gaußverteilten Fehlertermen der Positionslösungen. $\theta = [x^T, \gamma, x_1^T, \dots, x_N^T]^T$ definiert den Vektor dessen Residuum $e(\theta)$ minimiert wird. Abbildung 3-32 zeigt die Least-Squares-Kostenfunktion der vereinfachten eindimensionalen Anordnung von Abbildung 3-31.

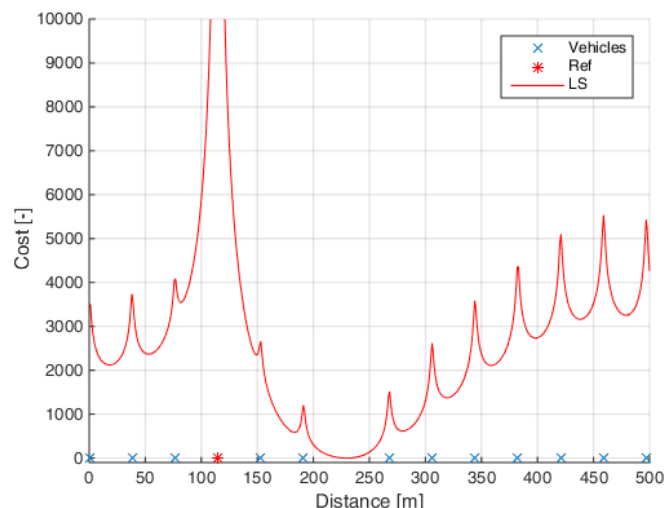


Abbildung 3-32: LSQ-Kostenfunktion der DRSS-Lokalisierung

Gute Ergebnisse zur Lösung des Least-Squares Lokalisierungsproblems wurden mit den nichtlinearen Verfahren „Interior-Point“ und „Trust-Region“ erzielt. Abbildung 3-33 zeigt für das Autobahnszenario aus Abbildung 3-30, wie sich die erzielte Störsender-Lokalisierungsgenauigkeit in Abhängigkeit von der Empfänger-Positionsungenauigkeit und von den verschiedenen Standardabweichungen für die

Abschattung ändert. Die Sendeleistung, Detektions- und Saturationsgrenzwerte wurden so gesetzt, dass im Schnitt 10 Messungen zur Lokalisierung verwendet werden können. Das Beispiel zeigt, dass trotz Standardabweichung der Leistungsschwankungen durch Abschattung von bis zu 10 dB der Lokalisierungsfehler in der Größenordnung des GNSS-Positionierungsfehlers der Fahrzeug-GNSS-Empfänger liegt.

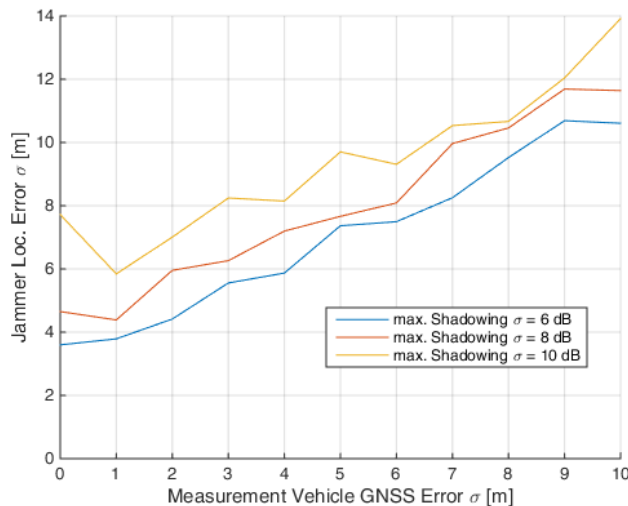


Abbildung 3-33: Störsender-Lokalisierungsfehler über Positionsgenauigkeit für drei verschiedene Standardabweichungen der Abschattung

Um im nächsten Schritt georeferenzierte Leistungsmessungen vom ipex-Software-Empfänger für die Lokalisierung verwenden zu können, müssen diese synchronisiert sein. Dies erfolgt basierend auf der PNT-Lösung des Empfängers, wie in Abbildung 3-34 dargestellt. Der GNSS-Zeitstempel kann auf die Signalwerte zurückgerechnet werden und erlaubt somit eine GNSS-Zeit-synchronisierte Messung der empfangenen Signalleistung.

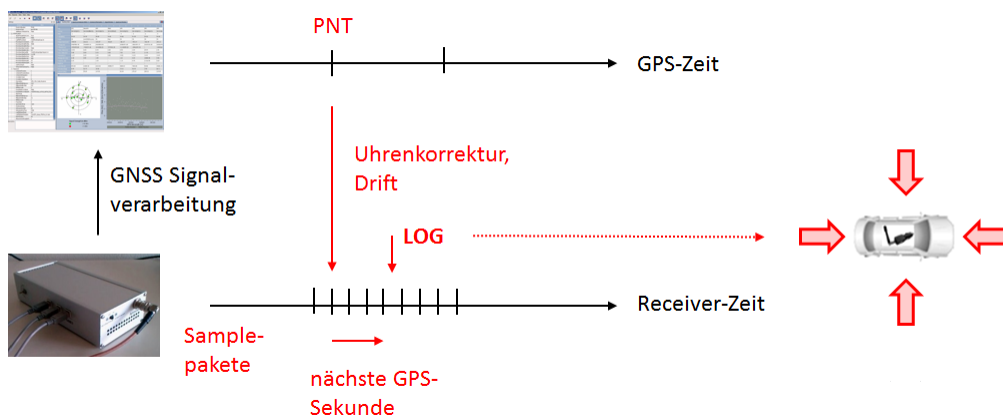


Abbildung 3-34: Synchronisation der Messungen

Die Lokalisierung erfolgt dann zentral serverseitig (z.B. in der Verkehrsleitzentrale), sobald für einen Zeitschritt ausreichend Messungen vorhanden sind.

3.1.6 Leistungsanalyse

Zur Verifikation des Gesamtsystems wurden fünf ipex-Software-Empfänger für Messungen zur Störsenderlokalisierung statisch im GATE Gebiet aufgestellt. GATE ist eine spezielle Testumgebung in Berchtesgaden, in der von Pseudoliten Galileo-Signale simuliert werden und von der Bundesnetzagentur (BNetzA) eine Erlaubnis für den Betrieb von GNSS-Störsendern erteilt werden kann. Beim ersten Test wurde der Störsender statisch im Zentralpunkt des Testgebiets aufgestellt, im zweiten Test wurde der Störsender in einem VW Golf 5 betrieben und durch das Testgebiet gefahren. Für die fünf Empfänger kamen zwei verschiedene Front-Ends zum Einsatz. Das Front-End auf Position 1, 4 und 5 hatte einen 8 Bit ADC und 10 MHz Bandbreite und das Front-End auf Position 2 und 3 einen 4 Bit ADC und 20 MHz Bandbreite. Abbildung 3-35 zeigt die in der Referenzbandbreite von 4 MHz gemessenen Störsignal- und Rauschleistungen.

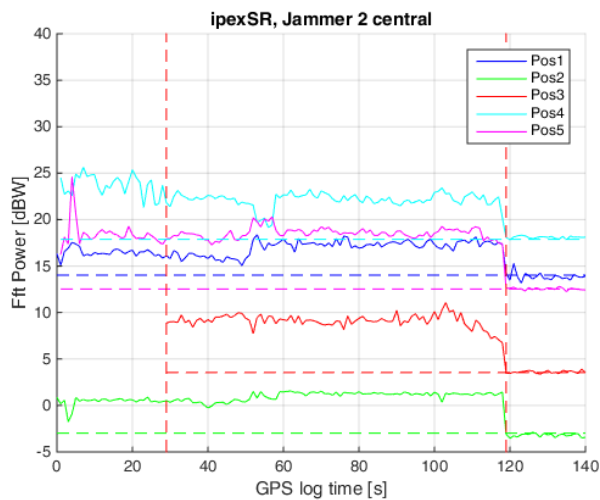


Abbildung 3-35: Gemessene Störsignalleistungen des statischen GATE-Tests mit Störsender im Zentrum

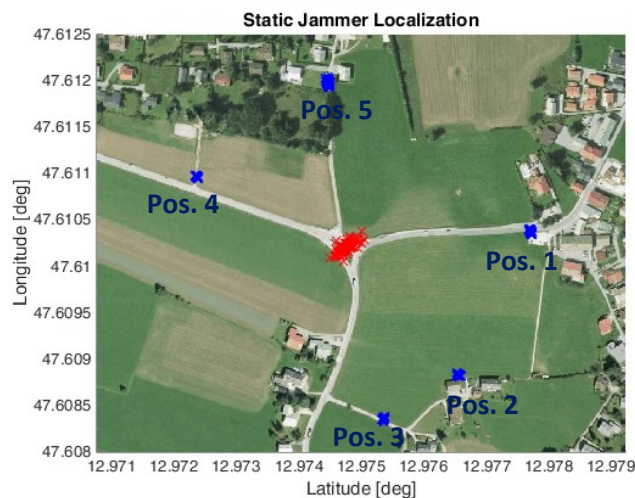


Abbildung 3-36: Ergebnisse des statischen GATE-Tests mit Störsender im Zentrum

Abbildung 3-36 zeigt in Blau die GNSS-Positionslösungen der fünf GNSS-Empfänger und in Rot die geschätzte Störsenderposition mit einem Fehler von $\sigma_{Lat} = 14,4 m$ und $\sigma_{Lon} = 7,2 m$. Der kleinere Fehler in Richtung σ_{Lon} ist durch die Geometrie gegeben.

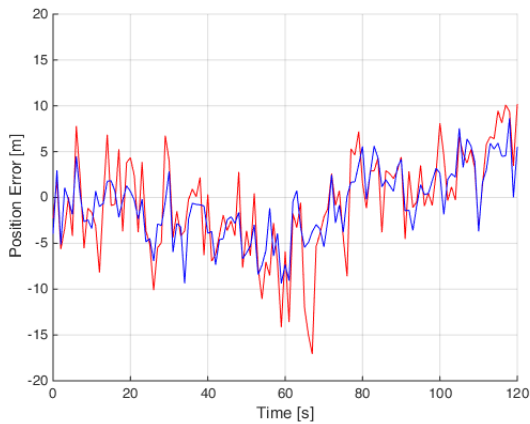


Abbildung 3-37: Geschätzter Positionsfehler von Empfänger 5; blau mit Störsignalunterdrückung

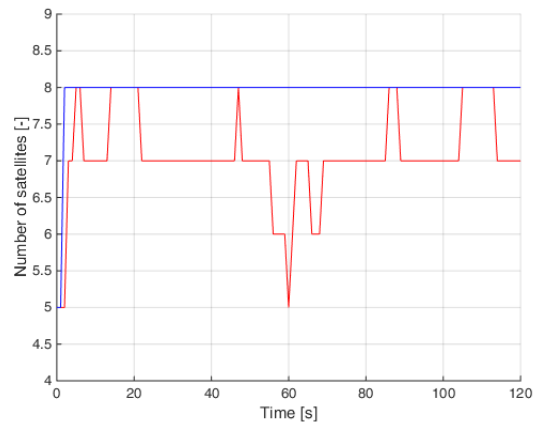


Abbildung 3-38: Anzahl der verfügbaren Satelliten von Empfänger 5; blau mit Störsignalunterdrückung

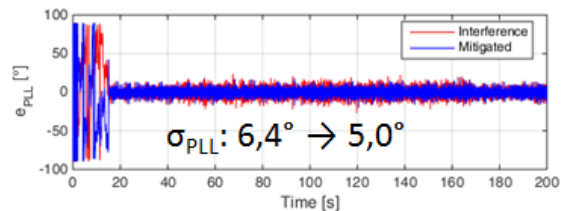
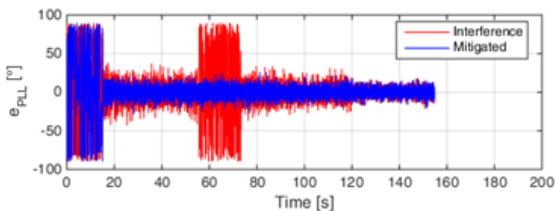
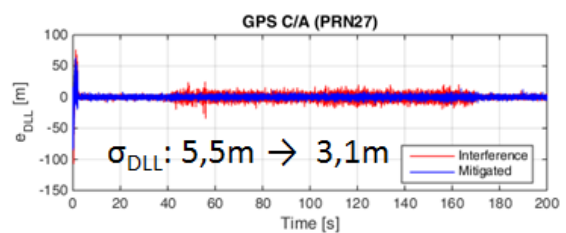
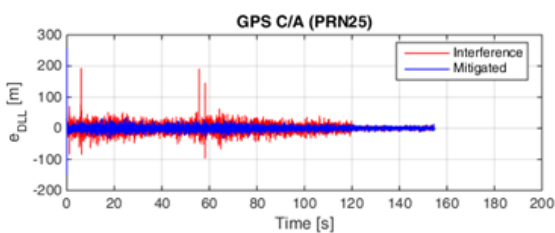
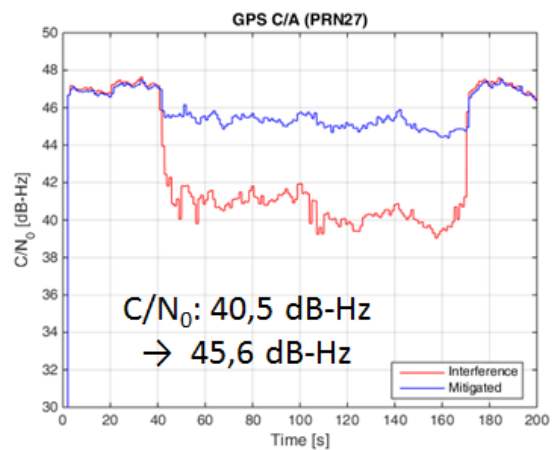
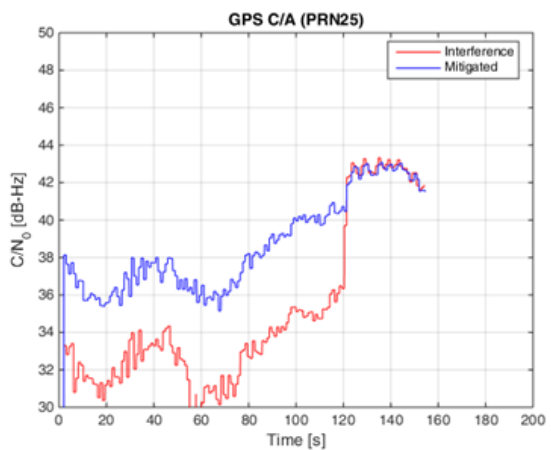


Abbildung 3-39: Verbesserung der Signalverfolgung durch die Störsignalunterdrückung für Empfänger 5, PRN 25 und 27

Am Beispiel von Empfänger 5 ist von Abbildung 3-37 bis Abbildung 3-39 die Verbesserung der GNSS-Positionierung und der Signalverfolgung über die Zeit dargestellt. Die in Abbildung 3-37 dargestellte Verbesserung des Positionsfehlers von $\sigma_{POS} = 5,2\text{ m}$ ohne Störsignalunterdrückung (rot) auf $\sigma_{POS} = 3,7\text{ m}$ mit Störsignalunterdrückung (blau) ist auf die verbesserte Signalverfolgung und dadurch auch erhöhte Anzahl von verfügbaren Satelliten zurückzuführen. Wie in Abbildung 3-38

ersichtlich ist, sind durch die Störsignalunterdrückung durchgehend acht Satelliten verfügbar, wohingegen ohne Störsignalunterdrückung die Anzahl der Satelliten zwischen fünf und acht schwankt. Die verbesserte Signalverfolgung ist in Abbildung 3-39 links anhand PRN 25 und rechts anhand PRN 27 gezeigt. In diesem Beispiel kann das C/N_0 im Schnitt um 5 dB-Hz verbessert werden und somit der Fehler der DLL-Folgeschleife (Delay-Locked Loop) um 2,4 m und die PLL-Folgeschleife (Phase-Locked Loop) um $1,4^\circ$. Links kann man anhand des PLL-Fehlers sehen, dass mit Störsignalunterdrückung der Fehler der PLL-Folgeschleife das Navigationssignal durchgehend verfolgt, wohingegen ohne Störsignalunterdrückung bei ca. 60 bis 75 Sekunden auf die FLL-Folgeschleife (Frequency-Locked Loop) umschaltet. Gleichzeitig ergeben sich auch höhere DLL-Fehler.

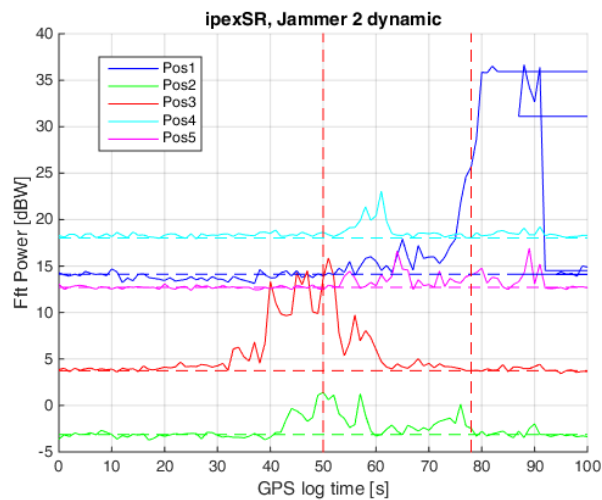


Abbildung 3-40: Gemessene Störsignalleistungen des dynamischen GATE Tests mit Störsender in einem VW Golf 5

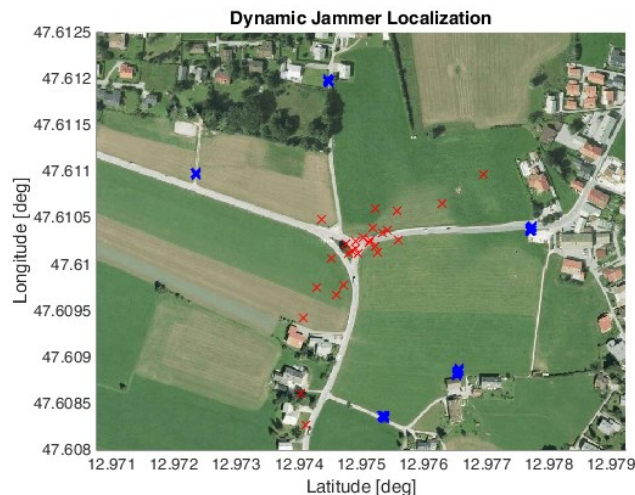


Abbildung 3-41: Ergebnisse des dynamischen GATE Tests mit Störsender in einem VW Golf 5

Nach erfolgreichen Tests mit statischem Störsender wurden die Messungen mit bewegtem Störsender durchgeführt. Hierzu wurde der Störsender in einem VW Golf 5 betrieben. Das Fahrzeug startete im Süden und fuhr entlang der Waldhauserstraße vorbei an Empfänger 3 und weiter entlang der Oberschönauer Straße vorbei an Empfänger 1. Die entsprechenden Leistungsmessungen sind in Abbildung 3-40 dargestellt mit dem Ergebnis der Lokalisierung in Abbildung 3-41. Entlang der

gesamten Strecke folgt die Positionslösung dem Straßenverlauf, wobei die Übereinstimmung nahe dem Zentralpunkt, aufgrund der besseren Geometrie am besten ist.

Zur Einordnung des Systems innerhalb der ITS-Infrastruktur wurden die Schnittstellen zu funktionalen Elementen der ITS-Umgebung gemäß „European Intelligent Transport System Framework Architecture (FRAME)“ beschrieben. Wie in Abbildung 3-42 dargestellt werden durch die ITS-Architektur alle notwendigen Funktionalitäten zur Verfügung gestellt um alle für die Störsender-Lokalisierung notwendigen Einheiten zu verbinden.

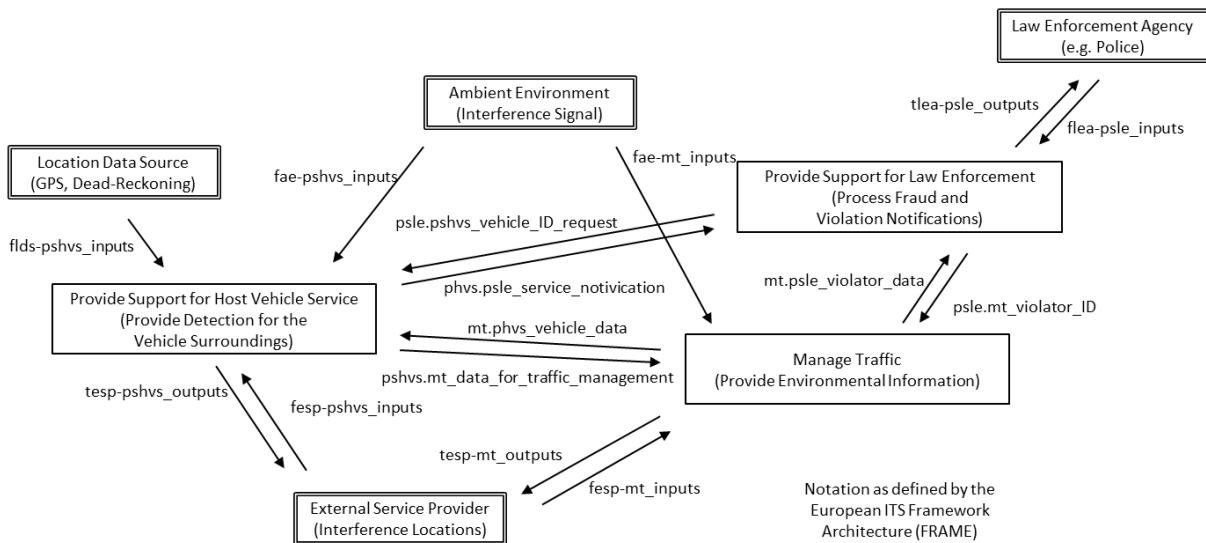


Abbildung 3-42: Schnittstellen der funktionalen Elemente der ITS-Architektur (Reference: www.frame-online.net)

3.2 Kooperative GNSS-Signalverarbeitung für ITS

GNSS ist ein fundamentaler Bestandteil von C-ITS, alleine zur Regelung und Minimierung des Datenaustauschs (Geo-Routing) der Verkehrsteilnehmer, ebenso aber auch in sicherheits-relevanten Anwendungen zur Kontrolle der aktuellen Navigationszustände umliegender Fahrzeuge. Dies ist insbesondere der Fall, wenn durch weitere Sensoren (Radar, Kamera) kein Sichtkontakt besteht. Darüber hinaus ist, selbst wenn die Fahrzeuge ihre Umgebung durch viele andere Sensoren erfassen, GNSS die kostengünstigste Technologie, um die lokale relative Umgebung der Fahrzeuge in einen absoluten und globalen Referenzrahmen zu setzen. Damit diese globale Referenzierung möglichst immer zur Verfügung steht, sollte eine GNSS-Positionslösung auch unter schwierigen Bedingungen möglich sein. Die durch C-ITS gegebene Kommunikations-Infrastruktur kann die Positionsgenauigkeit absolut und relativ zwischen den Fahrzeugen verbessern, durch den Austausch von geschätzten Parametern, Messwerten oder Korrekturdaten.

Abbildung 3-43 fasst alle im Rahmen des Vorhabens betrachteten Empfänger-Komponenten zusammen, eingebettet in die Fahrzeug- und C-ITS-Infrastruktur. Die in Blau hinterlegten Module sind dabei diejenigen, welche zur kooperativen Signalverarbeitung im Rahmen der Hauptarbeitspakete 3000 und 4000 des Vorhabens entwickelt wurden und auf die im Folgenden näher eingegangen wird. Im Rahmen des AP 3000 wurden Algorithmen zur kooperativen Navigation untersucht und die Anforderungen an die Empfänger-Architektur beschrieben. In AP 4000 wurden die Einflüsse von Mehrwegesignalen als auch interferierender starker Navigationssignale untersucht und deren Unterdrückung analysiert.

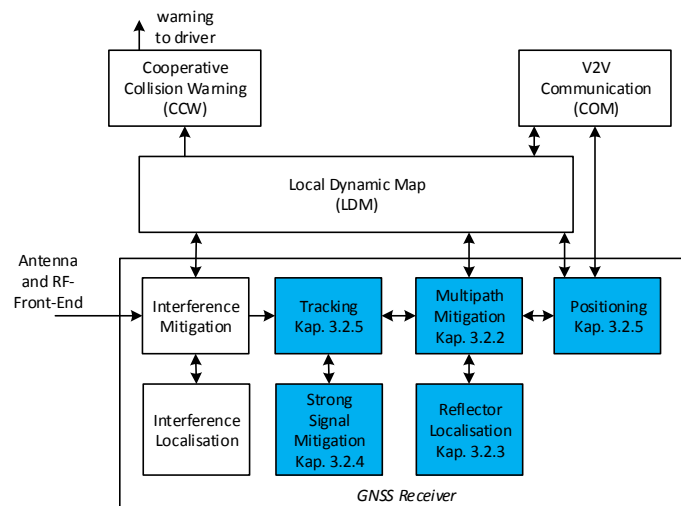


Abbildung 3-43: GNSS-Empfänger innerhalb C-ITS

Im Abschnitt 3.2.1 wird zunächst die Modellbildung und Simulationsumgebung beschrieben, die im Rahmen der Arbeitspakete 5100, 3100, 4100 und 4300 entwickelt worden ist und mit deren Hilfe dann Algorithmen zur kooperativen Positionierung entworfen wurden. Der Abschnitt 3.2.2 befasst sich mit der Unterdrückung der Mehrwegeeffekte und Algorithmen zur Parameterschätzung der indirekten Signale (AP 4100 und 4200). Ziel des AP 4200 war die Implementierung eines geeigneten Tracking-Algorithmus mit Mehrwegeschätzung im ipexSR Software-Empfänger, um die kooperativen Navigationsmethoden zu verbessern. Aufbauend auf diese Algorithmen wird in Abschnitt 3.2.3 ein



Lokalisierungs-Algorithmus für Reflektoren basierend auf Multi-Korrelatoren dargestellt (AP 4500). Zur Unterdrückung von Kreuzkorrelationen und der damit einhergehenden Verbesserung des Trackings wurde für schwache Satelliten-Navigationssignale eine Methode zur Auslöschung starker Navigationssignale entwickelt (AP 4400), welche in Abschnitt 3.2.4 präsentiert wird. Im Abschnitt 3.2.5 werden schließlich die entwickelten Methoden zur kooperativen Positionierung (AP 3000 und 4600) unter Einbezug von Signal-Tracking und Mehrwegeeffekten vorgestellt. Es wurde analysiert, welche Vorteile sich durch Differenzenbildung auf Postkorrelationsebene für die Genauigkeit von Tracking und Positionierung ergeben (AP 3300) und, basierend auf den Arbeiten zur kooperativen Positionierung auf Postkorrelationsebene, welche Sensor-gestützten Verfahren das Signal-Tracking verbessern können (AP 3400).

3.2.1 Modellbildung und Simulationsumgebung

Für die Entwicklung, den Test und die Verifikation der entworfenen Algorithmen zur kooperativen Navigation und Mehrwegeunterdrückung wurde eine Simulationsumgebung in Matlab erstellt, welche effizient und auf reproduzierbare Weise Navigationssignale für Satellitenkonstellationen erzeugt. Die Entwicklungsumgebung sollte den schnellen Entwurf von neuen Algorithmen mit schneller Fehlererkennung/Verifikation und eine effiziente Leistungsanalyse erlauben. Zur Untersuchung der Anforderungen an die Empfänger-Hardware, welche sich auch in der Komplexität und in den Empfängerkosten widerspiegeln, wurden folgende Signal- und Empfänger-Eigenschaften modelliert:

- Signal Modulation, Frequenz
- Signalstärke und Mehrwegeeffekte
- Antennen-Effekte
- Sampling Rate, Empfänger-Filterung und Quantisierung
- Uhrgenauigkeit des Empfängers
- Satelliten-Bahnen und Uhren
- Nutzer-Trajektorie
- Ionosphären- und Troposphären-Fehler.

Besonders wurde bei der Entwicklung von Simulationsumgebung und Empfänger beachtet, dass die Eigenschaften kostengünstiger Empfänger berücksichtigt werden. Insbesondere betrifft das die Mehrwegeunterdrückung der Antennen, wie in dem Vergleich einer geodätischen und einer günstigen Antenne in Abbildung 3-44 gezeigt wird. Die vorwiegend links drehend polarisierten Mehrwegereflektionen werden bei geodätischen Antennen (linkes Bild) viel stärker unterdrückt. Als Beispiel für die Simulation von Mehrwegeeffekten zeigt Abbildung 3-45, wie sich die Chips eines Navigationssignals durch einen Mehrwegekanal über die Zeit gesehen verschieben und verformen.

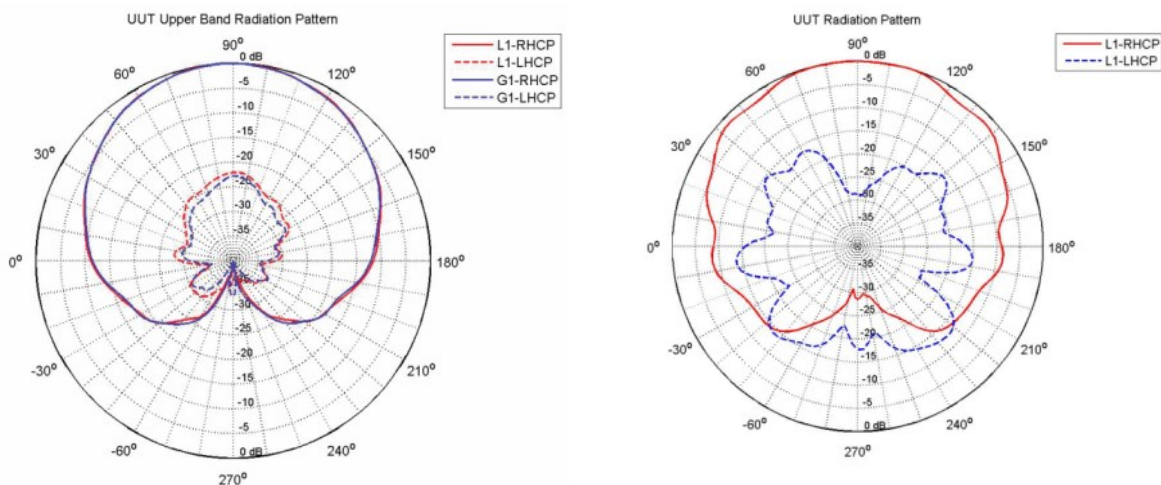


Abbildung 3-44: Antennendiagramm einer geodätischen (links) und einer kostengünstigen (rechts) Antenne; 25-30 dB gegenüber 15-20 dB Unterdrückung [Novatel.com]

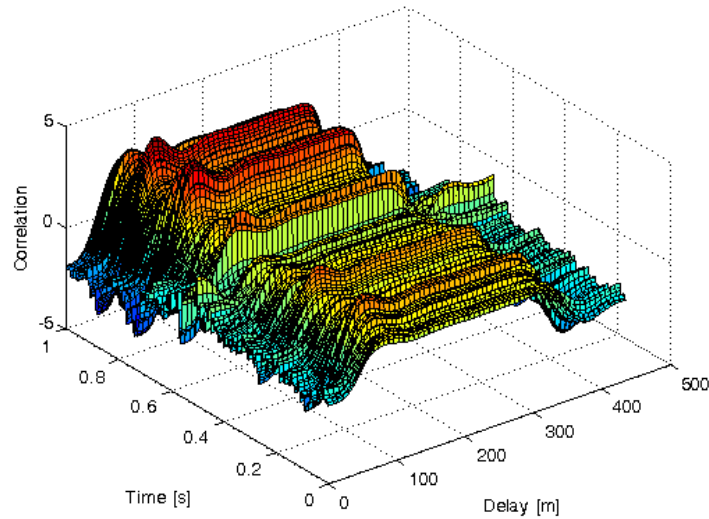


Abbildung 3-45: Zeit-Verzögerungs-Profil von gefilterten GNSS-Signal Chips nach einem Mehrwege-Kanal

Neben den Mehrwegeeffekten spielen beim Entwurf eines Empfängers die Signal-Bandbreite sowie die Qualität des Oszillators eine wichtige Rolle, welche auch großen Einfluss auf Genauigkeiten, Kosten und Stromverbrauch haben.

Schließlich müssen bei der Simulation von Signalen mehrerer Fahrzeuge die atmosphärischen Laufzeitunterschiede berücksichtigt werden. Abbildung 3-46 zeigt dazu beispielhaft, wie sich die Empfänger-Differenzen eines Signals in Abhängigkeit von Basislinienlänge, Elevation oder Temperatur verändern können.

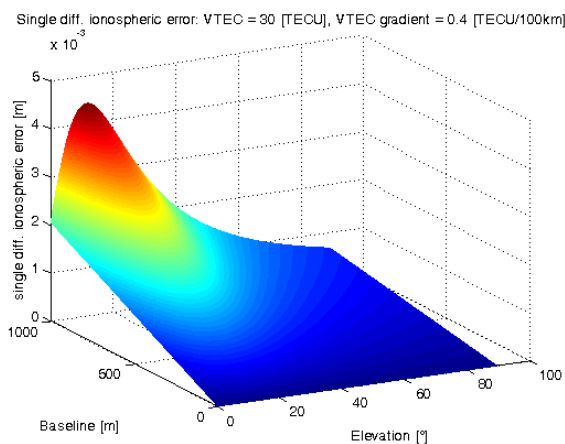


Abbildung 3-46: Ionosphärenfehler bei Empfänger-Differenz in Abhängigkeit von Basislinie und Elevation

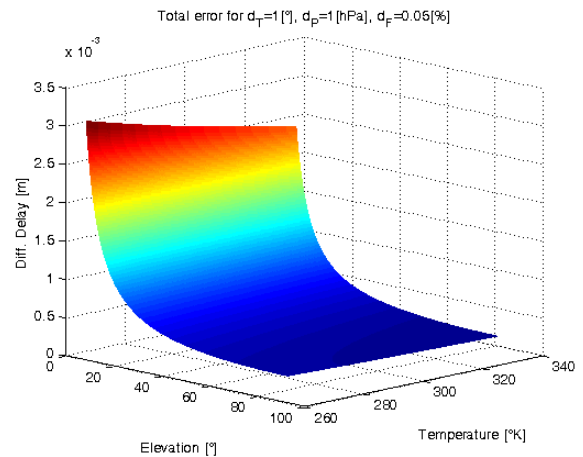


Abbildung 3-47: Troposphärenfehler bei Empfänger-Differenz in Abhängigkeit von Temperatur und Elevation



3.2.2 Mehrwege-Unterdrückung

Da in der Satellitennavigation die Distanz zwischen Empfänger und Satellit anhand der Autokorrelation des jeweiligen abgestrahlten und des generierten Codes am Empfänger bestimmt wird, erzeugt eine Reflektion des abgestrahlten Signals eine Deformierung der Autokorrelationsfunktion. Diese Deformierung hat zur Folge, dass die Laufzeitmessung des Signals verfälscht wird und infolgedessen eine fehlerbehaftete Messung in den Positionsalgorithmus eingeht. Die Detektion solcher Deformierungen des empfangenen Signals sind schwer zu erfassen und ihre Auslöschung, beziehungsweise ihre Unterdrückung, gestaltet sich kompliziert.

Ein Mehrwegesignal kann dazu führen, dass die Laufzeitmessung zu einem Satelliten um mehr als zehn Meter abweicht. Der akkumulierte Fehler auf Positionsebene kann auch mehrere Meter betragen und somit die gewünschte Genauigkeit für ITS-Anwendungen in Frage stellen, insbesondere in städtischen Umgebungen. Da die Parameter der Mehrwegeausbreitung für zwei benachbarte Empfänger völlig unkorreliert sind, sind die Mehrwegeeffekte neben dem Empfänger-Rauschen die einzigen Fehler, die nicht mit Hilfe von Differential-GNSS eliminiert werden können [31].

Die physikalischen Mechanismen der Mehrwegeausbreitung sind relativ komplex und demzufolge sehr schwer zu modellieren. Bei Mehrwegesignalen werden die Polarisation, die Laufzeit, die Phase, der Doppler und die Signalstärke im Vergleich zum direkten Signal beeinflusst. Die Parameter dieser reflektierten Signale hängen zum einen von den geometrischen Gegebenheiten und zum anderen von den elektrischen Eigenschaften und der Rauigkeit des Reflektors ab. Die Rauigkeit des Reflektors entscheidet, ob das ankommende Signal spekulär (gerichtet) oder diffus reflektiert wird. Bei einer spekulären Reflektion wird das ankommende Signal ohne jeglichen Leistungsverlust gespiegelt. Im Gegensatz dazu bewirkt eine diffuse Reflektion eine Streuung des elektromagnetischen Feldes in sämtliche Raumrichtungen; infolgedessen erreicht nur ein Bruchteil der elektromagnetischen Energie die Empfangsantenne.

Der Doppler-Unterschied zwischen direktem und indirektem Signal ist abhängig von der Satelliten-Reflektor-Empfänger-Geometrie und erreicht einen Wert von bis zu 0,5 Hz für stationäre Empfänger. Bei mobilen Empfängern ist dieser Doppler-Unterschied abhängig von der Geschwindigkeit des Vehikels und den Differenzen der Azimut- und Elevationswinkel zwischen Satellit-Empfänger und Reflektor-Empfänger (siehe Abbildung 3-48).

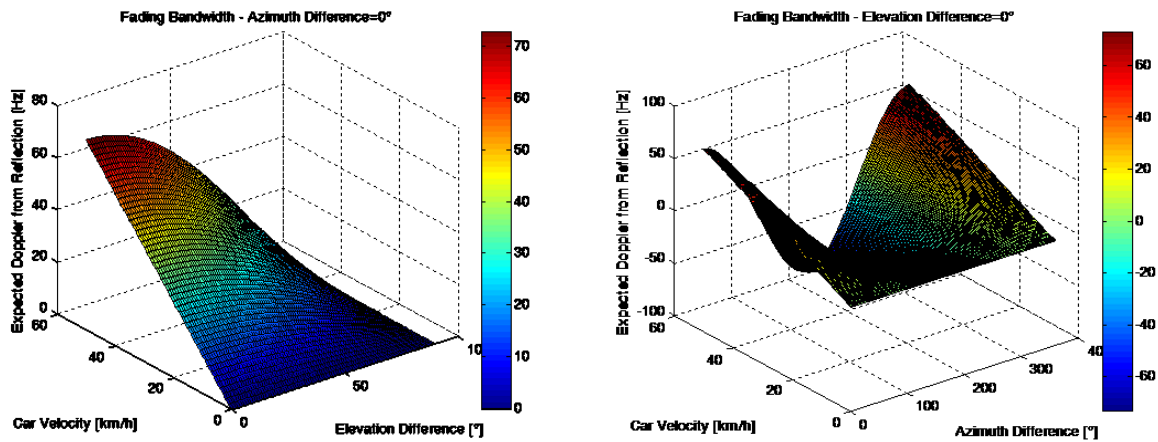


Abbildung 3-48: Doppler-Unterschied der Reflektor-Komponente

Um die Mehrwegeeffekte mit Hilfe von Tracking-Algorithmen zu unterdrücken, beziehungsweise zu minimieren, musste ein Kanalmodell ausgewählt werden, welches diese Effekte ausreichend simuliert. Ein etabliertes Modell in der Satellitennavigation ist das DLR „Land Mobile Satellite (LMS)“ Kanalmodell [32]. Die Parameter dieses Modells wurden anhand einer Messkampagne in München im Jahr 2002 extrahiert. Ziel dieses Kanalmodells ist die Simulation von Mehrwegeeffekten. Das Modell simuliert das empfangene Signal anhand der Satelliten-Nutzer Geometrie. Es generiert direkte und reflektierte Signale. Die Reflektionen werden statistisch anhand von Verteilungen, die aus der Messkampagne abgeleitet wurden, generiert. Dabei ausschlaggebend sind die Anzahl der Reflektionen, die geometrische Verteilung der Reflektoren, ihre Leistungsverteilung und ihre „Lebensdauer“. In Abbildung 3-49 und Abbildung 3-50 werden die sich durch das Kanalmodell ergebenden Streckenfehler und die statistische Verteilung der Reflektoren-Anzahl dargestellt.

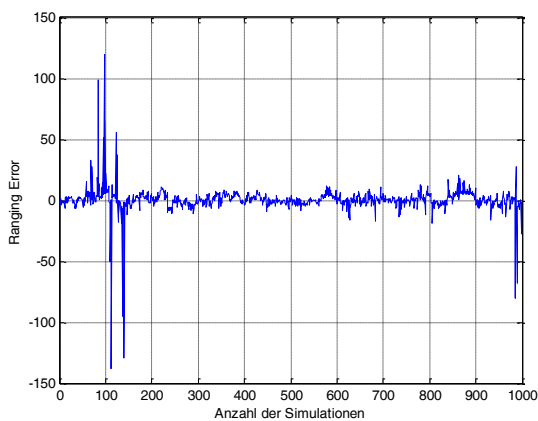


Abbildung 3-49: Streckenfehler durch Mehrwegeeffekte

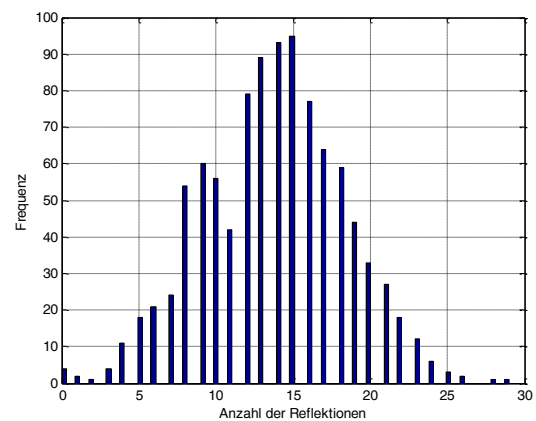


Abbildung 3-50: Histogramm der Anzahl von Reflektionen in städtischen Regionen

3.2.2.1 Signalverfolgung mit Mehrwegeschätzung

In Abbildung 3-51 werden verschiedene Methoden, die die Mehrwegeeffekte unterdrücken, zusammengefasst dargestellt.

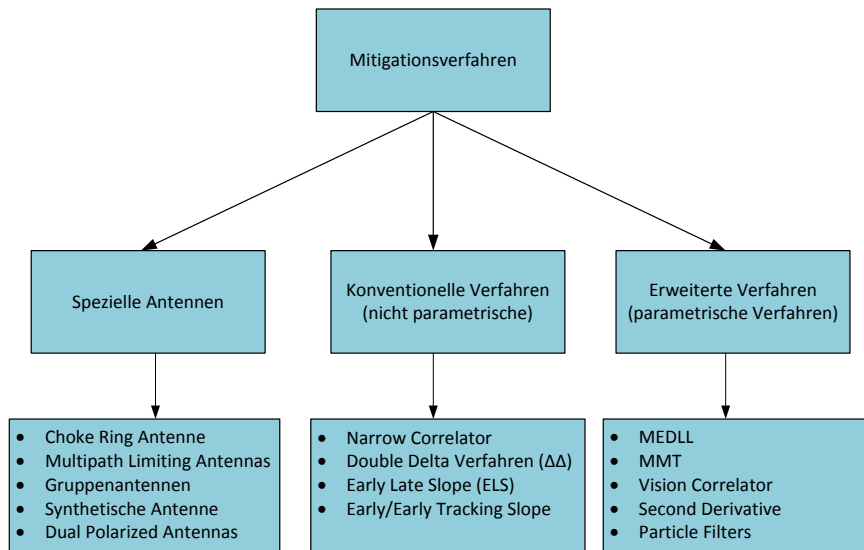


Abbildung 3-51: Kategorisierung der verschiedenen Verfahren zur Unterdrückung von Mehrwegeeffekten

Da das Hauptziel darin bestand, die Mehrwegesignale vom direkten Signal zu separieren, musste ein Algorithmus implementiert werden, der die Laufzeit des Mehrweges zum Empfänger berechnet. Demzufolge wurde ein Schätzalgorithmus ausgewählt und in den ipexSR implementiert. Dieser Algorithmus sollte die Parameter des direkten Signals (LOS) und der Mehrwegesignale berechnen. Der implementierte Algorithmus basiert auf der Maximum-Likelihood-Methode und teilt das empfangene Signal in seine Bestandteile auf, beziehungsweise separiert das direkte Signal von den Mehrwegeeffekten. Dieser Algorithmus, der „Multipath Estimation Delay Lock Loop (MEDLL)“ Algorithmus, wurde erstmals in [33] vorgeschlagen.

Um einen Einblick in den Algorithmus zu geben, wird hier das mathematische Modell der MEDLL beschrieben. Das empfangene Signal im Dasein von Mehrwegeeffekten kann durch folgende Formel (3-11) beschrieben werden

$$r(t) = \sum_{i=0}^M a_i p(t - \tau_i) \cos(\omega t + \theta_i) + n(t), \quad (3-11)$$

wobei a_i die Signalamplitude ist, $p(t)$ der Spreizcode, θ_i die Signalphase und $n(t)$ das Rauschen. Die Aufsummierung bezieht sich auf die Anzahl der Mehrwege. Der MEDLL-Algorithmus schätzt die Parameter (Amplitude, Codeverzögerung und Phase) des empfangenen Signals, so dass die mittlere quadratische Abweichung zwischen empfangenem und geschätztem Signal minimiert wird, siehe Formel (3-12)

$$L(\hat{a}, \hat{\tau}, \hat{\theta}) = \int_0^T [r(t) - s(t)]^2 dt, \quad (3-12)$$

wobei $s(t)$ das geschätzte Signal darstellt. In vereinfachter Weise versucht der MEDLL-Algorithmus $M+1$ Korrelationsfunktionen zu berechnen, die, wenn sie addiert werden, die verzerrte Korrelationsfunktion des empfangenen Signals wiedergeben. Aus den geschätzten Parametern, wird dann die Codephase des direkten und reflektierten Signals hergeleitet. Da es sich um eine Maximum-

Likelihood-Methode handelt, muss der Empfänger-Algorithmus alle zu schätzenden Parameter absuchen. Im Falle eines reflektierten Signals müssen daher sechs Parameter geschätzt werden. In [34] und [35] wird ein optimierter Algorithmus vorgeschlagen, der die Anzahl der zu schätzenden Parameter von sechs auf zwei verringert und demzufolge den Rechenaufwand reduziert. Dieser Algorithmus, die „Multipath Mitigation Technique (MMT)“, wurde in den ipexSR implementiert und evaluiert.

Die Validierung des MMT-Algorithmus wurde anhand von künstlichen Signalen durchgeführt. Dabei wurde ein starkes LOS-Signal mit 50 dB-Hz erzeugt und ein Multipath-Signal mit 44 dB-Hz. Das reflektierte Signal wurde mit einer Verzögerung von 200 Metern und einem Doppler-Unterschied von 0,5 Hz erzeugt. Abbildung 3-52 und Abbildung 3-53 zeigen, wie sich das Mehrwegesignal auf die Autokorrelationsfunktion auswirkt.

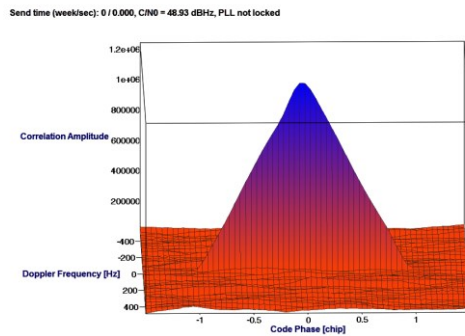


Abbildung 3-52: Autokorrelationsfunktion ohne Multipath

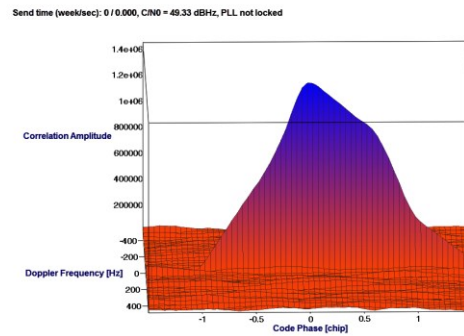


Abbildung 3-53: Autokorrelationsfunktion mit Multipath

Um die Verbesserung im Empfänger darzustellen, wurden sowohl die Diskriminatoren der DLL, FLL und PLL, als auch die entsprechenden gefilterten Werte dargestellt. Abbildung 3-54 zeigt die Empfängerwerte ohne Anwendung des MMT-Algorithmus für eine kohärente Integrationszeit von 1ms. Hervorzuheben ist hierbei zudem, dass die FLL-Regelschleife nur in den ersten drei Sekunden angewandt wurde, um eine präzise Schätzung der empfangenen Träger-Replika durchzuführen. Nachdem ein präziserer Wert der Signalfrequenz erreicht wurde, hat die PLL-Regelschleife die Nachführung der Träger-Replika übernommen und die FLL wurde ausgeschaltet. Wie in Abbildung 3-54 dargestellt, beträgt die Standardabweichung des Kode-Fehlers 0,32 Meter (0,00112 Chips). Die Phasenschleife erzeugt einen Phasenfehler, der eine Standardabweichung von $5,3^\circ$ aufweist.

Abbildung 3-55 stellt die Diskriminatoren und die Fehler nach den Regelschleifen mit Anwendung des MMT-Algorithmus dar. Dabei ist erkennbar, dass die Standardabweichung des Kode-Fehlers minimiert wird. Die Standardabweichung weist einen Wert von 0,20 Meter (0,0007 Chips) auf. Die Verbesserung ist deutlich erkennbar nach der vierten Sekunde, da der MMT-Algorithmus ab diesem Zeitpunkt eingeschaltet wurde. Eine kleine Verbesserung ist auch anhand der Standardabweichung des Phasenfehlers zu sehen, der auf $5,1^\circ$ reduziert wurde.

Aus der Validierung des MMT-Algorithmus ging hervor, dass durch die Schätzung der Parameter des direkten Signals eine Leistungssteigerung erreichbar ist. Dennoch muss hier betont werden, dass die Schätzung des indirekten Signals nicht exakt die korrekte Codeverzögerung des Mehrwegesignals

aufdeckt (siehe Abbildung 3-56). Um eine bessere Schätzung der indirekten Signalkomponenten zu gewährleisten, ist es notwendig, die Integrationszeit und die Auflösung des Multi-Korrelators zu erhöhen.

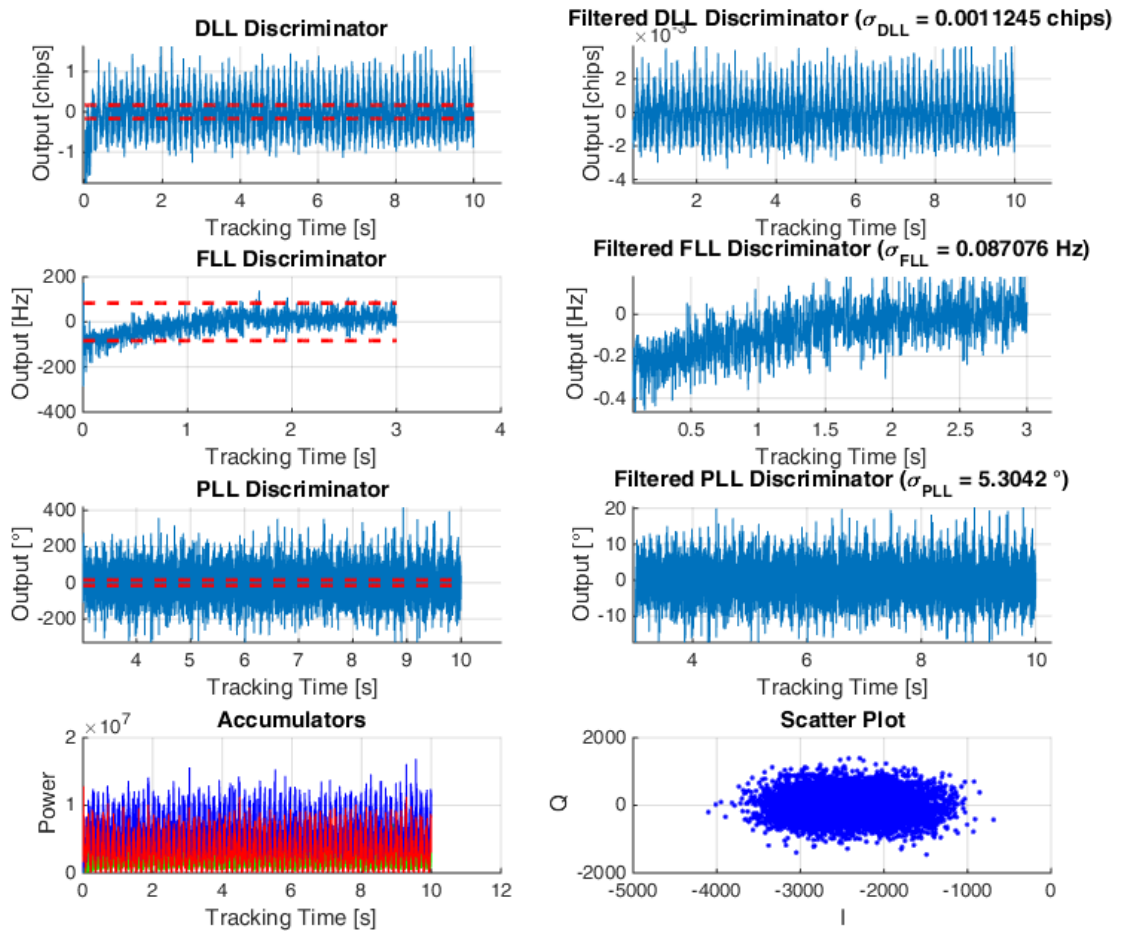


Abbildung 3-54: Diskriminatoren ohne MMT (CIT = 1ms)

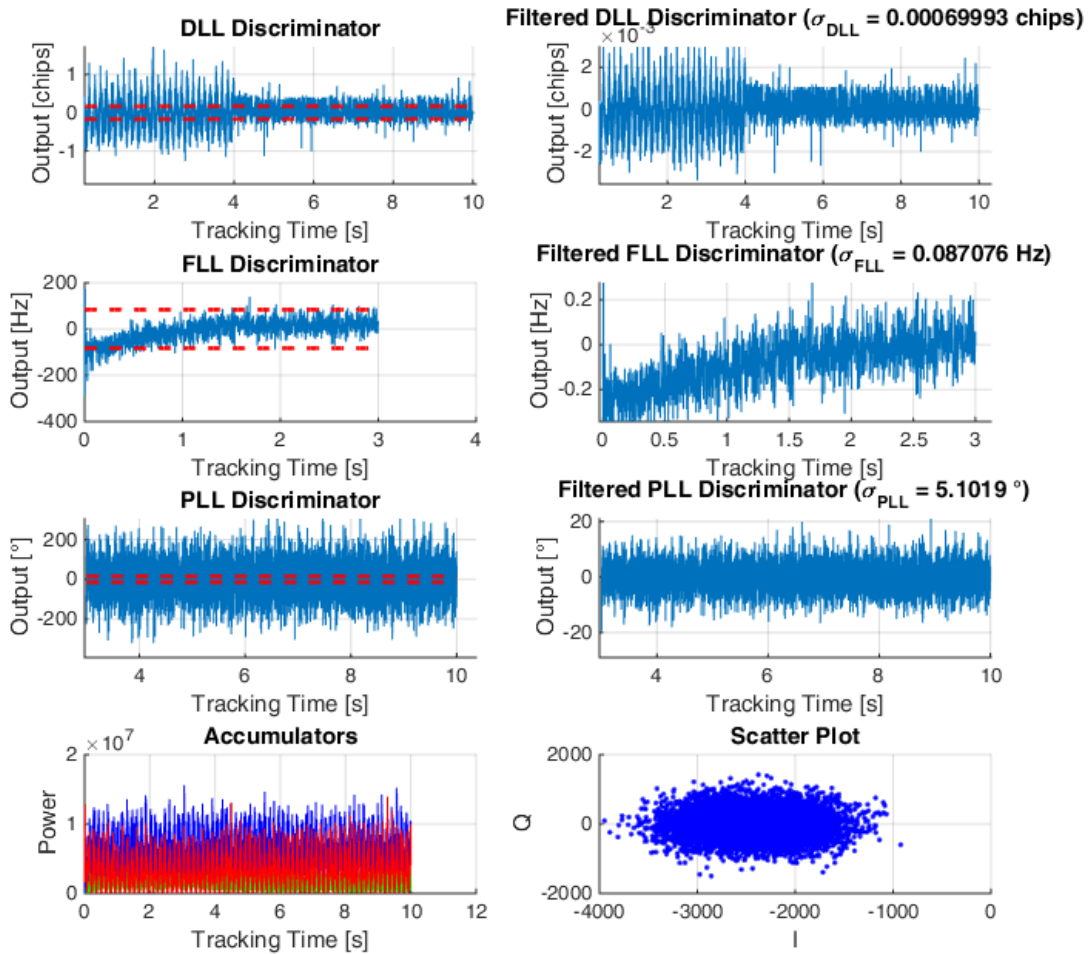


Abbildung 3-55: Diskriminatoren mit MMT (CIT =1ms)

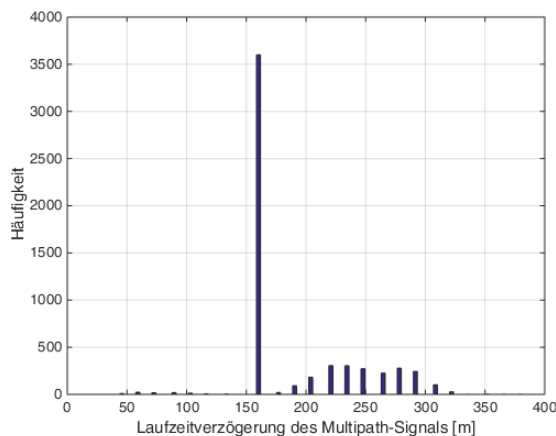


Abbildung 3-56: Geschätzte Code-Verzögerung des indirekten Signals

3.2.2.2 Synthetischer und realer Multi-Korrelator

Um die durch Reflektion entstandenen Signalkomponenten zu identifizieren, wurde neben dem synthetischen Multi-Korrelator [36] der reale Multi-Korrelator implementiert. Hier muss unterstrichen werden, dass der reale Multi-Korrelator die Auflösung im Doppler-Bereich nicht erhöhen kann. Dies ist aufgrund der Signalstruktur nicht möglich. Die Auflösung der Autokorrelationsfunktion im Doppler-Bereich hängt von der kohärenten Integrationszeit ab. Eine kohärente Integrationszeit (CIT) von 1 ms ergibt eine Dopplerauflösung von 1 KHz. Etwaige Doppler-Unterschiede von weniger als 1 KHz sind nicht sichtbar, da sie von der primären Autokorrelationsfunktion des direkten Signals überschattet werden (siehe Abbildung 3-57). Um dies zu umgehen, muss die kohärente Integrationszeit, wie im synthetischen Korrelator, erhöht werden. Die Resultate haben gezeigt, dass der reale Multi-Korrelator erheblich rechenintensiver ist als der synthetische, da für jeden Doppler eine Träger-Replika verwendet werden muss. In Tabelle 3-7 werden diese zwei Arten verglichen.

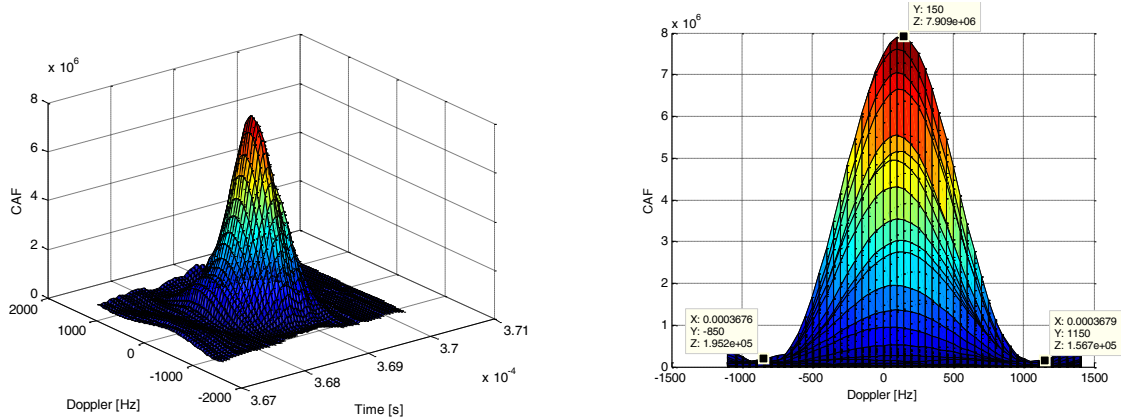


Abbildung 3-57: Autokorrelationsfunktion für eine kohärente Integrationszeit von 1 ms

Tabelle 3-7: Vergleich des synthetischen und realen Multi-Korrelators für einen Kanal
(Benchmark: Intel Core i7-4700MQ)

	Synthetischer Multi-Korrelator	Realer Multi-Korrelator
Doppler-Auflösung für CIT = 1ms	1 KHz	1 KHz
Doppler-Auflösung für CIT = 1s	1 Hz	1 Hz
Kode-Auflösung (Kodephase)	41	41
FFTs für CIT 1s	41xFFT ₁₀₂₄	-
Anzahl der Träger-Repliken für CIT = 1 s	-	1024
IpexSR Echtzeitauslastung (100%) für 1Hz Doppler-Auflösung	60 % (±512 Hz)	600 % (±100 Hz)

3.2.3 Reflektor-Lokalisierung

Basierend auf dem Prinzip des bi-statischen Radars wurde die Verortung von Reflektoren unternommen. Dies wurde durch die Nutzung des implementierten Multi-Korrelators durchgeführt. Da eine spekulare Reflektion in statischen Szenarien im Multi-Korrelator nur bedingt sichtbar ist (aufgrund des minimalen Dopplerunterschiedes) wurde der MMT-Algorithmus angewandt, um die Separierung und die Bestimmung der Kodeverzögerung des indirekten Signals zu gewährleisten. Messungen haben gezeigt, dass die Separierung nur unter sehr guten Bedingungen (eine spekulare Reflektion, starkes LOS) erzielt werden kann.

Ein grundlegendes Problem bei der Lokalisierung von Reflektoren waren die unterschiedlichen Reflektionspunkte der verschiedenen Satellitensignale. Um ein Objekt, das eine Reflektion erzeugt, genau zu lokalisieren, müssen die Signale exakt an dem gleichen Punkt reflektiert werden. Dies ist nur unter idealen Bedingungen der Fall. Um das Konzept der Lokalisierung darzustellen, wurde eine Messkampagne an der UniBw durchgeführt. Als Reflektor diente ein Repeater (deterministische Quelle). Sowohl statische Szenarien als auch dynamische Szenarien wurden erzeugt, um das Prinzip des bi-statischen Radars darzustellen und den Lokalisierungsalgorithmus zu verifizieren.

Die Lokalisierung des Repeaters (Reflektors) wird anhand der Schnittmenge von mindestens drei Ellipsoiden (gestreckte Ellipsoide) berechnet. Der Grund für diese Annäherungsweise ist durch die Tatsache gegeben, dass die Kodephase des indirekten Signals nicht die Distanz zum Reflektor repräsentiert. Abbildung 3-58 stellt die Geometrie zwischen Reflektionspunkt und Empfänger im zweidimensionalen Raum dar. Die Brennpunkte der Ellipse sind dementsprechend der Satellit und der Empfänger. Der Reflektor liegt auf der Ellipse und demzufolge bleibt die Distanz Satellit-Reflektionspunkt-Empfänger konstant. Abbildung 3-59 stellt den Lokalisierungsalgorithmus dar. Das verlängerte Rotationsellipsoid ist in Abbildung 3-60 dargestellt. Da es sich hier um ein gestrecktes Rotationsellipsoid handelt, sind die kleinen Halbachsen identisch.

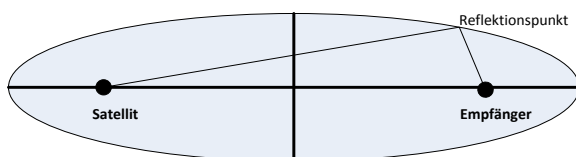


Abbildung 3-58: Geometrie zwischen Satellit, Reflektionspunkt und Empfänger

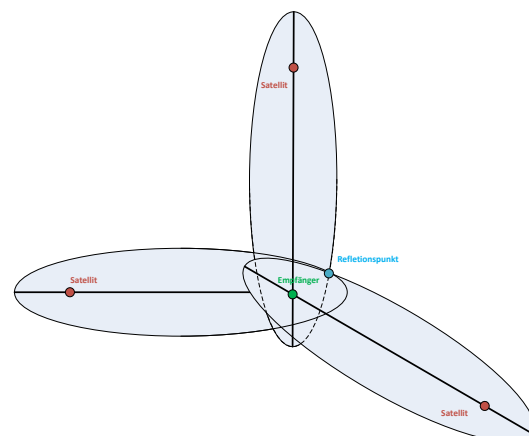


Abbildung 3-59: Lokalisierungsalgorithmus basierend auf Ellipsoide

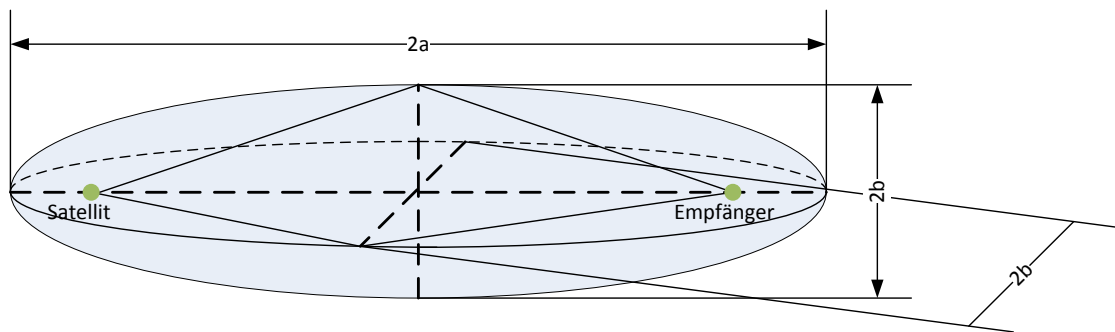


Abbildung 3-60: 3D-Darstellung des Lokalisierungsalgorithmus basierend auf Ellipsoide

Es muss hier betont werden, dass aufgrund der Geometrie das Rotationsellipsoid sehr flach ist (große Halbachse \gg kleine Halbachse) und daher die Koordinaten des Satelliten und des Empfängers sehr genau sein müssen. Zusätzlich muss die Distanz des indirekten Signals sehr genau geschätzt werden, also der Abstand zwischen den Korrelationsspitzen. Um dies zu gewährleisten, wurde im statischen Szenario die Integrationszeit des Multi-Korrelators auf 64 ms erhöht, so dass der implementierte MMT-Algorithmus angewandt werden konnte. Im dynamischen Szenario wurde die Integrationszeit auf 1 Sekunde erhöht, so dass die Doppler Auflösung auf 1 Hz gesenkt werden konnte. Dies ermöglichte eine deutliche Separierung zwischen direktem und indirektem Signal (siehe Abbildung 3-70). In den folgenden Absätzen werden die durchgeführten Szenarien beschrieben und die erlangten Ergebnisse dargestellt.

3.2.3.1 Statisches Szenario

Die Geometrie, gegeben durch die Lage von Empfänger und Repeater (zu den Satelliten), ist für das statische Szenario in Abbildung 3-61 dargestellt. Tabelle 3-8 zeigt die Empfänger- und Repeater-Koordinaten. Der Abstand zwischen beiden beträgt 210 Meter. In Abbildung 3-62 sind die ausgegebenen Informationen aus dem ipexSR für jeden Kanal aufgelistet. Der Skyplot ist in Abbildung 3-63 dargestellt.



Abbildung 3-61: Geometrie Empfänger (grün)-Repeater (rot), statisches Szenario

Tabelle 3-8: Position des statischen Empfängers und des Repeaters

ECEF	Receiver	Repeater/ Reflektor
x	4181513 m	4181662 m
y	861142 m	861029 m
z	4723498 m	4723402 m
Distanz	210 m	



InCarITS II, FKZ: 50 NA 1219

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Sys	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS
Service	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA
PRN	2	5	6	7	9	10	13	20	23	26	28	30
C/N0 [dBHz]	43.83	46.76	38.10	46.27	44.21	45.47	41.65	42.62	41.23	43.23	35.63	48.71
Elevation [deg]	26.35	46.05	8.91	67.34	37.79	62.24	18.30	32.54	8.38	-	9.74	72.42
Azimuth [deg]	245.18	301.07	203.95	67.78	85.90	169.18	273.32	154.65	90.70	-	160.79	183.54
Lock Time [s]	114.37	108.97	58.97	114.37	108.97	108.97	114.37	114.37	108.97	114.37	102.97	114.37
MultiCorr	Active	Active	Active	Active	Active	Active	Active	Active	Active	Active	Active	Active
Range Rate [m/s]	467.43	-339.87	742.85	257.01	541.83	452.80	-531.04	703.95	656.29	-415.00	-579.03	-140.20
PRange [m]	23757258.8	22647745.1	25755053.1	21565223.4	23179585.6	21801753.7	24869215.2	23529001.1	25693500.5	23754379.8	25432383.9	21442563.8
Carrier [cyc]	N 313376.2	N -222963.6	N 285111.0	N 170011.6	N 348624.2	N 288818.0	N -360488.3	N 475053.6	N -282642.0	N -356051.1	N -99670.2	
Doppler [Hz]	-2456.36	1786.01	-3903.71	-1350.61	-2847.32	-2379.50	2790.61	-3699.27	-3448.84	2180.83	3042.85	736.74

Abbildung 3-62: Kanalausgaben des IpexSR für das statische Szenario

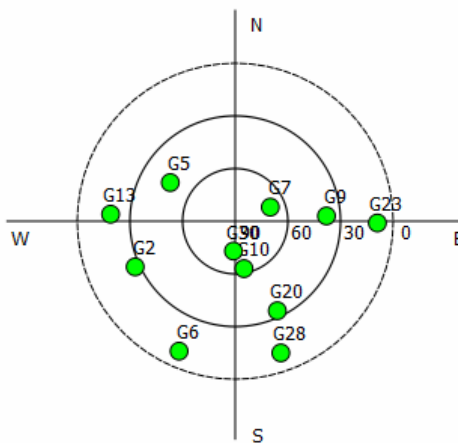


Abbildung 3-63: Skyplot des statischen Szenarios

Der Repeater wurde anhand der Multi-Korrelator-Ergebnisse lokalisiert. Eine Momentaufnahme einiger Ergebnisse ist in Abbildung 3-64 dargestellt. Aus diesen Multi-Korrelator-Ergebnissen wird die Kode-Verzögerung des indirekten Signals berechnet. Der Lokalisierungsalgorithmus erzeugt die Position des Repeaters; er basiert auf der Levenberg-Marquardt Optimierung [37]. In Abbildung 3-65 ist der Positionsfehler der Repeater-Lokalisierung dargestellt. Die Abweichung von 20 Metern ist darauf zurückzuführen, dass der geschätzte Abstand zwischen direktem und indirektem Signal anhand des MMT-Algorithmus nicht präzise genug ist. Ein sekundärer Grund ist auch die Tatsache, dass die Satellitenposition (bestimmt anhand der Navigationsnachricht) fehlerbehaftet ist.

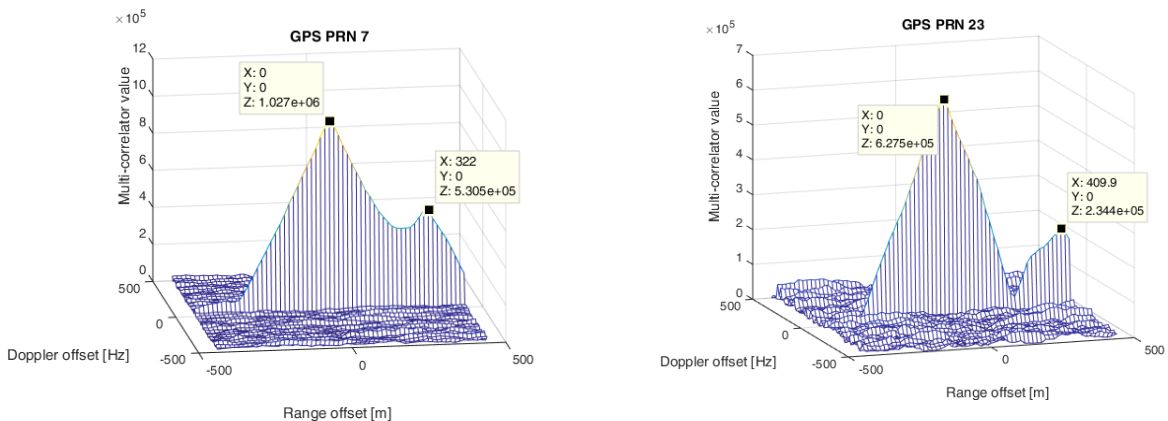


Abbildung 3-64: Momentaufnahmen ausgewählter Multi-Korrelator-Ergebnisse für das statische Szenario

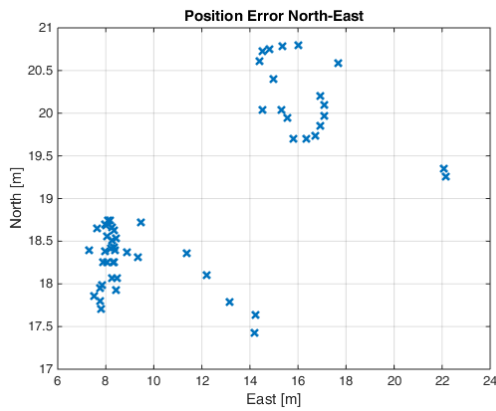


Abbildung 3-65: Nord- und Ost-Positionsfehler der Repeater-Lokalisierung

3.2.3.2 Dynamisches Szenario

Die Verifizierung des Verortungs-Algorithmus wurde auch für ein dynamisches Szenario durchgeführt. Dabei verfolgte das mit dem ipexSR-Empfänger ausgerüstete Auto die Trajektorie, die in Abbildung 3-66 (grün) dargestellt ist. Abbildung 3-67 und Abbildung 3-68 zeigen die Tracking-Daten und den Skyplot (letzte Messung), die vom Software-Empfänger ausgegeben wurden. Der Abstand zwischen Empfänger und Repeater wird in Abbildung 3-69 dargestellt.



Abbildung 3-66: Geometrie Empfänger-Repeater (dynamisches Szenario)

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Sys	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS	GPS
Service	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA	L1CA
PRN	2	5	6	7	9	10	13	20	23	26	28	30
C/N0 [dBHz]	45.12	49.14	23.68	49.07	46.36	48.40	45.51	42.66	30.53	46.87	36.95	49.99
Elevation [deg]	25.25	47.43	-	-	36.44	-	-	30.94	-	-	-	74.08
Azimuth [deg]	243.82	300.10	-	-	86.99	-	-	154.98	-	-	-	181.36
Lock Time [s]	21.56	37.55	20.92	37.55	37.55	37.59	16.38	37.54	5.98	37.58	8.36	37.55
MultiCorr	-	Active	Active	-	Active	Active	-	-	-	-	-	-
Range Rate [m/s]	488.11	-319.63	744.97	274.16	545.46	472.75	-523.15	713.33	654.15	-404.93	-580.06	-117.81
PRange [m]	22958914.4	21678359.9	-	20722298.5	22395726.9	21000463.5	23857850.6	22779810.6	24933249.9	22767864.8	24410177.1	20515790.8
Carrier [cyc]	N 266211.9	N -170099.1	-	N 149198.2	N 286192.3	N 245515.8	N -289593.4	-	-	N -224760.7	-	N -68367.1
Doppler [Hz]	-2565.03	1679.69	-3914.83	-1440.71	-2866.43	-2484.31	2749.15	-3748.59	-3437.60	2127.94	3048.22	619.08

Abbildung 3-67: Kanalausgaben des IpxSR für das dynamische Szenario

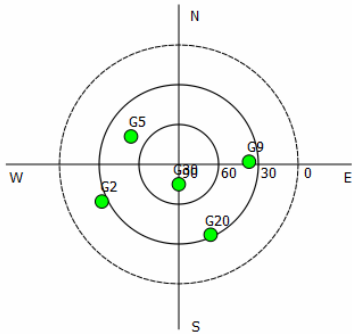


Abbildung 3-68: Skyplot des dynamischen Szenarios

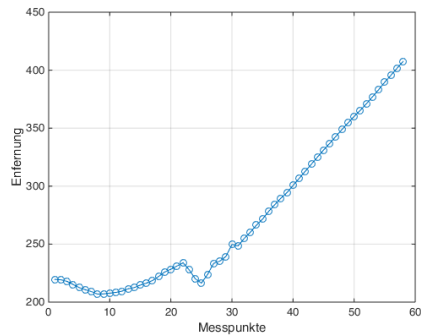


Abbildung 3-69: Verlauf der tatsächlichen Distanz vom Empfänger zum Repeater/Reflektor

Eine Momentaufnahme eines Multi-Korrelators ist in Abbildung 3-70 zu sehen. Die Integrationszeit für den Multi-Korrelator wurde auf eine Sekunde gesetzt, um eine Doppler-Auflösung von 1 Hz zu gewährleisten. Da der Doppler-Unterschied für dynamische Szenarien deutlich größer ist als bei statischen (siehe Abbildung 3-48), ist eine Separierung des direkten und indirekten Signals leichter zu erzielen und deutlich erkennbar in Abbildung 3-70. Aus den Messungen des Multi-Korrelators und des Lokalisierungsalgorithmus wurde der Positionsfehler des Repeaters berechnet. Dieser Fehler ist in Abbildung 3-71 dargestellt. Im Vergleich zum statischen Szenario ist eine Verbesserung der Genauigkeit deutlich erkennbar.

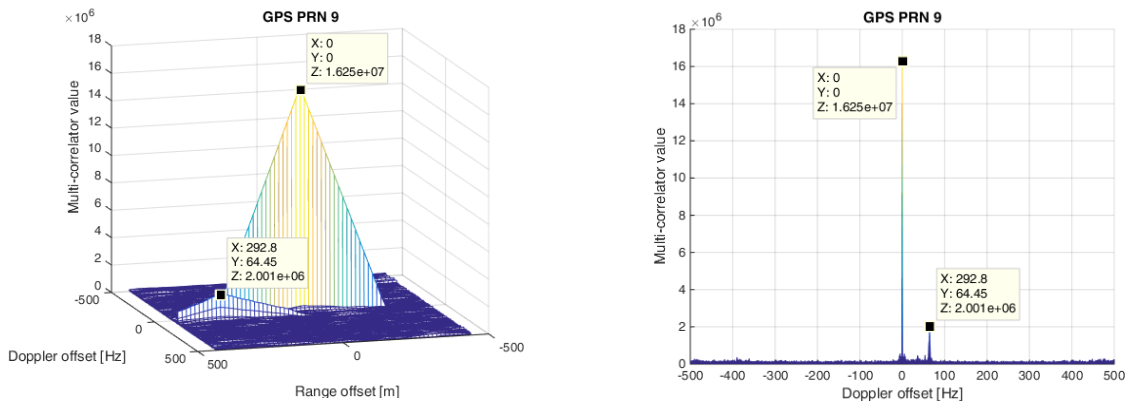


Abbildung 3-70: Momentaufnahme eines Multi-Korrelators für das dynamische Szenario

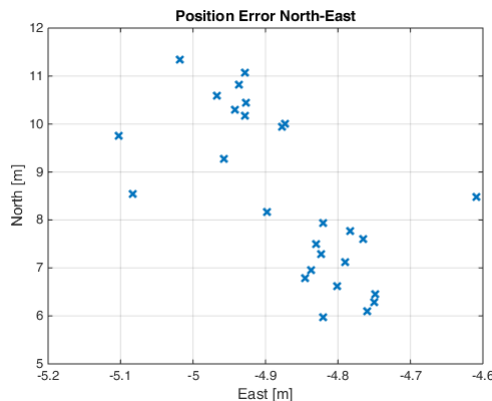


Abbildung 3-71: Nord- und Ost-Positionsfehler der Repeater-Lokalisierung (dynamisches Szenario)



3.2.4 Auslöschung starker Navigationssignale

Zur Auslöschung stark interferierender Navigationssignale wurde eine Methode zur Subtraktion starker Signale aus dem digitalen IF Signal analysiert und implementiert. Die Methode stellt einen Lösungsansatz dar, um die Auswirkungen des Problems der Korrelation der Signale untereinander (Kreuzkorrelation) zu reduzieren. Die Implementierung des Algorithmus geschah im Software-Empfänger des Institutes (ipexSR).

Das wichtigste Kriterium für die Wahl bestimmter Spreizcodes in der Satellitennavigation sind die Korrelationseigenschaften. Dabei ausschlaggebend ist die Tatsache, dass die Korrelation zwischen verschiedenen Spreizcodes gering ausfallen muss (Orthogonalität der Spreiz-Codes). Ferner muss der maximale Wert der Korrelation zwischen identischen Spreiz-Codes deutlich ersichtlich sein, um anhand dieser Eigenschaft den Satelliten zu identifizieren und die daraus resultierende Verzögerung (Laufzeit des Signals) zu bestimmen. Um die Eigenschaften der Korrelation in der Satellitennavigation näher zu betrachten, wird hier auf den GPS-C/A-Code näher eingegangen.

Obwohl die Gold-Codes des GPS-C/A-Code-Signals orthogonale Eigenschaften vorweisen, können die Nebeneffekte, die durch die Kreuzkorrelation entstehen, nicht vollständig unterbunden werden. Die Werte der Kreuzkorrelationsfunktion der GPS-Gold-Codes sind $-65/1023$, $-1/1023$ und $63/1023$ (die C/A Codelänge beträgt 1023 Chips).

Abbildung 3-72 zeigt die Kreuzkorrelationswerte in dB an. Da der größte Wert der normalisierten Kreuzkorrelation $-65/1023$ beträgt, ergibt sich damit eine Dämpfung von 24 dB zwischen dem maximalen Wert der Autokorrelations- und Kreuzkorrelationsfunktion. Dieser Wert spiegelt den Leistungsunterschied zwischen den maximalen Werten bei einem Dopplerfrequenz-Unterschied der Signale von 0 Hz wider. In Wirklichkeit ist der Leistungsunterschied im schlimmsten Fall 21,1 dB. Dieser „worst-case“ entsteht, wenn der Doppler-Unterschied der zwei Codes 1 kHz beträgt (siehe Abbildung 3-73). Tabelle 3-9 zeigt die maximale Kreuzkorrelationsleistung, die bei verschiedenen Dopplerfrequenzen erreicht wird.

Abbildung 3-74 zeigt anhand eines Multi-Korrelators die Auswirkung einer Kreuzkorrelation auf ein Signal, das ein C/N_0 von 40 dB-Hz aufweist. Das Signal, das die Kreuzkorrelation verursacht, hat ein C/N_0 von 50 dB-Hz und ist somit 10 dB stärker. Die Code-Verzögerung zwischen diesen zwei Signalen bei der Generierung wurde so ausgewählt, dass die Kreuzkorrelation den maximalen Wert (-24 dB) bei 0 Hz Dopplerversatz annimmt. Daraus resultiert eine zusätzliche „Kreuzkorrelationsspitze“, die 14 dB (10-24 dB) geringer als die „Autokorrelationsspitze“ ausfällt. Wie aus Abbildung 3-74 (b) hervorgeht, ist der Effekt dieser Kreuzkorrelation vergleichbar mit Mehrwegeeffekten (Multipath). Diese Auswirkung hat einen negativen Einfluss auf das Tracking des Signals mit $C/N_0 = 40$ dB-Hz, da die Stützstelle des Prompt-Korrelators einen Versatz aufzeigt. In Abbildung 3-75 ist ersichtlich, dass die Trackingfehler der Regelungsschleifen größer werden. Im schlimmsten Fall kann eine solche Kreuzkorrelation dazu führen, dass der Empfängerkanal diese Kreuzkorrelation verfolgt und demzufolge eine falsche Pseudostreckenmessung berechnet.

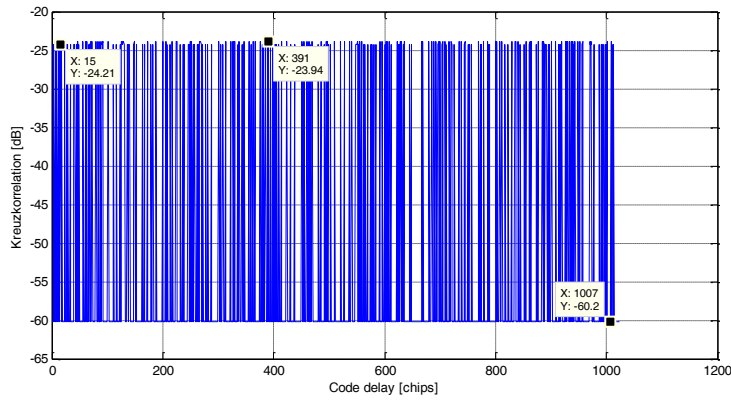


Abbildung 3-72: Kreuzkorrelation zwischen PRN1 und PRN2

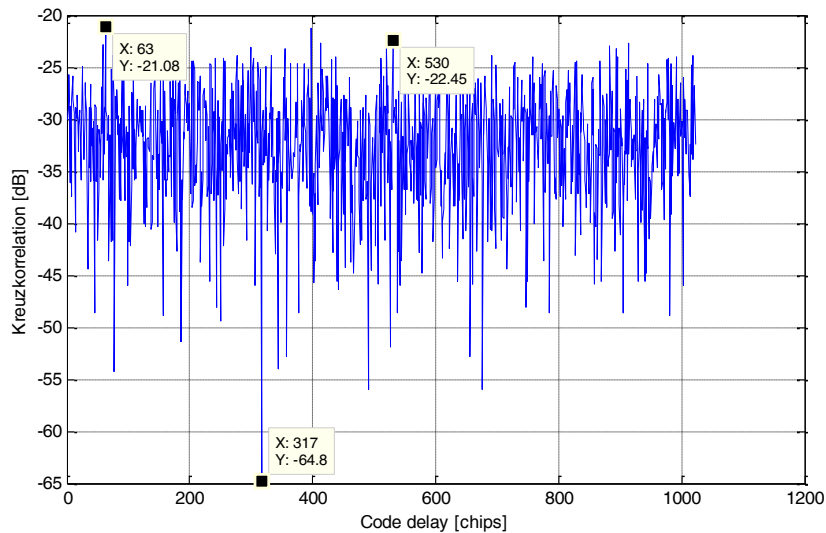


Abbildung 3-73: Kreuzkorrelation zwischen PRN1 und PRN2 bei einem Doppler-Unterschied von 1 kHz

Tabelle 3-9: Maximal erreichbare Leistung der Kreuzkorrelation für verschiedene Dopplerfrequenzen [38]

Kumulative Wahrscheinlichkeit	Kreuzkorrelation bei $\Delta = 1$ kHz [dB]	Kreuzkorrelation bei $\Delta = 2$ kHz [dB]	Kreuzkorrelation bei $\Delta = 3$ kHz [dB]	Kreuzkorrelation bei $\Delta = 4$ kHz [dB]
0.001	-21.1	-21.1	-21.6	-21.1
0.02	-24.2	-24.2	-24.2	-24.2
0.1	-26.4	-26.4	-26.4	-26.4
0.4	-30.4	-30.4	-30.4	-30.4

Durch der Kürze der PRN-Codes ist die Intra-System¹-Kreuzkorrelation von GPS C/A-Signalen deutlich höher als die von moderneren Signalen (L1C: 10230 Chips, E1B: 4092 Chips). Auch die Inter-System²-

¹ Intra-System-Interferenz bezieht sich auf die Interferenz, die aus den Signalen des gleichen Systems hervorgeht.

Kreuzkorrelation bei gleicher Modulation, wie zum Beispiel bei L1C/B1C/ E1, ist sehr gering wegen der längeren Codes und der unterschiedlichen Datenbitlängen. Auf Grund dieser Tatsachen wird im Weiteren nur auf die Signalauslöschung anhand des GPS C/A-Signals eingegangen. Die Algorithmen sind jedoch ohne Einschränkung der Allgemeinheit anwendbar auf alle GNSS-Signale.

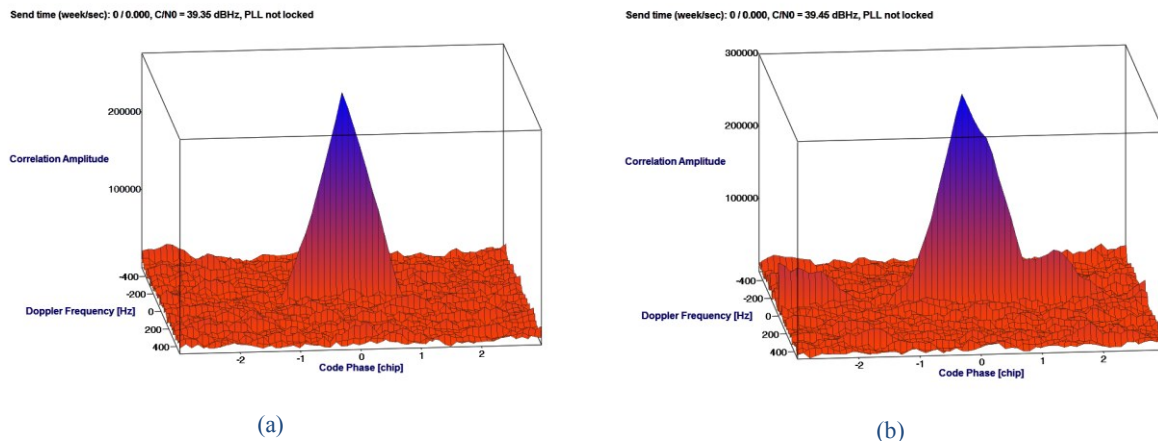


Abbildung 3-74: Auswirkung einer Kreuzkorrelation eines Signals mit $C/N_0=50$ dB-Hz auf ein Signal mit $C/N_0=40$ dB-Hz: (a) ohne Kreuzkorrelation, (b) mit Kreuzkorrelation

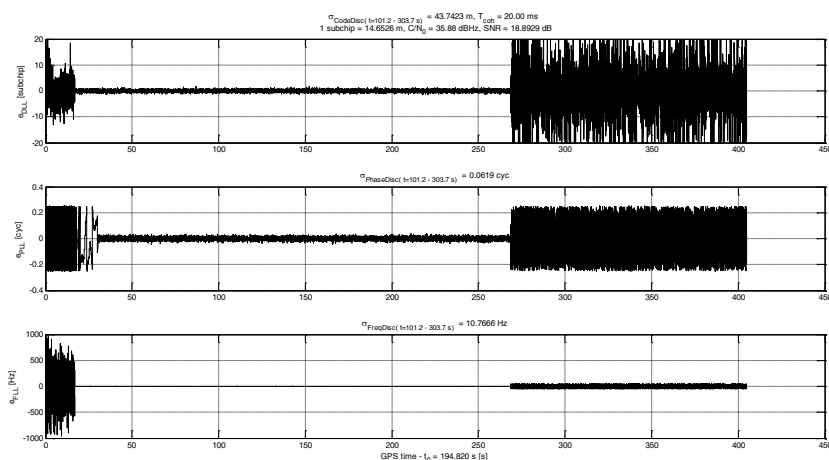


Abbildung 3-75: Trackingfehler eines Signals mit $C/N_0=40$ dB-Hz (ab Sekunde 260 wird ein Signal, das eine Kreuzkorrelation verursacht, eingefügt)

3.2.4.1 Methode zur Unterdrückung von Kreuzkorrelationen

Um die Auswirkungen einer Kreuzkorrelation zu unterdrücken, wurde die Subtraktionsmethode (Successive Interference Cancellation, SIC) angewandt. Es muss hier betont werden, dass es durchaus auch andere Unterdrückungsalgorithmen gibt, welche aber zu rechenintensiv sind, um eine Echtzeit-Performance zu gewährleisten. Demzufolge wurde die Subtraktionsmethode ausgewählt und im ipexSR implementiert.

² Inter-System-Interferenz bezieht sich auf die Interferenz, die durch Signale anderer Navigationssysteme entsteht.

Die Methode basiert auf der Subtraktion des unerwünschten Signals. Bevor das schwächere Signal verarbeitet wird, wird das Interferenzsignal vom empfangenen Sample-Strom subtrahiert. Der Nachteil dieser Methode ist der hohe Rechenaufwand auf Grund der Sample-basierten Verarbeitung. Außerdem müssen die Eigenschaften des überlagerten Signals bekannt sein, wie zum Beispiel die Signalleistung, die Phase und die Navigationsbits; andernfalls kann die Methode dazu führen, dass die Subtraktion des Signals sich schadhafter auswirkt (im schlimmsten Fall wird das interferierende Signal ein zweites Mal addiert). Um die Methode erfolgreich umzusetzen, muss die Signalleistung des stark interferierenden Signals bestimmt und seine korrekte Code- und Träger-Replika generiert werden. Mit den drei notwendigen Parametern Code-Phase, Trägerphase und Signalleistung ist es möglich, ein Replika-Signal zu generieren und dies dann vom IF-Signal abzuziehen. Zur Verbesserung der Subtraktion kann die kohärente Integrationszeit erhöht werden, um die Tracking-Sensitivität zu verbessern. Der Akkumulierungsprozess von mehreren CITs kann das Rauschleistungs-Verhältnis verringern. Dies ermöglicht es, Signale zu verfolgen, die schwächer sind als 30 dB-Hz. Obwohl dadurch die Tracking-Sensitivität verbessert wird, ist dieser Prozess anfällig für dynamische Belastungen, wie sie durch die Empfängerbewegung entstehen.

3.2.4.2 Ergebnisse zur Unterdrückung der Kreuzkorrelationen

Um auf Signal- und Positionsebene die Vorteile der Kreuzkorrelationsunterdrückung aufzuzeigen, wurde eine Satellitenkonstellation für einen statischen Empfänger mit einem Hardware-Simulator generiert. Dazu wurde zunächst simuliert, zu welchem Zeitpunkt starke Kreuzkorrelationen auftreten, bestimmt durch den relativen Doppler und die relative Code-Phase. Die Leistung ausgewählter Satelliten wurde dann innerhalb der Simulation des Hardware-Simulators verringert, wie es sich, bedingt durch Elevation, Antennencharakteristik oder Abschattung, ergeben kann, um einen Störeinfluss sichtbar zu machen.

Bei der konkreten Konstellationssimulation wurden die im „Skyplot“ in Abbildung 3-76 dargestellten Satelliten generiert. Abbildung 3-77 stellt den Verlauf des Kreuzkorrelationswertes und das entsprechende Histogramm zwischen PRN 29 und PRN 31 dar. Es ist auffällig, dass ca. bei Sekunde 3000 die Kreuzkorrelation einen hohen und über längeren Zeitraum konstanten Wert annimmt. Dies ist bedingt durch den zu diesem Zeitpunkt sehr niedrigen relativen Doppler um 0 Hz.

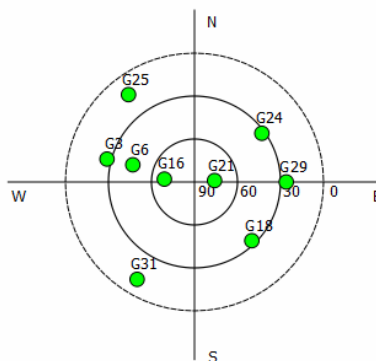


Abbildung 3-76: Skyplot der simulierten Satellitenkonstellation

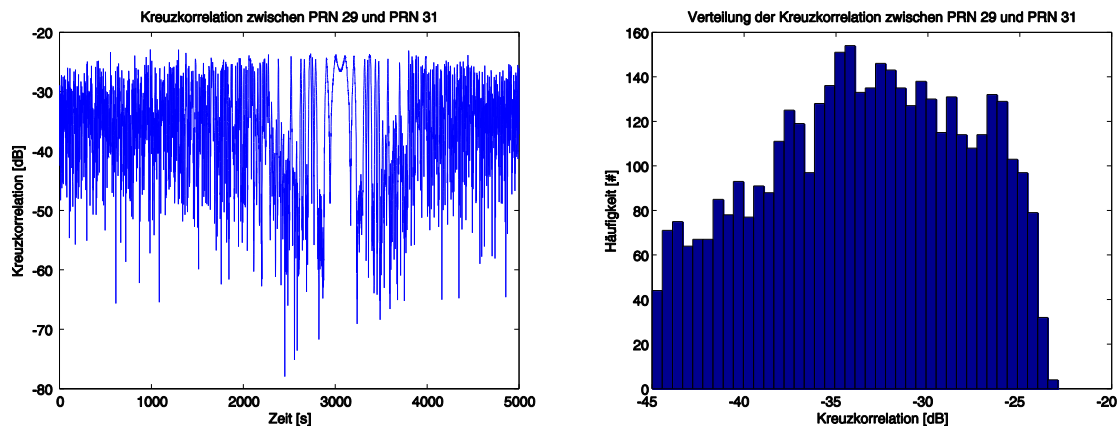


Abbildung 3-77: Verlauf der Kreuzkorrelation (links) und das entsprechende Histogramm (rechts) zwischen den Satelliten G29 und G31

Im Folgenden werden die Tracking-Ergebnisse mit und ohne Signalauslöschung verglichen, zunächst anhand des schwachen Signals mit PRN 29. Abbildung 3-78 (links) zeigt den Verlauf des C/N_0 . Hier ist für den Fall ohne Auslöschung der starken Signale ab Sekunde 250 eine Verschlechterung zu erkennen, die sogar zum Verlust des Trackings führt. In Abbildung 3-78 (rechts) ist analog dazu zu erkennen, dass der getrackte Doppler ab Sekunde 250 einen Versatz bekommt. Die Tracking-Genauigkeiten der Diskriminator-Ausgänge sind in Abbildung 3-79 im Vergleich dargestellt, wobei die angegebenen Genauigkeiten die der aktiven Auslöschung sind. Es ist zu erkennen, dass die Auslöschung die Auswirkungen der Kreuzkorrelation auf das Tracking des schwachen Signals minimiert.

Neben den Tracking-Genauigkeiten aus den Diskriminator-Ausgängen verbessert die Auslöschung auch die letztendlichen Messungen, die zur Positionierung verwendet werden. Dies ist anhand von Abbildung 3-80 veranschaulicht. Abbildung 3-80 zeigt links die Code-Minus-Carrier-Kombination, welche in diesem Szenario ohne ionosphärische Einflüsse dem Code-Fehler entspricht, da der Carrier-Fehler im Vergleich vernachlässigt werden kann. Abbildung 3-80 vergleicht rechts die Dopplermessungen der beiden Methoden. Auch hier ist deutlich eine Verbesserung durch die Auslöschung sichtbar.

Da in der Regel schwächere Satelliten eher bei niedrigen Elevationen auftreten und demzufolge die Fehlerwahrscheinlichkeit größer ist, werden sie bei der Positionierung niedriger gewichtet. Daher sind Verbesserungen der Auslöschungsmethode auf Positionsebene oft nicht sichtbar, jedoch nicht unmöglich. Zum einen ist eine Verbesserung auf Positionsebene bei einer deutlichen Verbesserung der Geometrie möglich, wenn ein Signal ohne Auslöschungsmethode nicht getrackt werden könnte. Zum anderen können sich Verbesserungen ergeben, wenn ein Einheitsgewicht der Messungen verwendet wird, wie die Positionierungsergebnisse von Abbildung 3-81 beispielhaft zeigen. Hier sind für die Positionierung ohne Signalauslöschung deutlich größere Abweichungen der geschätzten Position (um Sekunde 300) und der geschätzten Geschwindigkeit (um Sekunde 200) zu erkennen.

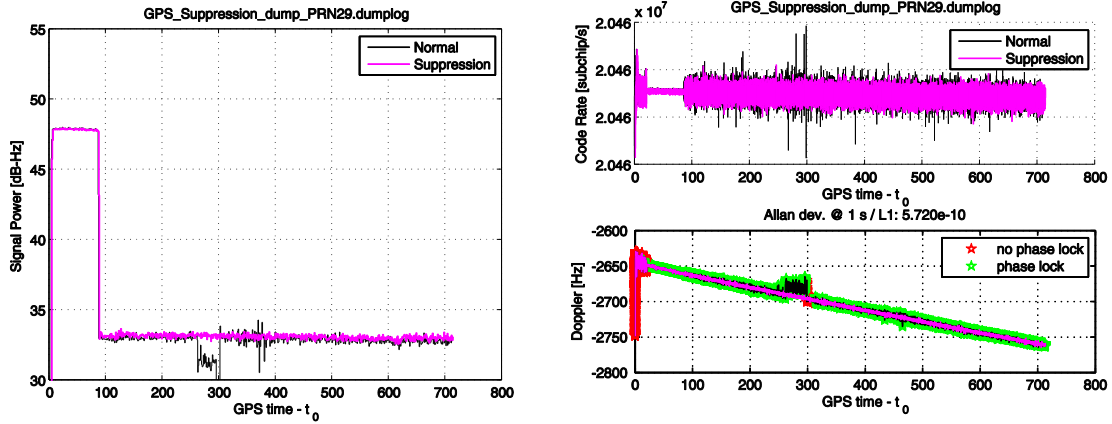


Abbildung 3-78: C/N₀ (links), Coderaten- und Dopplerverläufe (rechts) mit und ohne Auslöschung (PRN29)

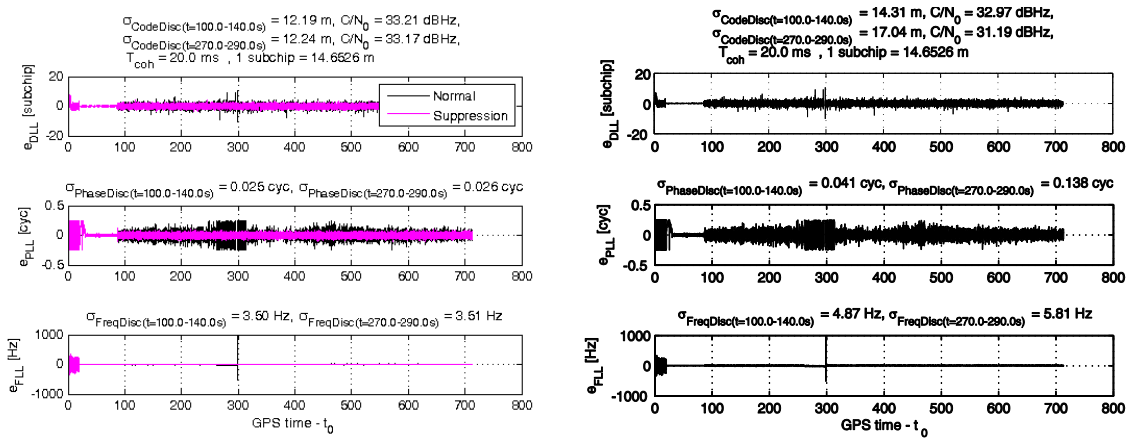


Abbildung 3-79: Vergleich der Tracking-Diskriminator Ausgänge für DLL, PLL und FLL mit und ohne Signalauslöschung (PRN29), Genauigkeitsangaben für aktive Signalauslöschung

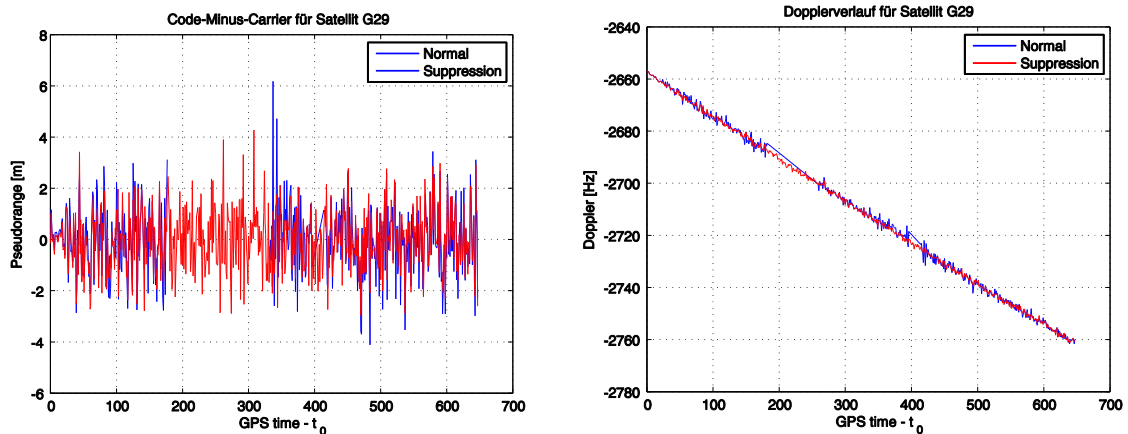


Abbildung 3-80: Vergleich der Code-Minus-Carrier-Kombination (links) und des geschätzten Dopplers (rechts) von Satellit G29 mit und ohne Signalauslöschung

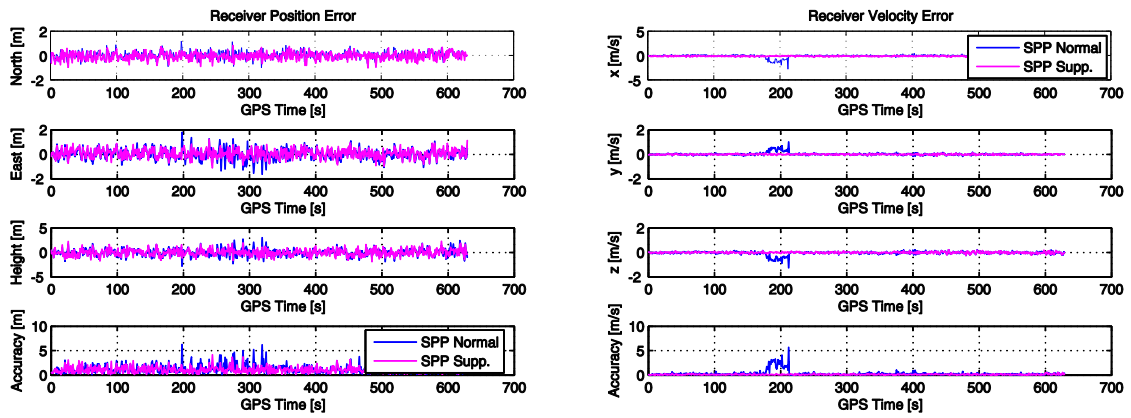


Abbildung 3-81: Nord- und Ost- und Höhen-Positions-Fehler sowie Geschwindigkeitsfehler der Einzelpunktpositionierung (Einheitsgewicht der Messungen) mit und ohne aktive Signalauslöschung

3.2.5 Kooperative Navigation

Auf Basis der entwickelten Beobachtungsmodelle und Simulationsumgebung erfolgte die Entwicklung und Analyse von Algorithmen zur Fahrzeugpositionierung. Innerhalb des kooperativen ITS sollte sowohl die relative als auch die absolute Positionierung in Bezug auf Robustheit und Genauigkeit verbessert werden.

Als Basis für die Empfänger-Architektur wurde in Abbildung 3-82 dargestelltes Schema gewählt. In Blau ist hier der eigentliche Kern des Empfängers dargestellt, der mit einem Vektor-Ansatz auf Korrelations-Ebene Navigationsparameter schätzt und verfolgt. Der dabei notwendige Suchalgorithmus kann theoretisch mit Hilfe von externen Sensoren wie IMU, Odometer, LiDAR, Kamera, genauer Karteninformation, aber auch terrestrischen Sendern wie LTE, optimiert werden. Dabei kann der Suchraum deutlich verringert werden, wenn die durch die Hilfssensoren erfasste Nutzerbewegung innerhalb des Beobachtungszeitraums nicht zu hohe Drifts aufweist und auch die Lageinformation genau genug ist. Durch die zusätzlichen Sensoren ist letztlich auch eine Eingrenzung der maximalen Fehler möglich.

Ziel des Vektor-Ansatzes ist es, vor der Schätz-Entscheidung möglichst viel Energie aufgesammelt zu haben, mithilfe von Integration mehrerer Signale über längere Zeit (z.B. eine Sekunde). Dabei werden Mehrwege-Komponenten mit unterschiedlichem Doppler (bei bewegter Antenne) unterdrückt und auch herausgemittelt, da einzelne Reflektionen meist nur für Bruchteile von Sekunden vorhanden sind. Dabei ergeben viele Phasen-, Doppler- und Verzögerungswerte der Mehrwegepfade keine konstruktive Addition. Somit kann auch eine erhöhte Genauigkeit erreicht werden.

Ein weiterer Vorteil der verwendeten Architektur ist die Reduzierung der Re-Akquisitionen durch die hohe Sensitivität, wodurch sich geringere Wartezeit zum Verwenden von Messungen nach starkem Fading ergeben, denn beim hier angewandten Open-Loop-Ansatz ist kein Einschwingen der Regelschleifen notwendig.

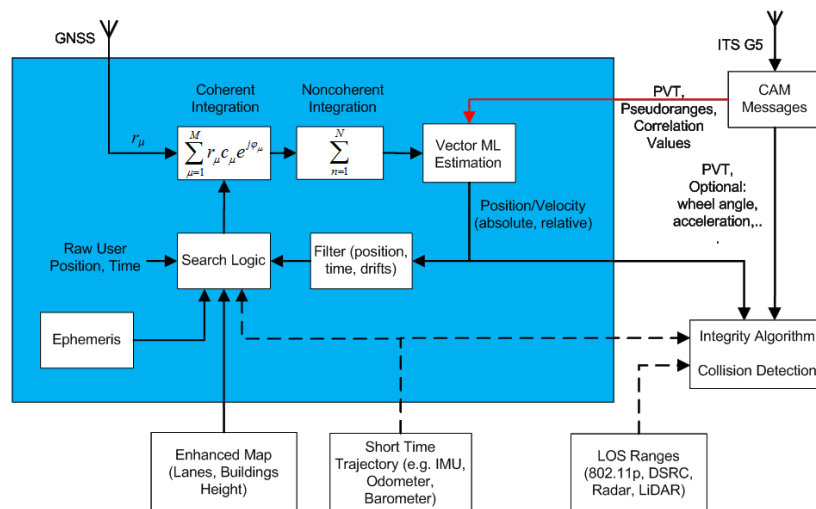


Abbildung 3-82: Empfänger-Architektur für C-ITS



Die Positionierung kann schließlich zunächst in absoluter Form mit Maximum-Likelihood (ML)-Schätzung erfolgen. Für die kostengünstige relative Positionierung zu den anderen Fahrzeugen kann in Zukunft ein Informationsaustausch über die sogenannten „Cooperative Awareness Messages“ (CAM) von C-ITS erfolgen. Die CAM wird zum Austausch der aktuellen Zustände verwendet, wie z.B. Position, Geschwindigkeit und Richtung. CAMs werden typischerweise in einer Rate zwischen 1 und 10 Hz gesendet, falls die Richtungsänderung größer als 4° , die Positionsänderung größer als 5 m oder die Geschwindigkeitsänderung größer als 0,5 m/s ist.

Eine mögliche Erweiterung der CAM zur Erhöhung der Robustheit und Genauigkeit, speziell wenn Fahrzeuge keinen direkten Sichtkontakt haben, wäre der Austausch von Messungen anstatt Positionen zwischen Fahrzeugen (V2V) sowie von Road Side Units (RSUs) als Referenz-Stationen zu Fahrzeugen. Tabelle 3-10 fasst hierfür relevante Informationen und deren Datenvolumen zusammen. In Zukunft wären theoretisch auch andere Informationen denkbar, wie zum Beispiel sämtliche Zustandsraum-Korrekturen der Satellitenfehler oder auch Messungen weiterer Sensoren.

Tabelle 3-10: Datenvolumen für V2V-Übertragung

Daten	10 Satelliten	20 Satelliten
Position	14 Byte	14 Byte
Pseudorange	54 Byte	94 Byte
Pseudorange + Phase	94 Byte	134 Byte
Korrelator-Werte	400 Byte	800 Byte
Ionosphären-Korrekturen	19 Byte	38 Byte
Troposphären-Parameter	4Byte	4Byte

Im Folgenden wird näher auf die einzelnen Komponenten der entworfenen Empfänger-Architektur eingegangen.

3.2.5.1 Code und Träger Tracking

Für den in Abbildung 3-82 vorgestellten Empfänger wurden Algorithmen zum Open-Loop-Tracking von Code und Träger entwickelt, da diese robuster und nicht durch den kleinen linearen Bereich der Closed-Loop-Diskriminatoren begrenzt sind und das Closed-Loop-Tracking keine langen Integrationszeiten bei Verwendung von Loop-Filtern erlaubt. Darüber hinaus sollten die Signalparameter anhand einer einzigen Schätzung genau bestimmbar sein.

Generell müssen beim Signal-Tracking die Komponenten Nutzer-Dynamik, Empfängeruhr, Atmosphären-Änderungen sowie Satelliten-Dynamik und Satelliten-Uhr verfolgt werden. Maßgeblich und nicht von außen verfügbar sind die Nutzer-Dynamik und die Empfänger-Uhr. Betrachtet man zum Beispiel die Phase anhand der Nutzer-Dynamik, so sollte diese mit dem Schätzalgorithmus gut modellierbar sein. Bei der hier angewandten Such-basierten Maximum-Likelihood-Schätzung ist die Modellierung durch ein Polynom erforderlich. Beispielhaft zeigt Abbildung 3-83 die Restfehler bei Verwendung eines Polynoms zweiten Grades bei schneller Kurvenfahrt. Je nach Anforderung an die

Phasengenauigkeit und Beobachtungslänge muss ein geeigneter Polynomgrad gewählt werden. Für eine effiziente Empfänger-Architektur mit Open-Loop Träger-Tracking wurde die Suche/Modellierung auf den Frequenz- und Beschleunigungsraum beschränkt. Bei längeren Integrationszeiten können mit externer Stützung durch eine Kurzzeit-Trajektorie, z.B. von einem INS, nicht modellierte Komponenten der Nutzer-Dynamik reduziert werden, um die Schätzung zu verbessern.

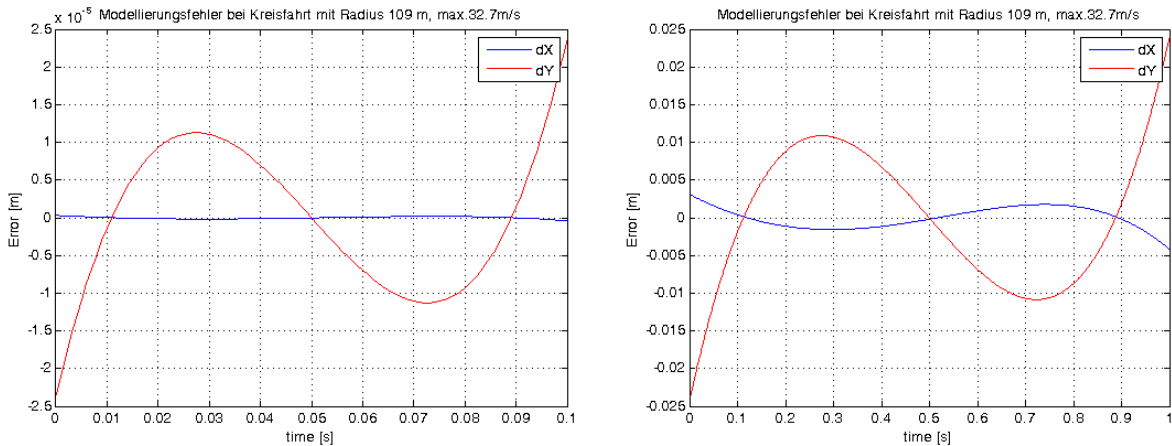


Abbildung 3-83: Modellierungs-Restfehler bei extremer Kurvenfahrt für 0,1 und 1 Sekunde Integrationszeit

Wie sich die entwickelte Open-Loop Träger-Schätzung im Vergleich zum konventionellen Closed-Loop-Verfahren verhält, ist für Frequenz und Phase in Abbildung 3-84 und Abbildung 3-85 dargestellt. Die Open-Loop-Verfahren benötigen zwar längere Korrelationszeiten, sind aber gerade im Frequenz-Tracking bei schwachen Signalen besser.

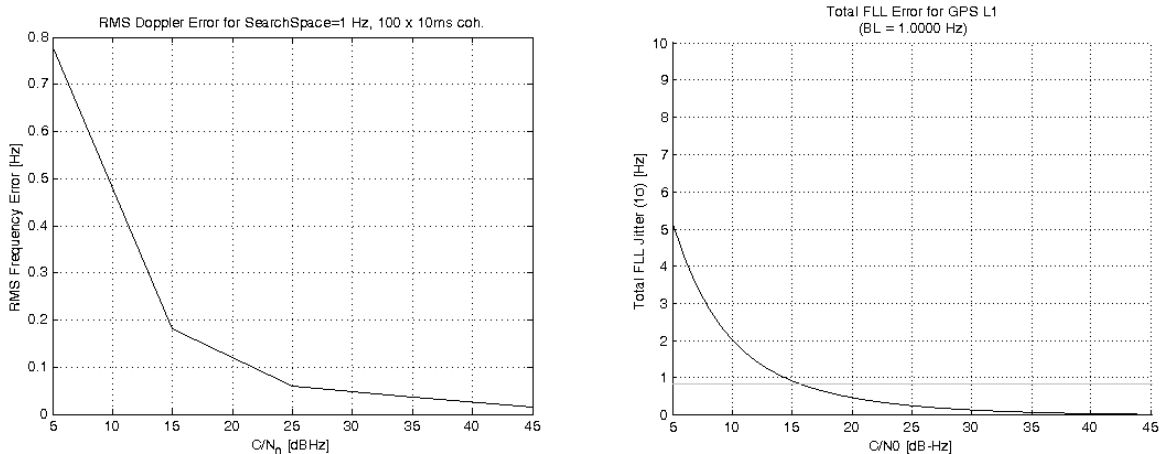


Abbildung 3-84: Frequenz-Fehler für skalares Open-Loop-Tracking und skalare Standard-Tracking-Loop (closed loop)

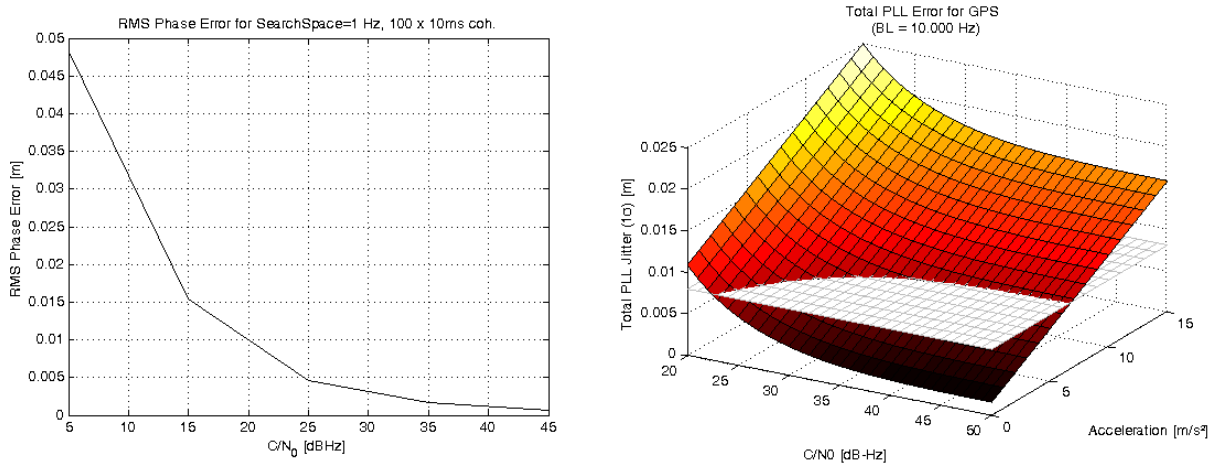


Abbildung 3-85: Phasen-Fehler für skalares Open-Loop-Tracking und skalare Standard-Tracking-Loop (closed loop)

Ein weiterer Vorteil der Open-Loop-Technik ist, dass die oft dominanten Fehler durch Mehrwegesignale für dynamische Anwendungen durch ihren Doppler separiert werden können, z.B. durch Verlängerung der Integrationszeiten oder durch Kombination einer Zeitreihe von Korrelationswerten in einer FFT. Abbildung 3-86 zeigt dazu wie stark Signale mit unterschiedlichem Doppler durch die Korrelation unterdrückt werden (links) und wie zwei Signal-Komponenten mit 1 Hz Frequenzunterschied mit einer FFT getrennt werden können.

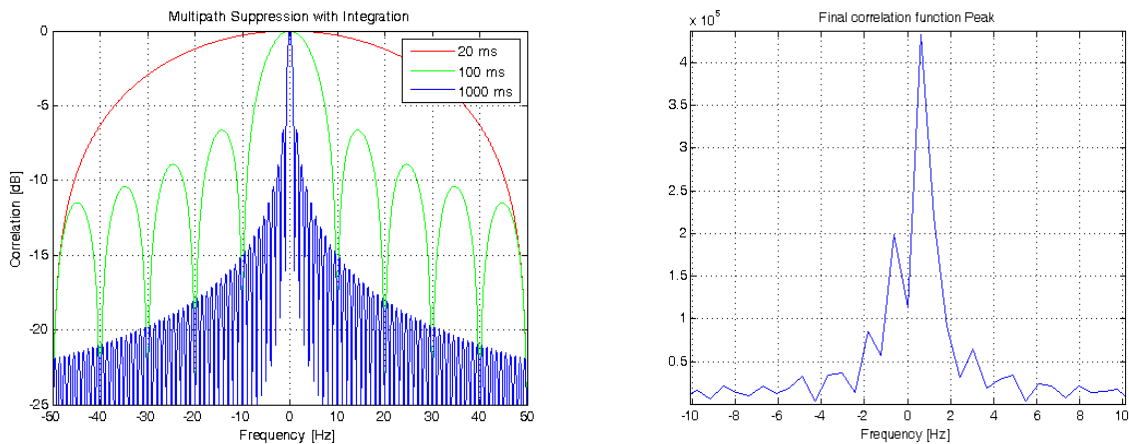


Abbildung 3-86: Links: Mehrwege-Unterdrückung durch kohärente Korrelation, rechts: Multi-Korrelator für ein Signal mit Mehrweg bei 1 Hz relativem Doppler

Mehrwegeeffekte wirken sich vor allem bei hohen Signalstärken und konstanter Mehrweg-Phase aus. Abbildung 3-87 zeigt dazu, wie sich die Phasengenauigkeit des Open-Loop-Träger-Trackings mit und ohne konstantem Mehrweg-Signal verhält. Hier ist die sich aus dem systematischen Bias des Mehrwegs ergebende Abflachung der Genauigkeit hin zu hohen Signalstärken festzustellen. Auf Grund der konstanten Phasenlage lässt sich das Mehrwegesignal nicht spektral unterdrücken.

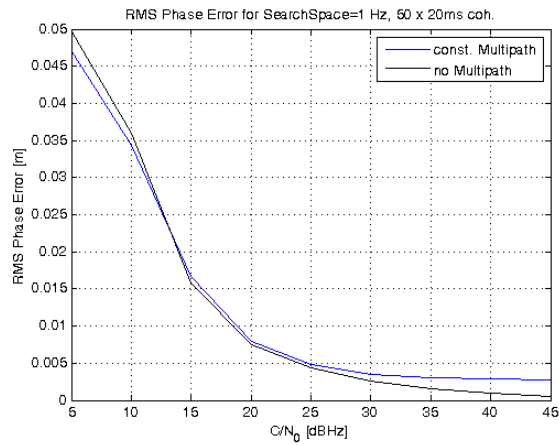


Abbildung 3-87: Phasen-Fehler mit und ohne Mehrwegesignal (-6dB)

Beim Code-Tracking mit Open-Loop-Technik lässt sich voraussetzen, dass die Genauigkeit der anhand des Träger-Trackings bestimmten Nutzerdynamik ausreicht, um Teil-Korrelationswerte des Code-Trackings kohärent zu einer langen Korrelation zusammenzufügen. Diese Träger-Stützung ist im Besonderen möglich bei Pilot-Signalen ohne unbekannte Phasensprünge oder auch bei externer Daten-Bit-Stützung. Da das Open-Loop-Tracking nicht zwingend die Synchronisation zwischen ankommendem Signal und Replika erhält, kann sich die eigentliche Korrelationsspitze verschieben und es muss innerhalb eines Multi-Korrelators die Spitze bzw. Synchronisation gefunden werden. Die Synchronisation, also die Schätzung der Signalverzögerung, kann mit verschiedenen Interpolationsmethoden erfolgen. Am besten verhalten sich dabei die Methoden der Sinc-Interpolation sowie der ML-Schätzung mit Modellierung des Empfangsfilters. Durch die mögliche asynchrone Lage der Korrelations-Stützstellen ergeben sich für manche Interpolationsmethoden systematische Fehler in Abhängigkeit vom Versatz der Code-Replika, wie in Abbildung 3-88 dargestellt. Speziell die schnell zu berechnende lineare 3-Punkt Interpolation (blau) weist eine starke Abhängigkeit von der Synchronisation auf.

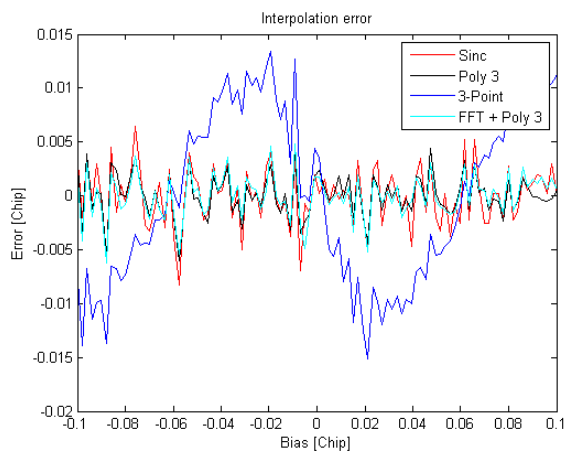


Abbildung 3-88: Systematische Code-Fehler verschiedener Open-Loop-Techniken: Sinc-Interpolation, 3-Punkt Polynom-Interpolation, lineare 3-Punkt-Interpolation, FFT-Interpolation

Die Methode der Sinc-Interpolation ermöglicht eine Interpolation der Korrelationsfunktion an beliebigen Stützstellen, sodass bei starkem Navigationssignal mit einem fein aufgelösten Suchraum

hohe Genauigkeiten erreicht werden können. Nachfolgend wird die Leistungsfähigkeit der Open-Loop-Schätzung mit der der Closed-Loop-Methode verglichen. Gerade für schwächere Signale liegt die Open-Loop Methode mit langen Integrationszeiten (blau) klar im Vorteil.

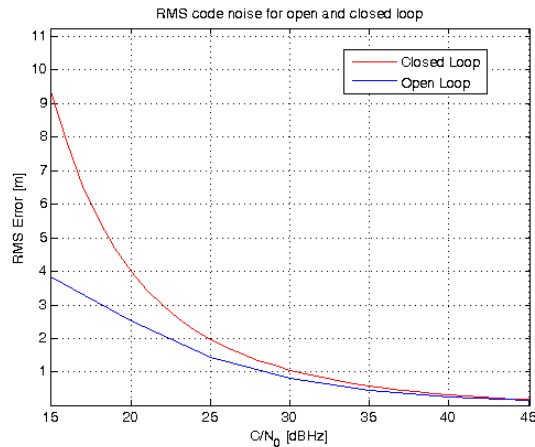


Abbildung 3-89: Code-Fehler für skalares Open-Loop-Tracking (2 Sekunden, blau) und Code-Fehler für eine skalare Standard-Tracking-Loop (Closed-Loop, 20ms, 0,25 Hz Loop-Filter, rot)

3.2.5.2 Vektor-Maximum-Likelihood-Tracking

Die im vorherigen Kapitel 3.2.5.1 eingeführten Methoden wurden im nächsten Schritt zusammengeführt zu einem Vektor-Open-Loop-Tracking. Dabei wird die Nutzer/Uhr-Dynamik direkt über die Korrelationswerte aller verfolgten Signale zusammen bestimmt, indem die Korrelationswerte aller Satelliten über einen mehrdimensionalen Suchraum in die gerade gesuchte Dynamikrichtung projiziert werden. Dieses reduziert größere Messfehler einzelner Satelliten, die sonst direkt oder zumindest gewichtet in die Geschwindigkeits-Bestimmung eingehen würden. Grobe Dynamik-Fehler einzelner vergleichsweise schwacher Satelliten können bei der Such-basierten Schätzung verringert werden, da der Suchraum sich an den stärkeren Satelliten orientiert. Ein Beispiel dafür ist in Abbildung 3-90 gegeben. Das dargestellte Histogramm gibt die Doppler-Fehlerverteilung des skalaren Trackings an. Beim Vektor-Tracking würden die Ausreißer nicht so stark ins Gewicht fallen und die geschätzte Phase des schwachen Signals wäre lediglich vom Rauschen beeinträchtigt, nicht jedoch von einer stark Fehler-behafteten skalar bestimmten Dynamik.

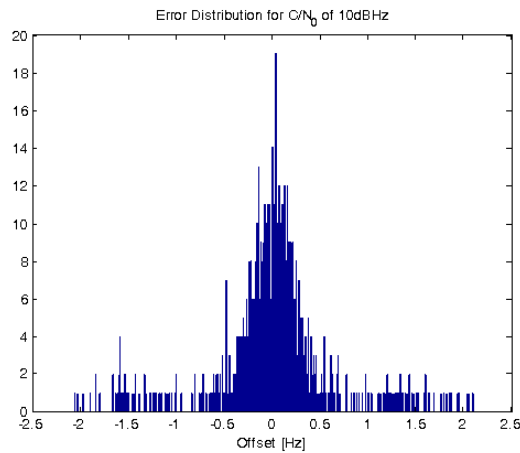


Abbildung 3-90: Frequenz-Fehler-Verteilung für skalares Open-Loop-Tracking

Zur Kombination der Satellitensignale wird eine Kostenfunktion benötigt. Für das Träger-Tracking hängt die Form der Kostenfunktion, speziell die Krümmung im Bereich des wahren Werts, von der Geometrie der Satelliten sowie der kohärenten Integrationszeit ab. Abbildung 3-91 stellt zwei der entwickelten Kostenfunktionen dar:

- Maximum Likelihood: Leistung des mit der Replika rotierten Signals (links) und
- minimale Summe der Winkelfehler zwischen Signal und synthetisierter Replika (rechts).

Links ist die Summe der Leistungen aller Signale innerhalb der schmalen Korrelationsspitze zu sehen, rechts die über Winkelfehler bestimmte Kostenfunktion mit durch die Geometrie bedingten Wellen an den Rändern.

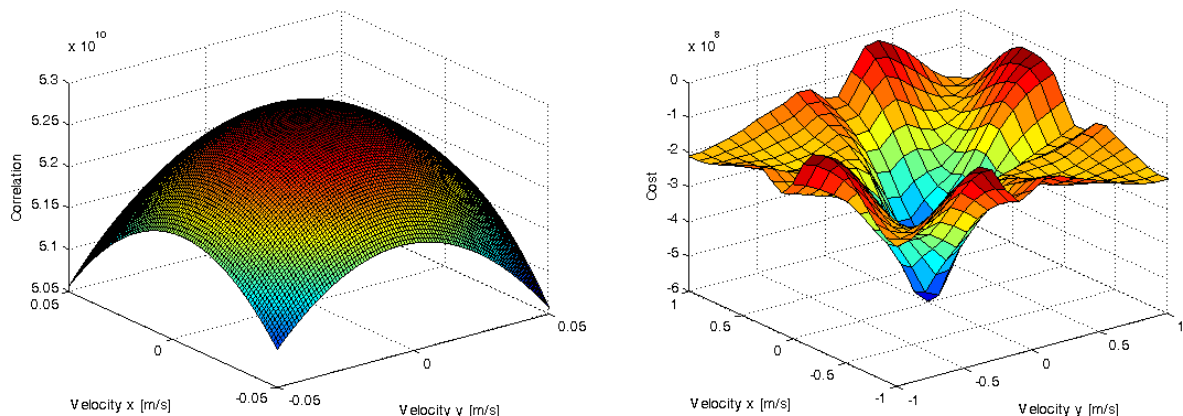


Abbildung 3-91: Nord/Ost-Geschwindigkeits-Korrelation und Geschwindigkeits-Vektor-Kostenfunktion bei ca. 30 dBHz

Eine Leistungsanalyse zur Optimierung der Kostenfunktionen für Open-Loop-Träger-Tracking hat ergeben, dass mit der ML-Methode eine Reduzierung der Rechenzeit um ca. 40% gegenüber der Winkel-Methode möglich ist. Die Genauigkeit ist dabei, wie in Abbildung 3-92 zu sehen, nahezu identisch.

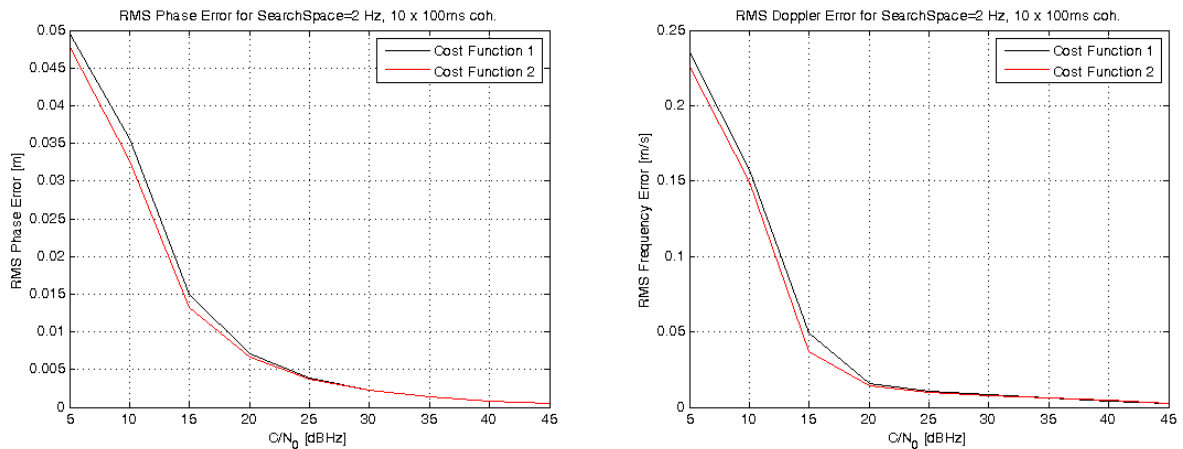


Abbildung 3-92: Phasen- und Frequenz-Fehler für skalares Open-Loop Tracking mit ML- Kostenfunktion (schwarz) und Winkelfehler-Kostenfunktion (rot)

Um die Genauigkeit des Vektor-Träger-Trackings zu untersuchen, wurde diese mit einer Simulation für verschiedene Signal-zu-Rauschleistungs-dichten-Verhältnissen ermittelt. In Abbildung 3-93 sind die Ergebnisse für die ungefilterte Geschwindigkeit bei einem GDOP von 1,6 zusammengefasst, links die Geschwindigkeitsfehler in der Nord/Ost-Ebene und rechts die Genauigkeit in 3D. Die dabei erreichbaren hohen Genauigkeiten trotz geringer Empfangsleistung sind eine wichtige Grundlage für die spätere gemeinsame Filterung von Position und Geschwindigkeit.

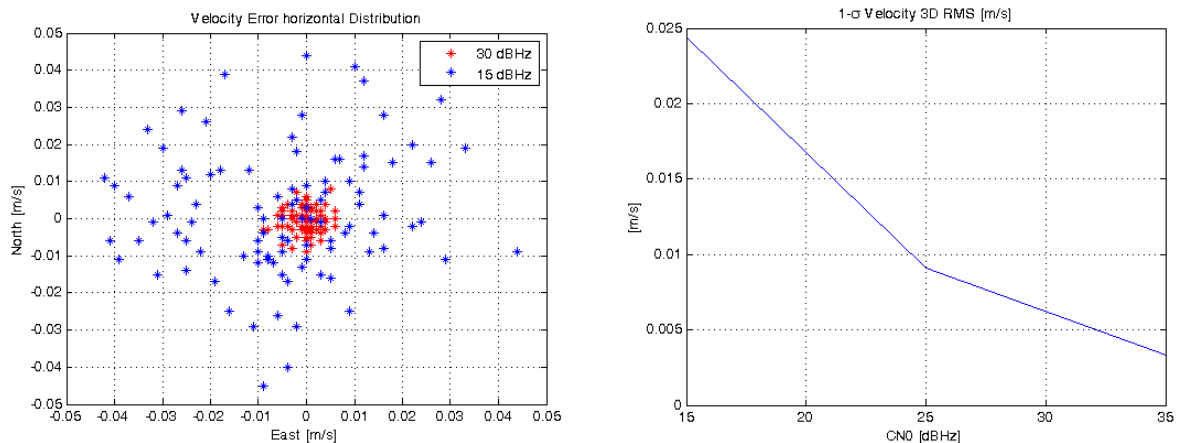


Abbildung 3-93: Nord/Ost-Geschwindigkeitsfehler und Genauigkeit bei einem GDOP von 1,6

Nach der Schätzung der Dynamik kann zur Anwendung des Vektor-Prinzips auf die Positionsbestimmung im Positions-/Zeit-Raum nach der wahrscheinlichsten Position/Zeit gesucht werden. Dabei kann die Signalenergie aller Satelliten mit verschiedenen berechneten Korrelationswerten aufsummiert werden:

- direkte Korrelation für jeden Suchpunkt mit eigenem Code-Generator
- Sortierung der Suchpunkte in Sichtlinien-Reihenfolge und Korrelation mit Mapping für nah zusammenliegende Suchpunkte
- Interpolation von Multi-Korrelator-Werten für jeden Suchpunkt.

Abbildung 3-94 und Abbildung 3-95 zeigen Beispiele für die Korrelation im Positions-Suchraum mit verschiedenen Signalstärken und Gitterlinienabständen, jeweils in der Nord/Ost-Ebene. Ohne Differenzenbildung zwischen Satelliten kann die Position mit maximaler Leistung dann entweder direkt verwendet oder weiter gefiltert werden.

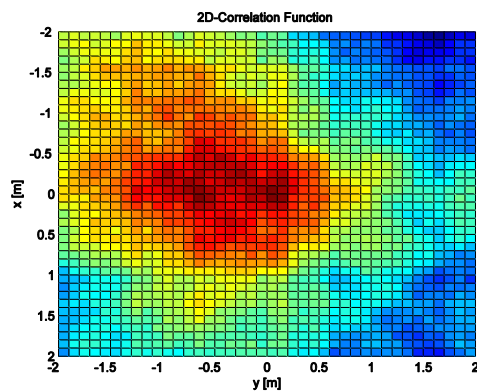


Abbildung 3-94: 2D-Korrelationsfunktion mit 10cm Gitter für neun Satelliten mit BPSK-(5) Signal, 30dBHz und 100ms kohärenter Integration

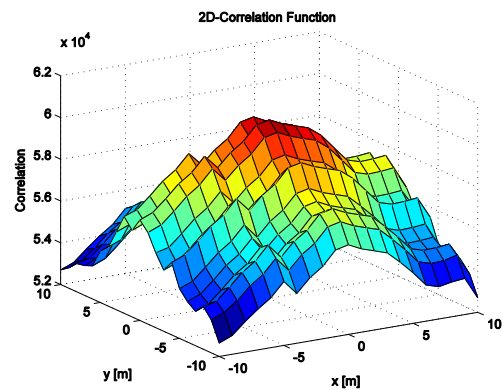


Abbildung 3-95: 2D-Korrelationsfunktion mit 1 m Gitter für fünf Satelliten für ein BPSK-(5) Signal bei 20dBHz und 500ms kohärenter Integration

Optional zur direkten Positionsbestimmung können auch Pseudorange gebildet werden, welche von der hohen Genauigkeit der gemeinsam bestimmten Dynamik innerhalb des Beobachtungsintervalls profitieren. Dabei können auch anhand der Residuen zwischen dem mit der Vektor-Schätzung ermittelten Pseudorange und den einzeln bestimmten Pseudorange grobe Abweichungen detektiert werden. Bei erkennbaren Unterschieden können die Signale dann evtl. ausgeschlossen oder heruntergewichtet werden.

Um den Rechenaufwand des Vektor-Ansatzes weiter zu optimieren, bietet sich einerseits eine iterative Reduzierung des Suchraums an, also zunächst mit einer weiten grobmaschigen Suche zu starten und dann mit einer engeren feinen Suche fortzufahren. Andererseits kann bei der Präsenz starker Satellitensignale zudem der mehrdimensionale Suchraum in einer oder mehreren Dimensionen in seiner Suchweite verringert werden.

Generell kann der Suchraum mit Hilfe von externen Sensoren verringert werden. Dadurch kann der Rechenaufwand erheblich gesenkt werden; bei guten Signalbedingungen ist auch eine Verfeinerung des Suchgitters möglich. Als kostengünstiger Sensor ohne Einschränkung durch Witterungsbedingungen bietet sich die Inertial Measurement Unit (IMU) an. Solange die systematischen Fehler und Skalenfaktoren der IMU mit GNSS regelmäßig geschätzt werden können und die geschätzte Lage nicht zu große Fehler aufweist, kann die Dead-Reckoning-Trajektorie des INS direkt die Dynamik der GNSS-Suchräume auf Drifts und nicht-lineare Fehler (können evtl. vernachlässigt werden) der IMU reduzieren.

Im Rahmen des Arbeitspaketes 3400 wurde die Leistungsfähigkeit einer sehr günstigen IMU untersucht, der MPU-6515 (Invensense), eingebaut z.B. in den LG Nexus 5 Mobiltelefonen. Eine mehrere Stunden lange statische Testaufzeichnung der rohen Sensordaten des Beschleunigungs-

Sensors und des Gyroskops hat die in Abbildung 3-96 dargestellten Allan-Varianzen ergeben, aus welchen sich die Parameter für weißes Rauschen und die Bias-Stabilität ableiten lassen.

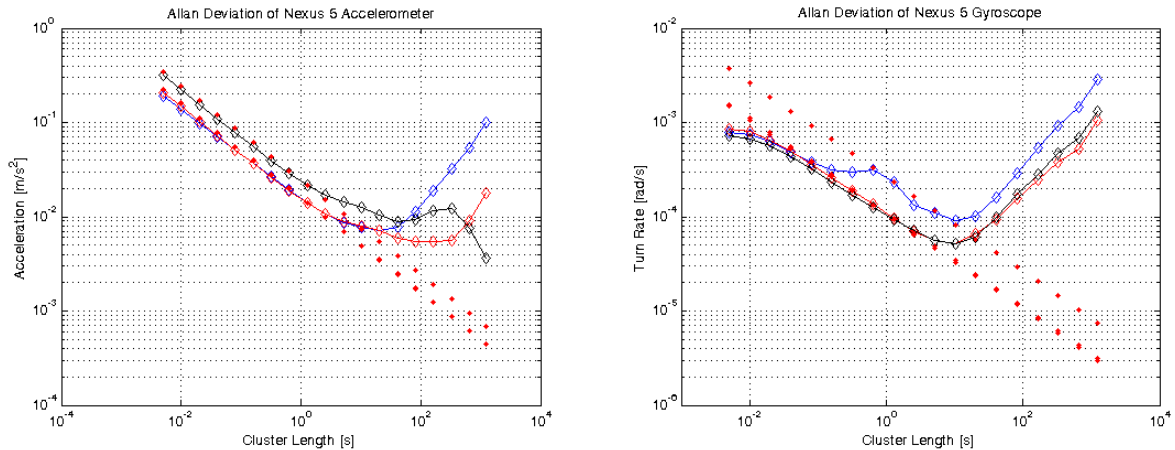


Abbildung 3-96: Allan Varianz einer MEMS IMU (NEXUS 5 Mobiltelefon): Beschleunigungssensor (links) und Gyroskop (rechts)

Betrachtet man den Verlauf des akkumulierten Fehlers in einer Raumrichtung für eine große Anzahl an zufällig gewählten Intervallen innerhalb der Testdaten, so ergeben sich bei einer Bias-Schätzung anhand einer Sekunde alle 50 Sekunden die Fehlerverläufe in Abbildung 3-97.

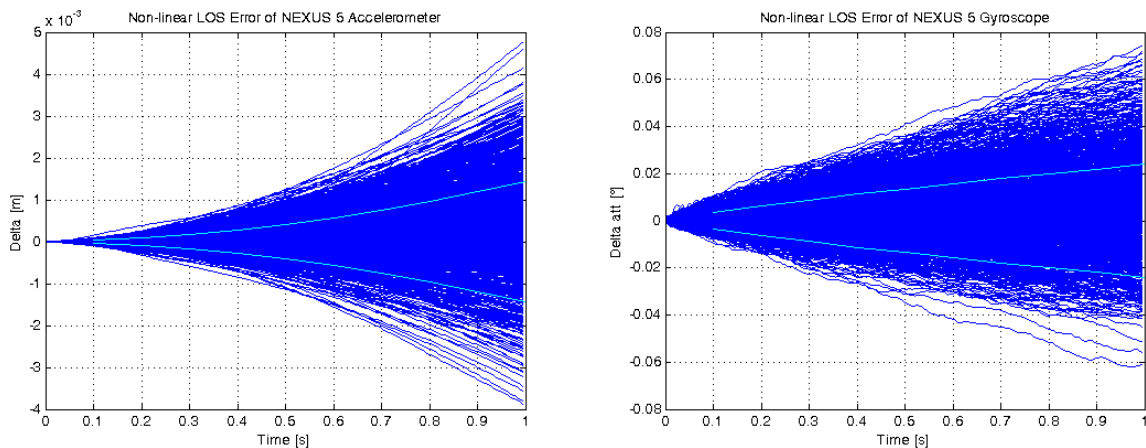


Abbildung 3-97: Fehlerzeitreihen einer MEMS IMU (NEXUS 5 Mobiltelefon): Beschleunigungssensor (links) und Gyroskop (rechts), jeweils mit Bias-Prädiktion für 50 Sekunden anhand einer Sekunde, mit RMS Werten (hellblau)

Zusammenfassend unter Einbezug aller relevanten Fehlergrößen lässt sich der Geschwindigkeits-Suchraum selbst mit einer stark auf Stromverbrauch optimierten IMU auf wenige Zentimeter pro Sekunde eingrenzen. Neben der Rechenaufwandseinsparung kann, wie in Abbildung 3-98 für Doppler- und Phasen-Schätzung gezeigt, auch die Genauigkeit des Träger-Trackings verbessert werden. Hier ist zu erkennen, dass sich durch eine Reduzierung des Suchraums gerade bei geringen Empfangsleistungen die Genauigkeit verbessert.

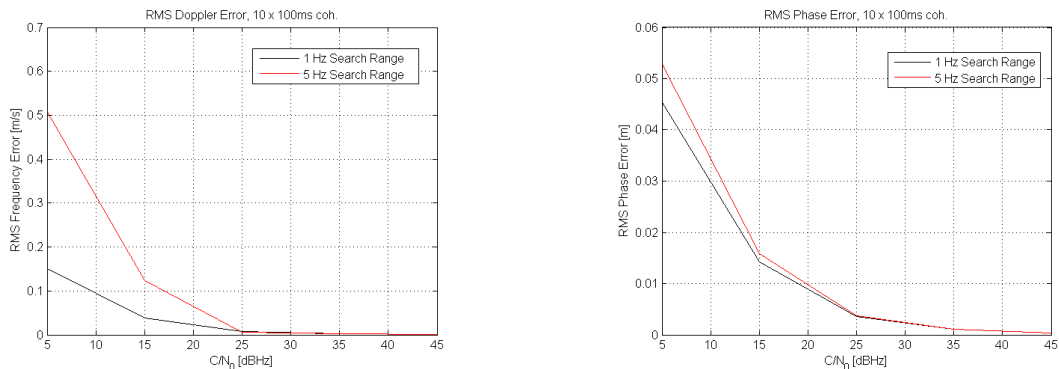


Abbildung 3-98: Doppler- und Phasenfehler mit (1 Hz Doppler-Suchraum) und ohne Sensor-Stützung (5 Hz Doppler-Suchraum)

3.2.5.3 Differenzenbildung auf Postkorrelationsebene

Eine weitere Verbesserung des Vektor-Trackings ist die Differenzenbildung auf Post-Korrelationsebene. Bei der differentiellen Korrelation lassen sich folgende Verarbeitungsmethoden unterscheiden:

- Null-Differenz (keine Differenzierung)
- Satelliten-Differenz (zwischen zwei Satelliten empfangen von einem Empfänger)
- Doppel-Differenz (Empfänger-Differenz zwischen zwei Satelliten-Differenzen)

Die Empfänger-Uhr (Zeitfehler und Drift) kann für kleine Intervalle, je nach Stabilität, durch ein Polynom geringer Ordnung näherungsweise beschrieben werden. Durch die Uhr-Instabilität ergibt sich also ein Suchbereich des Vektor-Tracking bei der Verwendung von Null-Differenzen. Für hochgenaue Phasenmessungen und längere Beobachtungszeiten lässt sich jedoch der Uhrfehlerverlauf nicht ausreichend mit einem Polynom beschreiben. Abbildung 3-99 zeigt dazu den Verlauf eines TCXO über zwei Sekunden, einmal mit und einmal ohne linearen Trend. Verwendet man jedoch Satelliten-Differenzen, so addieren sich zwar die Varianzen der zwei beteiligten Satelliten, die Empfänger-Uhrfehler jedoch eliminieren sich und es bleiben die Differenzen der Satelliten-Empfänger-Dynamik (mit Bahnfehlern) und die Differenzen der sehr stabilen Satelliten-Uhrfehler. Damit lassen sich längere Korrelationszeiten mit folglich genaueren Schätzwerten durchführen.



Abbildung 3-99: Uhrfehler über 2 Sekunden: Mit und ohne linearem Trend

Am Beispiel der Phasen- und Doppler-Schätzung zeigt Abbildung 3-100 den Einfluss der unberücksichtigten Empfängeruhr auf Null- und Satelliten-Differenzen. Bei Null-Differenzen (rot) ohne Schätzung von Uhrparametern tragen die Uhrfehler zum Gesamtfehler bei, der sich durch geringeres Rauschen nicht reduzieren lässt. Bei der Satelliten-Differenz jedoch hängt der Fehler hauptsächlich vom Rauschen der beiden Signale ab.

Bei der Verwendung von Doppel-Differenzen eliminieren sich zusätzlich die Satellitenuhrfehler über die Zeit. Dies ermöglicht aus Sicht der Uhrfehler unbegrenzte Korrelationszeiten.

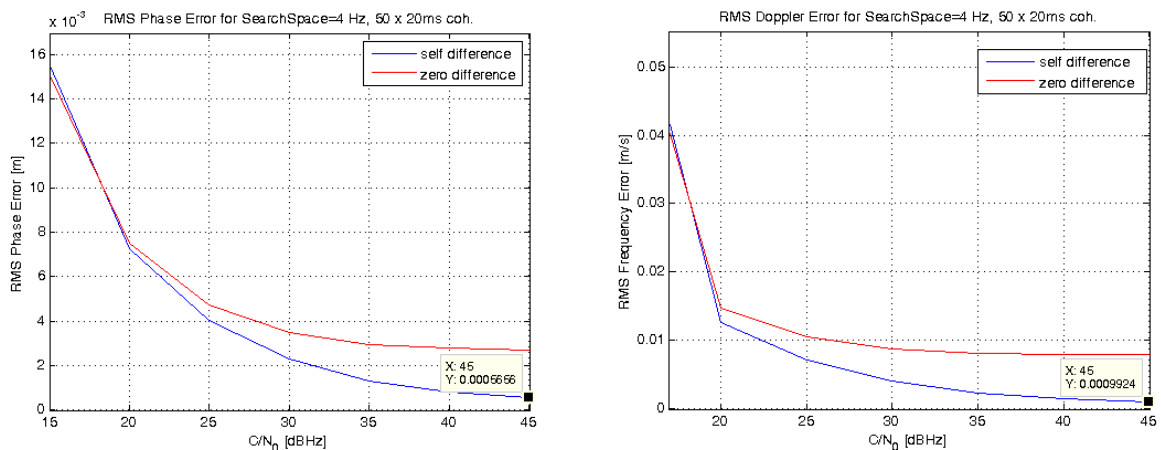


Abbildung 3-100: Phasen- und Doppler-Fehler für Null- und Satelliten-Differenz (Referenzsatellit mit C/N0 = 45 dBHz)

3.2.5.4 Relative Positionierung auf Positionsebene

Unter der Annahme, dass den Verkehrsteilnehmern alle relevanten Korrekturen für Fehlerquellen außerhalb ihres Empfängers, wie Satelliten-Positions-, Satelliten-Uhr-, Ionosphären- und Troposphären-Korrekturen, zur Verfügung gestellt werden, kann die relative Position zwischen Fahrzeugen direkt durch Subtraktion von Position und Geschwindigkeit erfolgen. Die Korrekturen können z.B. von Satelliten- und Bodenfunk-Diensten oder direkt von nahe gelegenen Fahrzeugen oder RSUs weitergeleitet werden. Diese Option hat eine große Relevanz aufgrund der bisherigen Standardisierung und geringen benötigten Bandbreite, denn die Korrekturen müssen viel seltener

erneuert werden als die Messungen zu allen Satelliten. Abbildung 3-101 gibt für dieses Szenario die erreichbaren Genauigkeiten für die ungefilterte Position und Geschwindigkeit bei verschiedenen Signal-zu-Rauschleistungsichte-Verhältnissen an.

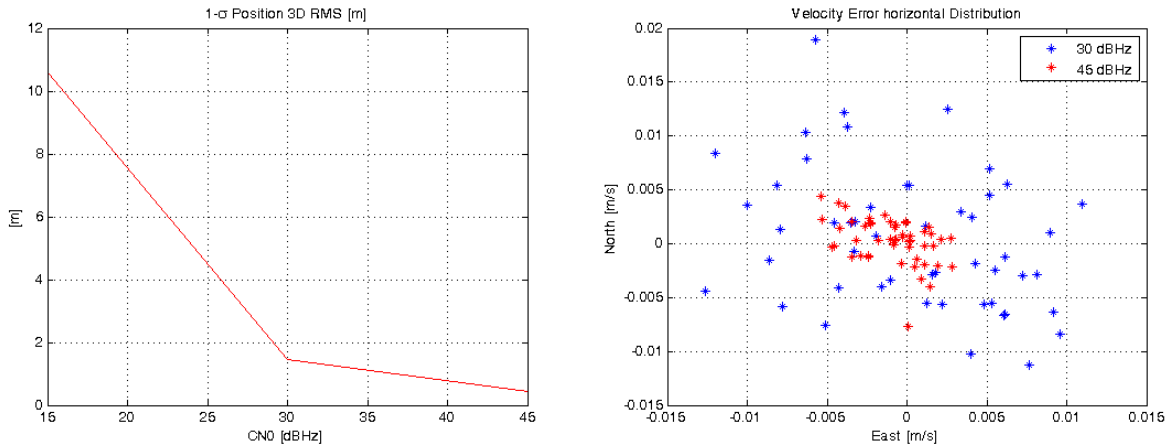


Abbildung 3-101: Positions-Fehler und Geschwindigkeits-Fehler

Durch genaue Modellierung ist ein verbessertes Tracking der Empfänger-Uhr (Zeitfehler und Drift) möglich durch Anpassung eines Kalman-Filters an die spezifischen Eigenschaften des konkret verwendeten Oszillators. Abbildung 3-102 zeigt, wie sich die Schätzung der Uhrzeit mit einem Kalman-Filter verbessern lässt bei konstanter Geschwindigkeit, hier im Mittel von 1 m auf 0,27 m.

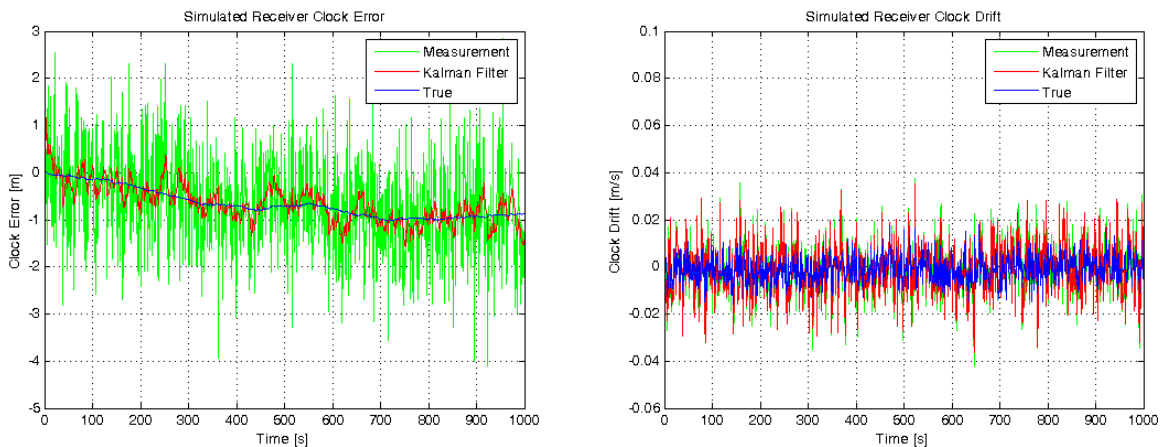


Abbildung 3-102: Tracking des Uhr-Fehlers und der Uhr-Drift

Kombiniert man die Uhr-Modellierung mit Position und Geschwindigkeit im Kalman-Filter, so profitiert die Positionsgenauigkeit von der hohen Genauigkeit der Geschwindigkeit. Als Beispiel zeigt Abbildung 3-103 die Positionsgenauigkeit (3D 1-Sigma), sie verbessert sich im Mittel von 1 m auf 0,36 m.

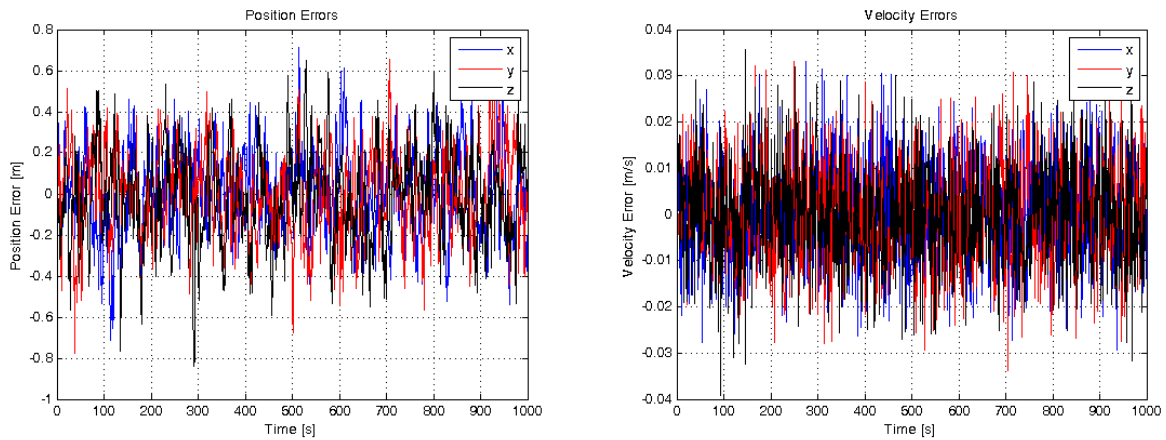


Abbildung 3-103: Tracking der Position und der Geschwindigkeit

3.2.5.5 Relative Positionierung mit Doppeldifferenzen

Falls zwei Fahrzeuge keinen Zugang zu Satelliten- und Atmosphären-Korrekturen haben, können sie Messungen untereinander austauschen, um eine möglichst genaue relative Positionierung und Geschwindigkeit zu erzielen. Falls sie denselben Referenzsatelliten wählen, können sie auch die in Abschnitt 3.2.5.3 vorgestellten Satellitendifferenzen austauschen, um die Genauigkeit zu erhöhen. Im Folgenden werden Ergebnisse von zwei Szenarien für die Schätzung der relativen Position und Geschwindigkeit mittels Pseudorange- und Doppler-Doppeldifferenzen basierend auf Satellitendifferenzen gezeigt. Dabei wurden gleiche Genauigkeiten für Pseudorange und Doppler angenommen ($1\text{-}\sigma$ -Werte: 2 m und 0,1m/s), ein GDOP von 2,35 und moderate Mehrwege-Bedingungen. Abbildung 3-104 und Abbildung 3-105 fassen die Ergebnisse des ersten einfacheren Szenarios zusammen, bei dem sich zwei Fahrzeuge mit konstanter Absolut-Geschwindigkeit bewegen. Abbildung 3-106 und Abbildung 3-107 stellen die Ergebnisse des zweiten, komplexeren Szenarios dar. Hierbei hat sich die Relativ-Geschwindigkeit und Position ständig verändert. Die sich ergebenden Genauigkeiten sind in Tabelle 3-11 aufgeführt.

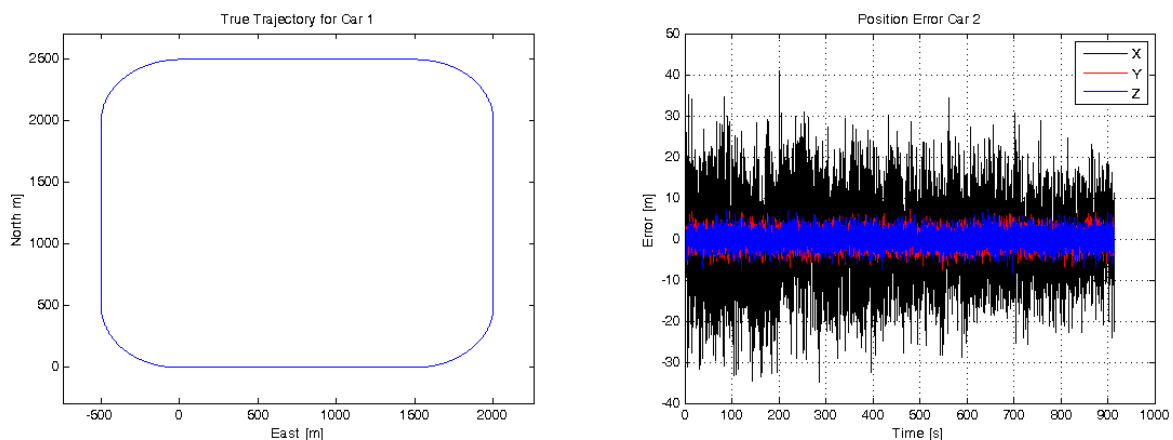


Abbildung 3-104: Trajektorie und Positionsfehler für Standard-Punktpositionierung für Szenario 1

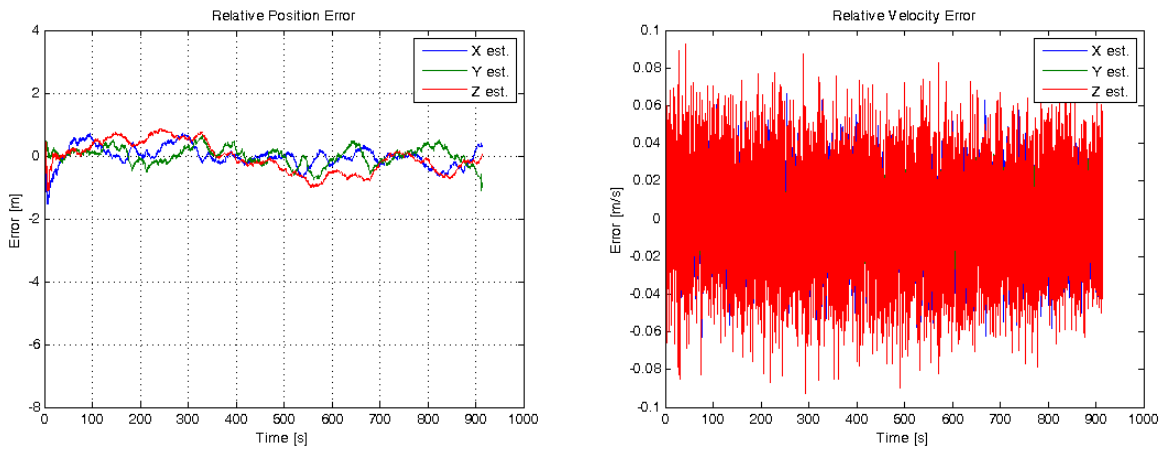


Abbildung 3-105: Tracking der relativen Position und Geschwindigkeit für Szenario 1

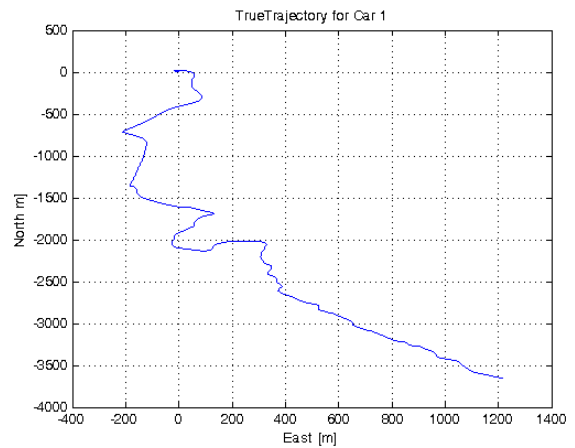


Abbildung 3-106: Trajektorie mit ausgewähltem Teilstück für Szenario 2

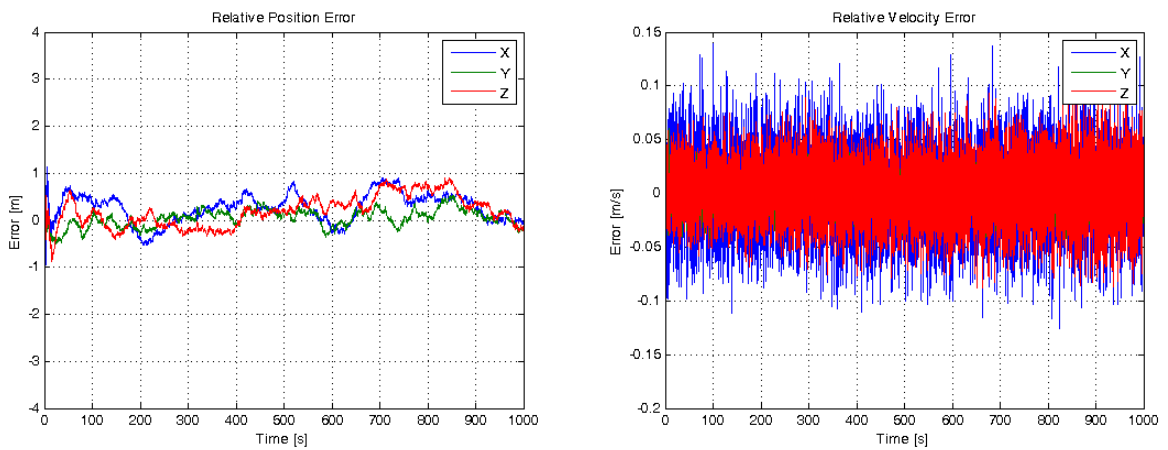


Abbildung 3-107: Tracking der relativen Position und Geschwindigkeit für Szenario 2



Tabelle 3-11: Genauigkeiten der relativen Positionierung

	Szenario 1	Szenario 2
Position X [m]	0,34	0,41
Position Y [m]	0,28	0,20
Position Z [m]	0,50	0,38
Position 3D [m]	0,67	0,60
Geschwindigkeit X [m/s]	0,018	0,035
Geschwindigkeit Y [m/s]	0,012	0,013
Geschwindigkeit Z [m/s]	0,026	0,026
Geschwindigkeit 3D [m/s]	0,034	0,046



4 Anhang „Überblick von Interferenzquellen“

4.1 Koordinierte Sender im gemeinsamen Frequenzband

Entfernungsmessgeräte der Luftfahrt

Das zivile DME (Distance Measuring Equipment) wird in der Luftfahrt für die Entfernungsmessung zu Bodenstationen verwendet. Das militärische Äquivalent ist TACAN (Tactical Air Navigation) welches in Verbindung mit dem Kommunikationskanal Link 16 das MIDS (Multifunctional Information Distribution System) für Datenfunk und digitale Sprachübertragung darstellt. MIDS ist eine Weiterentwicklung des JTIDS (Joint Tactical Information Distribution System) und mit diesem weitgehend kompatibel.

Zur Entfernungsmessung wird die Umlaufzeit eines Pulspaares von einem im Flugzeug installierten Abfragegerät (engl. Interrogator) über einem in der Bodenstation installierten Antwortgerät (engl. Transponder) gemessen. Das System kann in verschiedenen Modi, in unterschiedlichen Frequenzbändern, betrieben werden [39] wobei sich beim sogenannten X-Mode die Antwortfrequenz der Bodenstation mit den GNSS Navigationssignalen im L5/E5-Frequenzband überlagern [40]. Ein Pulspaar hat die Form einer Gauß-Kurve und wird beschrieben durch

$$S(t) = e^{-\frac{\alpha}{2}(t)^2} + e^{-\frac{\alpha}{2}(t-\Delta t)^2} \quad (4-1)$$

α Konstante für die Pulsbreite [s^{-2}]
 Δt Abstand der Puls [s]

Tabelle 4-1: Parameter eines Pulspaares im X-Mode

Parameter	Werte
Frequenzband	1151 – 1213 MHz
Kanalabstand	1 MHz
Pulsbreite	3.5 μ s
Pulsabstand	12 μ s

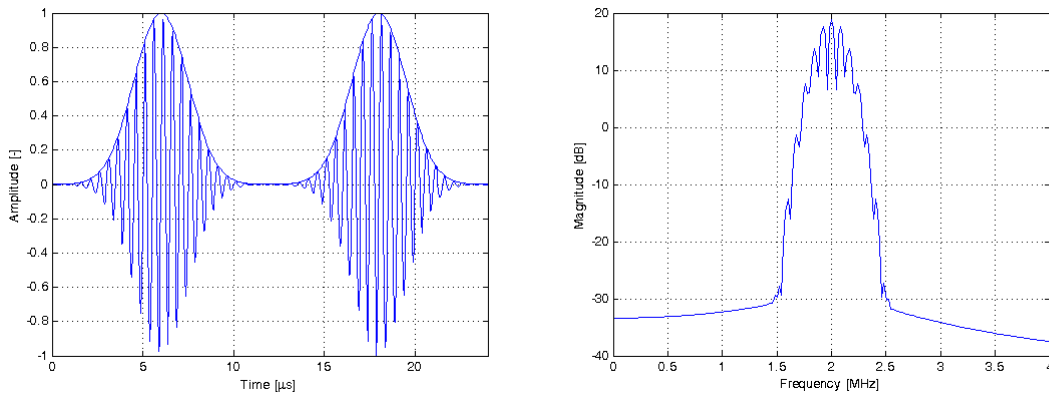


Abbildung 4-1: Pulspar auf einer Zwischenfrequenz von 2 MHz im Zeitbereich (links) und Frequenzbereich (rechts)

Die Parameter für ein Pulspar im X-Mode sind in Tabelle 4-1 gegeben und in Abbildung 4-1 graphisch dargestellt. Das Abfragegerät sendet nach Akquisition von der Bodenstation mit einer Frequenz von 24 bis 30 Hz. Moderne Bodenstationen können zur gleichen Zeit auf bis zu 200 Abfragen antworten, bzw. 5400 Pulsare pro Sekunde (engl. Pulse per Second, PPS) senden. Eine Liste von DME-Stationen im Raum München mit den jeweiligen Spitzenleistungen ist in Tabelle 4-2 gegeben.

Tabelle 4-2: DME-Stationen in München

Station (ID)	Koordinaten	Spitzenleistung	Kanal
DMN	48.3669N, 11.7940E	27 W	107X
DMS	48.3407N, 11.7782E	27 W	97X
MUN	48.1803N, 11.8160E	39 W	70X
IMNE	48.3647N, 11.7719E	29 W	32X
IMNW	48.3682N, 11.8165E	29 W	24X
IMSE	48.3394N, 11.7558E	29 W	30X
IMSW	48.3429N, 11.8004E	29 W	20X

Da das L5/E5-Band für die Flugnavigation (engl. Aeronautical Radio Navigation Services, ARNS) zugeteilt ist wird die Frequenznutzung für Navigationsfunkdienste im Band durch die ICAO koordiniert [41] [42]. Durch zukünftige Vergabe der Kanäle unter Berücksichtigung der neuen Satellitennavigationsdienste wird hier die Interferenz reduziert.



L-Band Radar

Neben der Zuteilung der Bänder L2 und E6 für die Satellitennavigation besteht noch eine Zuteilung für Radaranlagen, zum Beispiel für die Flugsicherung (engl. Primary Surveillance Radar, PSR) [43] oder für Windprofiler zur Messung von Windgeschwindigkeit und Richtung. Ein Überblick der Signalparameter verschiedener Radaranlagen, welche in Tabelle 4-3 zusammengefasst sind, ist in dem ITU Dokument ITU-R M.1463-2 [44] zu finden.

Tabelle 4-3: Charakteristik von Radarsignalen

Radarsignal	Bandbreite	Pulslänge	Frequenzänderungsrate
gepulste Welle		2 – 6 μ s	
Chirp Pulse	0.5 – 2.5 MHz	50 – 400 μ s	1 – 100 kHz/ μ s

Tabelle 4-4: Standorte von L-Band Radaranlagen

Station	Type	Koordinaten	Spitzenleistung	Frequenz
Kolomansberg, Austria	PSR (militärisch) SELEX RAT-31DL	47.8773N, 13.2754E	84 kW	1215 – 1400 MHz
Innsbruck, Austria	WPR Scintec LAP 3000	47.2628N, 11.3875E	0.6 kW	1280 MHz
Salzburg, Austria	WPR Scintec LAP 3000	47.7893N, 13.0088E	0.6 kW	1280 MHz

Tabelle 4-4 gibt Beispiele verschiedener Radaranlagen. Zivile Radaranlagen für die Flugsicherung wurden zum Großteil schon ersetzt durch Radaranlagen welche in einem höheren Frequenzband betrieben werden, jedoch existieren noch militärische Anlagen welche mit hoher Leistung im GNSS-Band Interferenzen verursachen [45].

Amateurfunk

Im E6-Band besteht neben der Frequenzzuteilung für Satellitennavigation eine Zuteilung für den Amateurfunk [46]. Die Rahmenbedingungen für den Amateurfunk sind in Deutschland durch das Amateurfunkgesetz (AFuG) und der Amateurfunkverordnung (AFuV) gegeben. Eine Einteilung des Frequenzbands für verschiedene Betriebsarten des Amateurfunks erfolgt durch die IARU (International Amateur Radio Union) und national in Deutschland durch den DARC (Deutscher Amateur Radio Club). Ein Überblick mit Beispielen verschiedener Stationen ist in Tabelle 4-5 gegeben.



Tabelle 4-5: IARU Frequenzplan [47] für Amateurfunk im E6-Band

IARU Frequenzplan		Beispiele		
Frequenzband [MHz]	Betriebsarten	Frequenz [MHz]	Relay	Station
1240.000 1243.250	alle Modes	1242,450 1242,825	Packet Radio TX D-STAR DV TX	DBØHRF DBØHRF
1243.250 1260.000	ATV	-	-	-
1260.000 1270.000	Satelliten Service	-	-	-
1270.000 1272.000	alle Modes	1270,450 1270,600 1270,825	D-STAR DV RX FM RX Packet Radio RX	DBØHRF DBØZU DBØHRF
1272.000 1291.481	FM Digitale Sprache Repeater Input Analog ATV Digital ATV	1276,500 1291,000	Analog ATV Digital ATV	DBØQI DBØQI
1291.494 1296.000	All Modes	-	-	-
1296.000 1296.994	Telegraphie SSB MGM	1296,000 1296,7435	EME SSTV	DJ5AR DBØLTG
1296.994 1297.481	FM Digitale Sprache Repeater Output	1297,375	D-STAR DD RX/TX	DBØHRF
1297.494 1297.981	FM Digital Voice	-	-	-
1298.000 1300.000	alle Modes	1298,600	FM TX	DBØZU

Eine der ersten Betriebsarten war die Telegraphie mittels konstanter Welle (engl. Continuous Wave, CW) zur Übertragung von Morsezeichen. Es wird heute im Amateurfunk vorwiegend für Erde-Mond-Erde (EME) Kommunikation verwendet bei der der Mond als passiver Reflektor verwendet wird. Analoge Sprachkommunikation ist vorwiegend Frequenzmoduliert (FM). Um über größere Distanzen kommunizieren zu können werden auch FM-Transponder eingesetzt, welche das empfangene Signal aufzeichnen und auf derselben Frequenz wieder senden oder das Signal direkt auf einer versetzten



Frequenz senden. Digitale Kommunikation erfolgt mit dem D-STAR (Digital Smart Technologies for Amateur Radio) Standard welcher eine GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) Modulation verwendet. Eine weitere Betriebsart zur digitalen Datenübertragen ist das Packet Radio mit FSK (Frequency Shift Keying) modulierten Signalen. Um Netzwerke zu bilden werden Zwischenstationen verwendet, sogenannte Digipeater, die die Pakete empfangen und unverändert wieder aussenden. Analoges Amateurfernsehen ist Frequenzmoduliert (FM) unter Verwendung von SSTV (Slow Scan TV) für Standbilder oder PAL (Phase Alternating Line) für Farbfernsehen. Digitales Amateurfernsehen verwendet den DVB-S Standard mit QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) modulierten Signalen.

Eine Untersuchung der Interferenz durch z.B. Digipeater ist in [48] zu finden. Um Interferenzen im E6-Band durch den Amateurfunk auf die neuen Satellitennavigationsdienste zu beseitigen ist es Aufgabe der IARU die Zuteilung der verschiedene Betriebsarten neu zu gestalten [49].

4.2 Signale durch Fehlfunktionen

Neben absichtlich eingesetzten Störsendern welche im nächsten Abschnitt beschrieben werden stellen die unabsichtlichen Störsignale durch defekte Geräte die größte Bedrohung dar. Sie werden durch Fehlfunktionen von Geräten verursacht und sind dadurch unvorhersehbar. Regulierte Signale im gemeinsamen Frequenzband können bei Fehlfunktionen mit zu hoher Leistung abstrahlen genauso wie harmonische aus benachbarten Frequenzbändern bei defekten Verstärkern mit zu hoher Leistung abstrahlen. Auch kann jeder GNSS-Empfänger mit defekter Hardware über seine Antenne Störsignale abstrahlen.

Harmonische niedriger Ordnung

Harmonische werden in Sendern für gewöhnlich unterdrückt da sie wie zum Beispiel bei Fernsehsignalen die Bildqualität verschlechtern. Jedoch kann es durch defekte Verstärker vorkommen, das Harmonische mit hoher Leistung abgestrahlt werden und dadurch Interferenz für Satellitennavigationsdienste erzeugen [50]. Mit höherer Ordnung der Harmonischen verlieren diese an Leistung weshalb eine Degradierung durch Interferenz für die breitbandigen L5/E5-Navigationssignale wahrscheinlicher ist als für die schmalbandigen L1-Navigationssignale im oberen Frequenzband. Analysen der Signaldegradierung durch Harmonische, zum Beispiel von Fernsehsignalen, sind in [51] und [52] zu finden. Die Ordnungen möglicher Harmonischer wie sie in den jeweiligen Frequenzbändern entstehen können sind in Tabelle 4-6 für verschiedene Beispiele gelistet.

Der Landekurssender (engl. Localizer, LOC) ist im Instrumentenlandesystems (engl. Instrument Landing System, ILS) der Leitstrahl, der die Bestimmung des Kurses ermöglicht. Hierzu werden am Ende der Landebahn amplitudenmodulierte Signale abgestrahlt mit Strahlungsmaximum entlang und beiderseits der Anfluggrundlinie [39]. Das Drehfunkfeuer (engl. VHF Omnidirectional Radio Range, VOR) wird auch zur Bestimmung des Kurses verwendet und in Kombination mit dem DME zur Flugnavigation verwendet. Das System sendet mit einer gerichteten, rotierenden Antenne und einer ungerichteten Antenne. Das empfangene Signal ist amplituden- und frequenzmoduliert und enthält neben der Phaseninformation des Umlaufsignals für die relative Winkelposition eine Morsekennung [39] [53]. Weiter wird in der Luftfahrt für den Flugfunk UKW-Kommunikation mit



amplitudenmodulierten Signalen eingesetzt. Beispiele sind analoger Sprachfunk für die Flugsicherung als auch das digitale ACARS (Aircraft Communications Addressing and Reporting System) [54] [55].

Tabelle 4-6: Ordnung der Harmonischen in den Frequenzbändern der Satellitennavigation

	Frequenzbereich (Kanalraster)	Harmonische				
		L5/E5 1164 – 1215 MHz	L2 1215 – 1240 MHz	E6 1240 – 1300 MHz	L1/E1 1559 – 1610 MHz	
Landekursender	108 – 112 MHz (50 kHz)	11. 1188 – 1231 MHz		12. 1296 – 1343 MHz		
Drehfunkfeuer	108 – 118 MHz (50 kHz)	10. 1080 – 1180 MHz		12. 1296 – 1416 MHz	14. 1512 – 1652 MHz	
		11. 1188 – 1298 MHz				
Flugfunk	118 – 137 MHz (25 kHz)	9. 1062 – 1233 MHz				
		10. 1180 – 1370 MHz				
				11. 1298 – 1507 MHz		
					12. 1416 – 1644 MHz 13. 1534 – 1781 MHz	
DAB+	175 – 239 MHz (1.7 MHz)	5. 875 – 1195 MHz				
		6. 1050 – 1434 MHz				
			7. 1225 – 1673 MHz			
					8. 1400 – 1912 MHz 9. 1575 – 2151 MHz	
DVB-T	470 – 862 MHz (8 MHz)	2. 940 – 1724 MHz				
					3. 1410 – 2586 MHz	

Neu digitale Übertragungsstandards wie DAB+ (Digital Audio Broadcasting) und DVB-T (Digital Video Broadcasting – Terrestrial) liegen mit ihrer Sendefrequenz wesentlich näher an den GNSS-Bändern und können somit durch Harmonische niedriger Ordnung stärkere Interferenzen generieren. DAB [56]

als auch DVB-T [57] [58] verwenden COFDM (Coded Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) zur Modulation der digitalen Daten.

4.3 Störsender

Eine detaillierte Beschreibung der Signalcharakteristik von Störsendern ist im Schlussbericht des Vorgängervorhabens zu finden [59]. Aufgrund der Signaleigenschaften werden Störsender in die folgenden vier Klassen eingeteilt:

- Klasse I: Kontinuierliche Sinus-Störsignale
- Klasse II: Chirp-Störsignal mit einer Sägezahnfunktion
- Klasse III: Chirp-Störsignal mit mehreren Sägezahnfunktionen
- Klasse IV: Chirp-Störsignal mit mehreren Sägezahnfunktionen plus Frequenzausbrüchen

Im Rahmen des Vorhabens wurden zusätzliche Geräte beschaffen, womit die in Abbildung 4-2 abgebildeten Geräte vorhanden waren.



Abbildung 4-2: Störsender, die am Institut im Rahmen der Vorhaben InCarITS und InCarITS II beschafft wurden