

Echtzeitlokalisierung magnetoelektrischer Sensoren

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktors der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)
der Technischen Fakultät
der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

vorgelegt von

Christin Bald

aus

Eutin

Kiel, 2023

Tag der Einreichung: 07.08.2023

Tag der Disputation: 08.03.2024

Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. Gerhard Schmidt
Prof. Dr.-Ing. Michael Höft

Vorwort

Diese Arbeit ist am Lehrstuhl für Digitale Signalverarbeitung und Systemtheorie (DSS) des Instituts Elektro- und Informationstechnik der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel im Rahmen des Sonderforschungsbereichs 1261 „*Magnetoelektrische Sensoren: von Kompositmaterialien zu biomagnetischer Diagnostik*“ entstanden.

Zuerst möchte ich mich bei meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Gerhard Schmidt bedanken. Durch seine stete Unterstützung, Hilfsbereitschaft und kreativen Gedankenansätze konnte ich mir einen kritischen Blick auf meine Arbeit bewahren und die Arbeit somit erfolgreich beenden.

Des Weiteren möchte ich mich bei Prof. Dr.-Ing. Michael Höft für die Erstellung des Gutachtens sowie den zusätzlichen Mitgliedern der Prüfungskommission Prof. Dr.-Ing. Martina Gerken und Prof. Dr.-Ing. Jeffrey McCord bedanken. Der Deutschen Forschungsgemeinschaft danke ich für die Finanzierung über den Sonderforschungsbereich 1261.

Mein Besonderer Dank gilt den Mitgliedern des DSS-Lehrstuhls sowie den Mitarbeitern des Sonderforschungsbereichs 1261. Die vielen Gespräche, fachlichen Diskussionen und die Hilfe bei den Messungen haben entscheidend zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen. Ich danke insbesondere Bastian Kaulen, der mir zusätzlich bei den letzten Messungen für meine Dissertation geholfen hat, sodass ich die Messergebnisse vervollständigen und meine Arbeit abrunden konnte.

Ich danke Bastian Kaulen, Owe Wisch und Martina Bald für das ausführliche Korrekturlesen meiner Arbeit. Durch eure hilfreichen Anmerkungen konnte ich meiner Arbeit den letzten Feinschliff verleihen.

Nicht zuletzt möchte ich mich bei meinen Eltern, meiner Schwester und insbesondere meinem Partner und unserer Tochter bedanken. Durch eure Zusprüche, euer stets offenes Ohr, eure liebevolle Unterstützung und Geduld in jeder Lebenslage habe ich es geschafft, diese Dissertation erfolgreich abzuschließen. Danke!

Kiel, im März 2024

Christin Bald



Kurzfassung

Die Messung magnetischer Felder in der Medizin gewinnt zunehmend an Bedeutung. Die außerhalb des Körpers von den Magnetfeldsensoren gemessenen Signale werden genutzt, um auf die Prozesse im Körperinneren zurückzuschließen. Dazu wird ein sogenanntes inverses Problem gelöst, welches neben den Signalen auch die Positionen und Orientierungen der messenden Sensoren benötigt. Da die Position und Orientierung relativ zum Messobjekt bei einer magnetischen Messung nicht notwendigerweise fix ist, sollten diese während der Messung kontinuierlich ermittelt werden. Dies geschieht mittels einer magnetischen Ortung. In dieser Arbeit wird eine Signalverarbeitungskette zur Lokalisierung magnetischer Sensoren in Echtzeit vorgestellt. Diese beinhaltet Vorverarbeitungsschritte zur Extraktion der wichtigsten Informationen aus den Sensordaten, die Schätzung der Position und Orientierung des Sensor(array)s und eine Nachverarbeitung der geschätzten Daten. Die entwickelte Signalverarbeitungskette wird zunächst theoretisch beschrieben und im Anschluss simulativ und mittels Messungen evaluiert. Die vorgestellte Signalverarbeitungskette zur Lokalisierung funktioniert prinzipiell für alle magnetischen Sensoren. Der Fokus dieser Arbeit liegt jedoch auf magnetoelektrischen Sensoren. Zu Vergleichszwecken werden zusätzlich kommerziell erhältliche Fluxgate-Magnetometer verwendet. Simulativ werden verschiedene Parameter und mögliche Störquellen untersucht, die einen Einfluss auf die Lokalisierungsgenauigkeit haben können. So wird beispielsweise die Genauigkeit der Lokalisierung bei verschiedenen Signal-zu-Rauschverhältnissen untersucht ebenso wie die Robustheit bei verschiedenen Fehlern im Vorwärtsmodell, wie beispielsweise Fehler im Sensormodell oder der Spulenposition und -orientierung. Die Messungen werden sowohl mit Einzelsensoren in 2D als auch mit Einzel- und 3D-Sensoren in 3D durchgeführt. Insgesamt ergibt sich eine höhere Lokalisierungsgenauigkeit für die Messungen mit den Fluxgate-Magnetometern als für die magnetoelektrischen Sensoren. Nichtsdestotrotz kann gezeigt werden, dass sich die magnetoelektrischen Sensoren prinzipiell zur magnetischen Lokalisierung eignen. Neben der Weiterreichung der Positions- und Orientierungsdaten zur Lösung verschiedener inverser Probleme, kann die Lokalisierung auch als Einzelanwendung genutzt werden. Dies wird in dieser Arbeit am Beispiel der Lokalisierung eines Ultraschallkopfes untersucht. Hierbei ergibt sich, dass die Lokalisierungsgenauigkeit nicht durch das Ultraschallgerät und somit die potentielle Störquelle beeinträchtigt wird.

Abstract

The measurement of magnetic fields is becoming increasingly important in medicine. The signals measured by magnetic field sensors outside the body can be used to infer the processes inside the body. This is done by solving a so-called inverse problem, which needs the positions and orientations of the measuring sensors besides the signals. The positions and orientations should be determined continuously during measurement, since they are not necessarily fixed during a magnetic measurement. This is done by a magnetic localization. This work presents a signal processing chain for magnetic localization in real time. This includes preprocessing steps for extraction of important information from the sensor data, the estimation of the position and orientation of the sensor(array)s and postprocessing of the estimated data. The proposed signal processing chain will be first described theoretically and afterwards evaluated by means of simulations and measurements. The signal processing chain is suitable for all kinds of magnetic sensors in principle. This work focusses on magnetoelectric sensors. Commercially available fluxgate magnetometers have been used for comparison purposes. Different parameters and distortions are investigated, that could have an influence on the localization accuracy. For example, the accuracy at different signal-to-noise ratios will be examined as well as the robustness in the presence of different errors in the forward model, like deviations from the sensor model or the coil positions and orientations. The measurements are executed with a single sensor in 2D as well as a single sensor and a 3D sensor in 3D. In total, a higher localization accuracy can be achieved with the fluxgate magnetometers in comparison to the magnetoelectric sensors. Nevertheless it can be shown, that the magnetoelectric sensors are suitable for magnetic localization. Besides handing over the position and orientation information for the solution of different kinds of inverse problems, the localization can be used as a stand-alone application. This will be investigated in this work by localizing an ultrasound head. The localization accuracy is not impaired by the ultrasonic device and thus by the potential source of interference.



Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	xviii
Tabellenverzeichnis	xix
Abkürzungsverzeichnis	xxi
Notation	xxiii
Konventionen	xxiii
Operationen und Operatoren	xxiii
Symbolverzeichnis	xxv
Verzeichnis lateinischer Symbole	xxv
Verzeichnis griechischer Symbole	xxxi
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Einordnung der Arbeit	2
1.3 Aufbau der Arbeit	4
2 Magnetoelektrische Sensoren	5
2.1 Magnetoelektrischer Effekt	5
2.2 Verwendete Sensoren	6
2.3 Verwendete Ausleseverfahren	8
2.3.1 Direkte Detektion	9
2.3.2 ΔE -Effekt	12
2.3.3 Dual-Mode-Betrieb	15
2.4 Richtcharakteristik	17

3	Vorwärtsmodell	21
3.1	Orthogonale Signale	22
3.1.1	TDMA	22
3.1.2	FDMA	22
3.1.3	CDMA	23
3.1.4	Vergleich der Verfahren	23
3.2	Spulenverstärker	24
3.3	Spulensimulation	25
3.4	Sensormodell	28
3.4.1	Richtcharakteristik	31
3.4.2	Sensorarray	31
3.5	Leadfieldmatrix	32
4	Lokalisierung	37
4.1	Vorverarbeitung	38
4.1.1	Signalgenerierung	38
4.1.2	Entzerrung	40
4.1.3	Signalangepasstes Filter	41
4.2	Positions- und Orientierungsschätzung	42
4.2.1	Trilateration	42
4.2.2	Least-Mean-Square-Algorithmus	45
4.2.3	Gewichtung	50
4.3	Nachverarbeitung	53
5	Simulative Evaluierung	57
5.1	Spulenanordnung	57
5.2	Einfluss der initialen Schrittweite	59
5.3	Signal-zu-Rausch-Verhältnis	63
5.3.1	Ohne Nachverarbeitung	63
5.3.2	Mit Nachverarbeitung	65
5.4	Störung eines Sensors	67
5.5	Fehler im Vorwärtsmodell	68
5.5.1	Spulenpositionen	68
5.5.2	Spulenorientierungen	70
5.5.3	Sensormodell	72

5.6	Besonderheiten bei Bewegungen	79
6	Experimentelle Evaluierung	83
6.1	Fluxgate-Magnetometer	85
6.1.1	Zweidimensionale Lokalisierung	86
6.1.2	Dreidimensionale Lokalisierung	89
6.2	ME-Sensoren	94
6.2.1	Zweidimensionale Lokalisierung	95
6.2.2	Dreidimensionale Lokalisierung	103
6.3	Praxisbeispiel mit einem Ultraschallgerät	109
6.4	Vergleich der Ergebnisse	112
7	Schlussbetrachtung	115
7.1	Zusammenfassung	115
7.2	Fazit und Ausblick	117
	Literaturverzeichnis	119
	Publikationen mit Eigenbeteiligung	119
	Weitere Literatur	120
A	Fluxgate-Magnetometer	I
A.1	Funktionsweise	I
A.2	Charakterisierung	II
A.3	3D-Sensor	II
B	Charakterisierung der ME-Sensoren	V
B.1	Direkte Detektion	V
B.2	ΔE -Effekt	VI
B.3	3D-Sensor	VIII
C	Kiel Real-time Application Toolkit	XI

Abbildungsverzeichnis

2.1	Veranschaulichung des magnetoelektrischen Effektes. Adaptiert nach [Spa05; Dur19; Ree17a].	6
2.2	(a) Schemazeichnung der hier verwendeten Exchange-Bias- ΔE -Effekt-Sensoren. (b) Foto der Sensoren.	7
2.3	Elektrodendesign der hier verwendeten Sensoren.	8
2.4	Direkte Detektion mit Hilfe eines ME-Sensors.	9
2.5	Das Magnetfeld trifft aus einem Winkel Θ_b zur langen Achse auf den Sensor.	9
2.6	Charakterisierung der verwendeten Sensoren in der RM1 in direkter Detektion. In (a) ist die Empfindlichkeit der Sensoren und in (c) der Phasengang abgebildet. In (b) wurde die Bias-Kurve und in (d) die Linearitätskurve gemessen.	11
2.7	System zur Messung mit Hilfe des ΔE -Effektes.	12
2.8	IQ-Demodulator (adaptiert nach [Ree16; Ree17a]).	13
2.9	Bestimmung der optimalen Parameter zum Auslesen des Sensors im ΔE -Betrieb in der ersten Mode.	14
2.10	Frequenzgang und Linearitätskurve des Sensors in der ersten Mode im ΔE -Betrieb.	14
2.11	System zur Messung im Dual-Mode-Betrieb.	15
2.12	Dual-Mode-Messungen.	16
2.13	Dual-Mode-Messungen für unterschiedliche Anregungsamplituden von \hat{b}_1 und \hat{b}_d	16
2.14	Schematische Darstellung der Verkippung der magnetisch empfindlichen Achse gegenüber der langen Achse des Sensors.	17
2.15	Richtcharakteristik des Sensors B2 in der xy-Ebene. Zur besseren Übersicht wurde der Dynamikbereich zwischen -50 dB und -100 dB begrenzt.	19
2.16	Richtcharakteristik des Sensors B2 in Resonanz.	20
3.1	Prinzip der in dieser Arbeit vorgestellten magnetischen Lokalisierung. Über die am Rande des Lokalisierungsgebietes angeordneten Spulen werden orthogonale Signale ausgesendet, welche von den Sensoren empfangen werden.	21

3.2	Vergleich von TDMA, FDMA und CDMA. Es ist jeweils schematisch eine Iteration der Spulenanregung dargestellt.	23
3.3	Amplituden- und Phasengänge der einzelnen Kanäle des verwendeten Spulenverstärkers.	24
3.4	Verhältnis zwischen berechnetem Magnetfeld über Biot-Savart und Näherung über magnetischen Dipol in Abhängigkeit der Distanz zwischen Messort und Spulenmitte.	26
3.5	Umrechnungsfaktor zwischen Strom und Magnetfeld im Inneren der Spule für alle acht in dieser Arbeit verwendeten Spulen.	27
3.6	Spulenersatzschaltbild. Adaptiert nach [Füh19].	27
3.7	Impedanzen der verwendeten Spulen aufgeteilt in Magnitude und Phase.	29
3.8	Aufteilung eines Sensorelementes in mehrere Voxel (hier dargestellt in 2D). Diese werden je nach vorliegender Empfindlichkeit mit den Faktoren Λ_ξ gewichtet.	30
3.9	Beispiel für ein Sensorarray bestehend aus zwei Sensoren.	32
3.10	Veranschaulichung der Winkel Roll, Pitch und Yaw.	33
3.11	Aufteilung des Lokalisierungsgebietes in diskrete Positions-/Orientierungspaare anhand eines zweidimensionalen Beispiels.	33
3.12	Differenz/Abstand $\Delta a_{j_1 j_2}$ zwischen den einzelnen Leadfieldmatrixspaltenvektoren \mathbf{a}_j für eine Beispielanordnung von Spulen.	36
4.1	System zur Lokalisierung magnetischer Sensoren. Die Sensoren messen eine Überlagerung der magnetischen Spulensignale. Diese werden mit Hilfe des signalangepassten Filters wieder separiert und zur Bestimmung der Position und Orientierung des Sensors bzw. Sensorarrays genutzt. Das geschätzte Ergebnis wird über ein Kalman-Filter geglättet.	37
4.2	Unterschied in den Längen der Anregungs- und Spulensignale abhängig vom verwendeten Verfahren.	39
4.3	Verbindung der Algorithmen zur Schätzung der Position und Orientierung eines Sensors bzw. Sensorarrays.	43
4.4	Betrag des Magnetfeldes einer Spule und Trilaterationsprinzip. Beides dargestellt für den zweidimensionalen Fall.	43
4.5	Fehler zwischen echter und geschätzter Position bei Nutzung des Trilaterationsalgorithmus.	45
4.6	Flussdiagramm zur Beschreibung der iterativen Verfeinerung des Lokalisierungsgebiets. Die iterative Verfeinerung beginnt für jeden diskreten Zeitpunkt k von Neuem.	47
4.7	Zwei verschiedene Methoden zur Verfeinerung des Lokalisierungsgebiets.	48
4.8	Beispiel einer Kostenfunktion für bestimmte (ungünstige) Spulenanordnungen.	49
4.9	Schematisches Sensoreingangs- und Rauschleistungs dichtespektrum.	51

5.1	Untersuchte Spulenanordnungen für die zweidimensionale Lokalisierung. . .	58
5.2	Untersuchte Spulenanordnungen für die dreidimensionale Lokalisierung. . .	59
5.3	Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene anfängliche Auflösungen.	60
5.4	Genauigkeit der Lokalisierung in 3D für verschiedene anfängliche Auflösungen.	61
5.5	Genauigkeit der Lokalisierung eines 3D-Sensors in 3D für verschiedene anfängliche Auflösungen, wenn zuvor der Trilaterationsalgorithmus verwendet wurde.	62
5.6	Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene SNR-Bedingungen. .	64
5.7	Genauigkeit der Lokalisierung in 3D für einen Einzelsensor bei verschiedenen SNR-Bedingungen.	64
5.8	Genauigkeit der Lokalisierung in 3D für ein 3D-Sensorarray bei verschiedenen SNR-Bedingungen.	65
5.9	Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene SNR-Bedingungen bei Verwendung eines Kalman-Filters mit verschiedenen Parametern. . . .	66
5.10	Genauigkeit der Lokalisierung in 3D, wenn nur ein Sensor in einem 3D-Sensorarray von einer Störung betroffen ist. Die Störung wird hier als weißes Rauschen modelliert. Es wird unterschieden zwischen einer Lokalisierung mit und ohne Gewichtungsmodul.	67
5.11	Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene Abweichungen der Spulenpositionen.	69
5.12	Genauigkeit der Lokalisierung in 3D für verschiedene Abweichungen der Spulenpositionen.	70
5.13	Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene Abweichungen der Spulenorientierungen.	71
5.14	Genauigkeit der Lokalisierung in 2D bei gleichzeitiger Abweichung der Spulenorientierungen in Pitch θ und Yaw ψ	72
5.15	Genauigkeit der Lokalisierung in 3D für verschiedene Abweichungen der Spulenorientierungen.	73
5.16	Frequenzgänge des simulierten Fluxgate-Magnetometers und ME-Sensors. .	74
5.17	Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene Abweichungen der Bandbreite bei Lokalisierung eines Fluxgate-Sensors.	75
5.18	Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene Abweichungen der Resonanzfrequenz bei Lokalisierung eines ME-Sensors.	76
5.19	Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene Abweichungen der Bandbreite bei Lokalisierung eines ME-Sensors.	76
5.20	Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene Abweichungen der Resonanzfrequenz und Bandbreite bei Lokalisierung eines ME-Sensors. . .	77

5.21	Lokalisierungsfehler in 2D bei Bandbreitenabweichung eines Fluxgate-Sensors für verschiedene SNR-Bedingungen.	78
5.22	Lokalisierungsfehler in 2D bei Bandbreiten- und Resonanzfrequenzabweichung eines ME-Sensors für verschiedene SNR-Bedingungen.	79
5.23	Simulierte Bewegung des Sensors.	80
5.24	Ergebnisse der Echtzeitlokalisierung für einen sich bewegenden Fluxgate-Sensor für unterschiedliche Bewegungsdauern (d.h. unterschiedliche Geschwindigkeiten) und SNR-Bedingungen.	81
5.25	Ergebnisse der Echtzeitlokalisierung für einen sich bewegenden ME-Sensor für unterschiedliche Geschwindigkeiten und SNR-Bedingungen.	81
6.1	Hardwareaufbau zur Lokalisierung von magnetischen Sensoren. Außerhalb des Lokalisierungsgebiets (markiert durch die weiße Umrandung) sind Spulen platziert, welche orthogonale Signale aussenden.	83
6.2	Anrege-/Ausleseelektronik für die Lokalisierung. Es werden hier zwei Soundkarten parallel verwendet.	84
6.3	Typisches Rauschspektrum eines Fluxgate-Sensors, welcher mittig im Messaufbau positioniert wurde. Die 50 Hz-Störungen und Harmonische sind deutlich sichtbar.	86
6.4	Korrelation zwischen den Spulensignalen für den 2D-Fluxgate-Lokalisierungsaufbau.	87
6.5	Fixe Positions-/Orientierungspaare zur Evaluierung der Genauigkeit der Lokalisierung eines einachsigen Fluxgate-Magnetometers in 2D.	87
6.6	Lokalisierungsgenauigkeit eines einachsigen Fluxgate-Magnetometers in 2D.	88
6.7	Lokalisierungsergebnisse für eine Bewegung mit einem einachsigen Fluxgate-Magnetometer in 2D.	89
6.8	Korrelation zwischen den Signalen für den 3D-Fluxgate-Lokalisierungsaufbau.	90
6.9	Fixe Positions-/Orientierungspaare zur Evaluierung der Genauigkeit der Lokalisierung eines einachsigen Fluxgate-Magnetometers in 3D.	90
6.10	Lokalisierungsgenauigkeit eines einachsigen Fluxgate-Magnetometers in 3D.	91
6.11	Lokalisierungsergebnisse für eine Bewegung mit einem einachsigen Fluxgate-Magnetometer in 3D.	92
6.12	Fixe Positions-/Orientierungspaare zur Evaluierung der Genauigkeit der Lokalisierung eines 3D-Fluxgate-Magnetometers in 3D.	92
6.13	Lokalisierungsgenauigkeit eines 3D-Fluxgate-Magnetometers in 3D.	93
6.14	Lokalisierungsergebnisse für eine Bewegung mit einem 3D-Fluxgate-Magnetometer in 3D.	94
6.15	Rauschspektrum der verwendeten ME-Sensoren (Einzelsensoren), welche mittig im Messaufbau platziert wurden.	95
6.16	Korrelation zwischen den Spulensignalen für den 2D-ME-Lokalisierungsaufbau.	96

6.17	Fixe Positions-/Orientierungspaare zur Evaluierung der Genauigkeit der Lokalisierung eines ME-Sensors in 2D.	96
6.18	Lokalisierungsgenauigkeit eines ME-Sensors in 2D.	97
6.19	Lokalisierungsergebnisse für eine Bewegung mit einem einachsigen ME-Sensor in 2D.	98
6.20	Korrelation zwischen den Spulensignalen für den 2D-ME-Lokalisierungsaufbau im Dual-Mode-Betrieb.	98
6.21	Untersuchte Positions-/Orientierungspaare und Positionierung der Spule zum Generieren des künstlichen Herzsignals im Dual-Mode-Betrieb in 2D. .	100
6.22	Lokalisierungsgenauigkeit eines ME-Sensors (B4) in 2D bei klassischer Lokalisierung und im Dual-Mode-Betrieb.	101
6.23	Ausgesendetes und gemessenes (rekonstruiertes) Herzsignal. Die Signale sind jeweils normiert dargestellt, um eine bessere Vergleichbarkeit zu gewährleisten.	102
6.24	Korrelation zwischen den Spulensignalen für den 3D-ME-Lokalisierungsaufbau mit einem Einzelsensor.	103
6.25	Fixe Positions-/Orientierungspaare zur Evaluierung der Genauigkeit der Lokalisierung eines ME-Sensors in 3D.	104
6.26	Lokalisierungsgenauigkeit eines einachsigen ME-Sensor in 3D.	104
6.27	Lokalisierungsergebnisse für eine Bewegung mit einem einachsigen ME-Sensor in 3D.	105
6.28	Korrelation zwischen den Spulensignalen für den 3D-ME-Lokalisierungsaufbau mit einem 3D-Sensor.	106
6.29	Fixe Positions-/Orientierungspaare zur Evaluierung der Genauigkeit der Lokalisierung eines 3D-ME-Sensorarrays in 3D.	107
6.30	Lokalisierungsgenauigkeit eines 3D-ME-Sensorarrays in 3D.	107
6.31	Lokalisierungsergebnisse für eine Bewegung mit einem 3D-ME-Sensorarrays in 3D.	108
6.32	Piktogramm in einem konventionellen Ultraschallgerät.	109
6.33	Leistungsdichtespektren des 3D-Fluxgate-Arrays mit aus- und eingeschaltetem Ultraschallgerät. In der oberen Abbildung werden keine Magnetfelder über die Spulen generiert, in der unteren werden die Signale ausgesendet. .	110
6.34	Ergebnisse der Lokalisierung eines 3D-Fluxgate-Magnetometer-Arrays mit Ultraschallkopf.	111
6.35	Leistungsdichtespektren der drei Sensoren des ME-Sensorarrays mit aus- und eingeschaltetem Ultraschallgerät. In der oberen Abbildung werden keine Magnetfelder über die Spulen generiert, in der unteren werden die Signale ausgesendet.	112
A.1	Verwendete Fluxgate-Sensoren <i>FLC 100</i> und <i>FLC 100T</i> der Firma <i>Stefan Mayer Instruments</i>	I

A.2	Frequenzgänge der verwendeten Fluxgate-Magnetometer.	II
A.3	Halterung für den 3D-Fluxgate-Sensor, welcher aus drei einzelnen Fluxgate-Magnetometern (FLC 100 und FLC 100-T) zusammengesetzt ist.	III
B.1	Frequenzgänge der verwendeten ME-Sensoren in direkter Detektion bei $b_{\text{bias}} = 0 \text{ T}$	VI
B.2	Bestimmung der optimalen Parameter zum Auslesen des Sensors B4 im ΔE -Betrieb in der zweiten bzw. dritten Resonanzmode.	VII
B.3	Frequenzgang und Linearitätskurve des Sensors B4 in der dritten Resonanzmode im ΔE -Betrieb.	VII
B.4	Frequenzgänge und Foto des 3D-ME-Sensorarrays.	VIII
C.1	Graphische Benutzeroberfläche von KiRAT. Diese Ansicht ist primär für den Entwickler gedacht und zeigt die Gesamtstruktur von KiRAT. Einzelne Parameter können zur Laufzeit umgestellt oder ganze Module aktiviert oder deaktiviert werden.	XII
C.2	Zusätzliche graphische Benutzeroberfläche von KiRAT. Diese Ansicht ist auf den Anwender zugeschnitten. Hier ist beispielsweise eine Nachbildung des Lokalisierungsaufbaus sowie die geschätzte Position und Orientierung des Sensors bzw. der Sensoren zu sehen.	XII

Tabellenverzeichnis

3.1	Verstärkungsfaktoren der Spulenverstärkerkanäle.	25
3.2	Zusammenhang zwischen Magnetfeld im Inneren der Spule und Stromstärke bis etwa 10 kHz.	26
5.1	Mittlere Distanz und Standardabweichung der Leadfieldmatrixspaltenvektoren für vier verschiedene realisierbare Spulenanordnungen in 2D.	58
5.2	Mittlere Distanz und Standardabweichung der Leadfieldmatrixspaltenvektoren für zwei verschiedene realisierbare Spulenanordnungen in 3D.	59
6.1	Übersicht über die Signalparameter für die 2D-Fluxgate-Messungen.	86
6.2	Übersicht über die Signalparameter für die 3D-Fluxgate-Messungen.	89
6.3	Übersicht über die Signalparameter für die ME-Sensor-Lokalisierung.	95
6.4	Übersicht über die Ergebnisse der Messungen mit fixen Positions-/Orientierungspaaren.	113
A.1	Abstände und Winkel zwischen Referenzpunkt und magnetisch empfindlichen Elemente der drei einzelnen Fluxgate-Magnetometer des 3D-Sensors.	III
B.1	Resonanzfrequenzen, Empfindlichkeiten und Bandbreiten der hier verwendeten ME-Sensoren in direkter Detektion.	VI
B.2	Abstände und Winkel zwischen Referenzpunkt und magnetisch empfindlichen Elemente der drei einzelnen ME-Sensoren des 3D-Sensors.	IX

Abkürzungsverzeichnis

AD	Analog-Digital
AlN	Aluminiumnitrit
BM	Biegemode
bspw.	beispielsweise
bzw.	beziehungsweise
CDMA	<i>Code-Division-Multiple-Access</i> , Codevielfachzugriffsverfahren
DA	Digital-Analog
d.h.	das heißt
EB200	Magnetostriktive Multilagenschicht
EEG	Elektroenzephalographie
EKG	Elektrokardiographie
FDMA	<i>Frequency-Division-Multiple-Access</i> , Frequenzvielfachzugriffsverfahren
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> , schnelle Fourier-Transformation
HRT	<i>Head-Related Transfer Function</i> , räumliche kopfbezogene Impulsantwort
JFET	<i>Junction Field-Effect Transistor</i> , Sperrschicht-Feldeffekttransistor
KiRAT	Kiel Real-time Application Toolkit
ME	Magnetoelektrisch
MEG	Magnetoenzephalographie
MKG	Magnetokardiographie
MUSIC	Multiple signal classification

NLMS	Normalized-Least-Mean-Square
OPM	Optisch gepumptes Magnetometer
PCB	<i>Printed Circuit Board</i> , Platine
Poly-Si	Polysilizium
Pt	Platin
RM	Resonanzmode
SAW	<i>Surface-Acoustic-Wave</i> , akustische Oberflächenwellen
SFB	Sonderforschungsbereich
Si	Silizium
SiO ₂	Siliziumdioxid
SNR	Signal-zu-Rausch-Verhältnis
SQUID	<i>Super Conducting Quantum Interference Device</i> , supraleitendes Quanteninterferenzgerät
Ta	Tantal
TDMA	<i>Time-Division-Multiple-Access</i> , Zeitvielfachzugriffsverfahren
UKSH	Universitätsklinikum Schleswig-Holstein
w.E.	willkürliche Einheit
1D	Eindimensional
2D	Zweidimensional
3D	Dreidimensional

Notation

Konventionen

Um die Lesbarkeit dieser Arbeit zu gewährleisten, folgt die mathematische Notation in der vorliegenden Arbeit einigen grundsätzlichen Regeln, welche im Folgenden erläutert werden. Skalare Größen im Zeitbereich werden mit einem nicht fettgedruckten Kleinbuchstaben (z.B. x) dargestellt. Teilweise werden jedoch auch nicht fettgedruckte Großbuchstaben verwendet, wenn es sich beispielsweise um einen Material- oder Bauteilparameter handelt. Spektren werden grundsätzlich mit einem nicht fettgedruckten Großbuchstaben dargestellt, z.B. $X(j\omega)$. Grundsätzlich werden in dieser Arbeit zwei verschiedene Typen von Vektoren unterschieden. Der erste Typ besteht aus einer x , y und z Komponente, d.h. stellt einen Orts- oder Richtungsvektor dar und kann auch aus drei Winkelkomponenten bestehen. Er wird mittels Vektorpfeil, z.B. \vec{x} , markiert. Der zweite Typ besteht aus mehreren Eingangssignalen/-parametern und wird als fettgedruckter Kleinbuchstabe, z.B. \mathbf{x} , dargestellt. Matrizen werden mit einem fettgedruckten Großbuchstaben dargestellt, wie bspw. \mathbf{X} . In der folgenden Tabelle sind diese Regeln noch einmal zur besseren Übersicht zusammengefasst.

x	Skalar (nicht fettgedruckt, klein)
\vec{x}	Positions- oder Winkelvektor (nicht fettgedruckt, klein, mit Vektorpfeil)
\mathbf{x}	Vektor (fettgedruckt, klein)
X	Spektrale Größe (nicht fettgedruckt, groß)
\mathbf{X}	Matrix (fettgedruckt, groß)

Operationen und Operatoren

Die wichtigsten in dieser Arbeit verwendeten mathematischen Operationen sind in der folgenden Tabelle zusammengefasst.

$\arg\{\cdot\}$	Argument
$\arg\min\{\cdot\}$	Index des minimalen Wertes des Vektors
$E\{\cdot\}$	Erwartungswert
$\max\{\cdot\}$	Maximum eines Vektors

$\min\{\cdot\}$	Minimum eines Vektors
mod	Modulo-Operator
$\lceil \cdot \rceil$	Aufrunden eines Skalars auf die nächste ganze Zahl
$ x $	Betrag der Variable x
$\ \vec{x}\ _2$	L2-Norm des Vektors \vec{x}
$\langle \vec{x}, \vec{y} \rangle$	Skalarprodukt der Vektoren \vec{x} und \vec{y}
\mathbf{x}^T	Transponierte des Vektors \mathbf{x}
\mathbf{X}^\dagger	Pseudoinverse der Matrix \mathbf{X}

Symbolverzeichnis

Verzeichnis lateinischer Symbole

\mathbf{a}_i	Spaltenvektor der Leadfieldmatrix für Eingangsparameter i
a_{ij}	Leadfieldmatrixeintrag von Eingangsparameter i und potentiellm Positions-/Orientierungspaar j
\mathbf{A}	Leadfieldmatrix
$\vec{b}(t)$	Magnetfeld
b_{bias}	Bias-Feld
\hat{b}_d	Amplitude des Magnetfeldes des Nutzsignals
\hat{b}_{in}	Amplitude des anliegende Magnetfeldes
\hat{b}_l	Amplitude des Magnetfeldes des Lokalisierungssignals
\hat{b}_{out}	Amplitude des vom Sensor gemessenen Magnetfeldes
$b_r(t)$	Betrag des Magnetfeldes
$\vec{b}_{\text{Sp},\lambda}(\vec{r}_{\text{Sen},l}(t), t)$.	Magnetfeld der Spule λ am Ort $\vec{r}_{\text{Sen},l}(t)$ des Sensors l
$bw_{-3\text{dB}}$	-3 dB Bandbreite
$bw_{-6\text{dB}}$	-6 dB Bandbreite
$B(f)$	Magnetfeld in Abhängigkeit der Frequenz f
$\mathbf{c}(k)$	Kostenfunktion des Least-Mean-Square Algorithmus
$c_i(k)$	Wert der Kostenfunktion des Least-Mean-Square Algorithmus für Positions-/Orientierungspaar i
C_f	Rückkopplungskapazität
C_{Sp}	Wicklungskapazität einer Spule
\vec{d}_A	Richtungsvektor eines Arrays
d_e	Effektiver Spulendurchmesser
d_{max}	Maximaler Abstand zwischen den Spulen und dem entferntesten Punkt im Lokalisierungsgebiet
\vec{d}_{me}	Richtcharakteristik eines ME-Sensors

$\vec{d}_{p,j}$	Orientierungsvektor des potentiellen Positions-/Orientierungs-paares j
$\vec{d}_{p,j,l}^{\text{Sen}}$	Orientierungsvektor des Sensors l , falls das Array die Position und Orientierung des Paares j annimmt
$\vec{d}_{\text{Sen},l}$	Richtcharakteristik des Sensors l
\vec{d}_{λ}	Richtungsvektor der Spule λ
$\bar{e}_{o,j}$	Mittlerer Orientierungsfehler für das Positions-/Orientierungspaar j
$e_{o,j}(k)$	Fehler zwischen echter und geschätzter Position für das Positions-/Orientierungspaar j
$\bar{e}_{r,j}$	Mittlerer Positionsfehler für das Positions-/Orientierungspaar j
$e_{r,j}(k)$	Fehler zwischen echter und geschätzter Position für das Positions-/Orientierungspaar j
f_{ac}	Frequenz des Nutzsignals
$f_{\text{c,hp}}$	Grenzfrequenz eines Hochpassfilters
$f_{\text{c,tp}}$	Grenzfrequenz eines Tiefpassfilters
f_{ex}	Anregungsfrequenz
$f_{o,\lambda}^{\text{Sig}}$	Maximale Frequenz des Chirp-Signals für Spule λ
f_o^{SNR}	Maximale Frequenz zur Berechnung des SNRs
f_r	Resonanzfrequenz
f_s	Abtastfrequenz
$f_{u,\lambda}^{\text{Sig}}$	Minimale Frequenz des Chirp-Signals für Spule λ
f_u^{SNR}	Minimale Frequenz zur Berechnung des SNRs
\mathbf{F}_K	Zustandsübergangsmatrix des Kalman-Filters
$g_{\text{Eq},i}$	Gewichtungsfaktor zur Bestimmung der Amplitude des signalangepassten Filters i
$g_{\text{In},i}(k)$	Gewichtungsfaktor des Eingangsparameters i zur Berechnung der Kostenfunktion des Least-Mean-Square-Algorithmus
$\hat{g}_{V,\lambda}$	Verstärkungsfaktor des Spulenverstärkerkanals λ
$h_{\text{Eq},i}(t)$	Entzerrfilter
$h_{\text{me}}(t)$	Zeitabhängige ME-Sensor-Impulsantwort
$h_{\text{me}}(t, \Theta)$	Zeit- und winkelabhängige ME-Sensor-Impulsantwort
$h_{\text{me}}^{\text{TA}}(t, \Theta)$	Zeit- und winkelabhängige ME-Sensor-Impulsantwort (Konvertierung von Magnetfeld in Strom)
$h_{\text{me}}^{\text{TC}}(t, \Theta)$	Zeit- und winkelabhängige ME-Sensor-Impulsantwort (Konvertierung von Magnetfeld in Ladung)

$h_{\text{me}}^{\text{TV}}(t, \Theta)$	Zeit- und winkelabhängige ME-Sensor-Impulsantwort (Konvertierung von Magnetfeld in Spannung) inklusive Ladungsverstärker
$h_{\text{Sen},l}(t)$	Impulsantwort des Sensors l
$\hat{h}_{\text{Sen},l}(n)$	Geschätzte Impulsantwort des Sensors l
$h_{\text{Sp},\lambda}(t)$	Impulsantwort der Spule λ
$\hat{h}_{\text{Sp},\lambda}(n)$	Geschätzte Impulsantwort der Spule λ
\mathbf{H}_{K}	Messmatrix des Systems des Kalman-Filters
i	Eingangsparameterindex
$i_{\text{me}}(t)$	Sensorstrom
$i_{\text{Sp}}(t)$	Spulenstrom
$\mathbf{I}_{N_{\text{m}}}$	Einheitsmatrix der Größe $N_{\text{m}} \times N_{\text{m}}$
$I_{\text{Sp}}(j\omega)$	Frequenzabhängiger Spulenstrom
j	Index des potentiellen Positions-/Orientierungspaars
k	Abtastindex des signalangepassten Filters
l	Sensorindex
L_{Ex}	Signallänge
L_{Mf}	Länge des signalangepassten Filter
L_{Sp}	Spuleninduktivität
L_{w}	Fensterlänge
LOD	Detektionslimit
$m_i(k)$	Abgetastetes Ausgangssignal des signalangepassten Filters
$\tilde{m}_{\lambda}(k)$	Betrag des Magnetfeldes für Spule λ geschätzt über die Ausgänge des signalangepassten Filters
$\vec{m}_{\lambda}(t)$	Magnetisches Dipolmoment der Spule λ
n	Diskreter Zeitindex
$\mathbf{n}_{\text{M}}(k)$	Messrauschen des Kalman-Filters
$\mathbf{n}_{\text{P}}(k)$	Prozessrauschen des Kalman-Filters
N_{Con}	Anzahl an Positions-/Orientierungspaaren zur Aufstellung des neuen Lokalisierungsgebietes
N_{FFT}	Länge der FFT
N_{Frame}	Rahmenlänge
N_{In}	Anzahl Eingangsparameter
N_{it}	Maximale Anzahl an Iteration bei der iterativen Lokalisierung
N_{M}	Anzahl an Messvariablen des Kalman-Filters
N_{meas}	Anzahl an Ergebnissen pro Messung

N_{Mf}	Anzahl an berücksichtigten Werten um den Abtastzeitpunkt des signalangepassten Filters
N_{mp}	Anzahl an Positions-/Orientierungspaaren in einer Messreihe
N_{noise}	Anzahl an Stützstellen zur Berechnung der Rauschleistung aus dem Sensoreingangsdichtespektrum
N_{P}	Anzahl an potentiellen Positions-/Orientierungspaaren
N_{Sen}	Anzahl Sensoren
N_{Sp}	Anzahl Spulen
N_{Step}	Anzahl an betrachteten Schrittweiten
N_{x}	Anzahl an verschiedenen x-Werten
N_{y}	Anzahl an verschiedenen y-Werten
N_{W}	Windungszahl
N_{z}	Anzahl an verschiedenen z-Werten
N_{φ}	Anzahl an verschiedenen φ -Werten
N_{θ}	Anzahl an verschiedenen θ -Werten
N_{ψ}	Anzahl an verschiedenen ψ -Werten
$\hat{\mathbf{p}}(k)$	Geschätzte Sensorposition und -orientierung
$\hat{\mathbf{p}}_{\text{enh}}(k)$	Verbesserte Schätzung der Sensorposition und -orientierung durch das Kalman-Filter
\mathbf{p}_j	Potentiell Position-/Orientierungspaar j
$\tilde{\mathbf{p}}_{\text{K}}(k)$	Vorhersage des Messergebnisses des Kalman-Filter
\mathbf{P}	Potentielle Positions-/Orientierungspaare
P_{n}	Rauschleistung
P_{s}	Signalleistung
$P_{\text{s+n}}$	Sensoreingangsleistung
$q_{\text{me}}(t)$	Sensordladung
$\mathbf{Q}_{\text{K}}(k)$	Prozessrauschkovarianzmatrix (Kalman-Filter)
$\vec{r}_{\text{A}}(t)$	Ortsvektor des Arraybezugspunktes
$\vec{r}_{\text{A,Sen},l}$	Ortsvektor des Sensors l relativ zum Arraybezugspunkt
$\vec{r}_{\text{Sen},l}(t)$	Ortsvektor des Sensors l
$\vec{r}_{\text{Sen},l,o}^{\text{V}}$	Ortsvektor des Voxels o auf dem Sensor l
$\vec{r}_{\text{Sen,Sp},l,\lambda}(t)$	Distanzvektor zwischen Sensor l und Spule λ
$\vec{r}_{\text{Sp},\lambda}(t)$	Ortsvektor der Spule λ
$r_{\text{Sp},\lambda}^{\text{x}}$	x-Position der Spule λ
$r_{\text{Sp},\lambda}^{\text{y}}$	y-Position der Spule λ
$r_{\text{Sp},\lambda}^{\text{z}}$	z-Position der Spule λ
$\vec{r}'_{\text{Sp},\lambda}$	Positionsvektor auf dem Draht der Spule λ
$\vec{r}_{\text{p},j}$	Positionsvektor des potentiellen Positions-/Orientierungspaars j

$\vec{r}_{p,j,l}^{\text{Sen}}$	Position des Sensors l , falls das Array die Position und Orientierung des Paares j annimmt
\vec{r}_{tri}	Geschätzte Position des Sensorarrays über den Trilaterationsalgorithmus
$r_{\lambda}(k)$	Radius einer Kugel aufgespannt um die Spule λ
R_{f}	Rückkopplungswiderstand
\mathbf{R}_j	Rotationsmatrix für das Positions-/Orientierungspaar j
$\mathbf{R}_{\text{K}}(k)$	Messrauschkovarianzmatrix des Kalman-Filters
R_{Sp}	Spulenwiderstand
$\mathbf{s}_{\text{K}}(k)$	Zustand des Systems des Kalman-Filters
$\tilde{\mathbf{s}}_{\text{K}}(k)$	Vorhergesagter Zustand des Systems des Kalman-Filters
$s_{\tilde{x}_{\text{Eq},i},x_{\text{Eq},i}}(\kappa)$	Kreuzkorrelation der Signale $\tilde{x}_{\text{Eq},i}(n)$ und $x_{\text{Eq},i}(n)$
$s_{\tilde{x}_{\text{Eq},i},\tilde{x}_{\text{Eq},i}}(\kappa)$	Autokorrelation des Signals $\tilde{x}_{\text{Eq},i}(n)$
$S_{\text{el}}(f)$	Elektrische Empfindlichkeit des Sensors
$S_{\text{me}}(f)$	Empfindlichkeit des ME-Sensors
$\hat{S}_{\text{nn},l}(\mu, k)$	Leistungsdichtespektrum des Rauschsignals des Sensors l
$\hat{S}_{\text{s+n s+n},l}(\mu, k)$...	Leistungsdichtespektrum des Eingangssignals des Sensors l
$\tilde{\mathbf{S}}_{\text{K}}(k)$	Vorhergesagte Zustandskovarianzmatrix des Systems des Kalman-Filters
S_{v}	Spannungsempfindlichkeit des Sensors
SNR	Signal-zu-Rausch-Verhältnis
$SNR_{\text{max}}^{\text{dB}}$	Obere Grenze des SNRs in dB für die Bestimmung der Gewichtungsfaktoren
$SNR_{\text{min}}^{\text{dB}}$	Untere Grenze des SNRs in dB für die Bestimmung der Gewichtungsfaktoren
t	Kontinuierlicher Zeitindex
T_{ex}	Dauer/Länge des gesamten Anregungssignals
T_{meas}	Messzeit für jedes Positions-/Orientierungspaar
T_{Sp}	Dauer/Länge eines Spulensignals
T_{w}	Fensterlänge in Sekunden
\hat{u}_{ex}	Anregungsamplitude
$u_{\text{ex}}(t)$	Elektrisches Anregungssignal des ME-Sensors
$u_{\text{in}}(n)$	Digitales Sensoreingangssignal
$u_{\text{in}}(t)$	Gemessene Sensorspannung
$u_{\text{Sp}}(t)$	Spulenspannung
$U_{\text{in}}(f)$	Frequenzabhängiger Sensorausgang
$\mathbf{U}_{\text{K}}(k)$	Innovationskovarianzmatrix des Kalman-Filters

$U_{\text{Sp}}(j\omega)$	Frequenzabhängige Spulenspannung
$w(k)$	Fensterfunktion
$\mathbf{W}_K(k)$	Filterverstärkungsmatrix des Kalman-Filters
$x_{\text{am}}(n)$	Amplitudeninformation des demodulierten Sensorsignals
$\hat{x}_{\text{enh},j}(k)$	Geschätzte x-Position des Sensors
$\mathbf{x}_{\text{Eq}}(n)$	Entzerrte/angepasste Anregungssignale
$\tilde{x}_{\text{Eq},i}(n)$	Entzerrtes Anregungssignal (ohne Gewichtung)
$\mathbf{x}_{\text{Ex}}(n)$	Spulensignale
\hat{x}_{Ex}	Anregungsamplitude der Spulen
$x_{\text{Ex},\lambda}(n)$	Kurzes Signal der Spule λ
x_{max}	Maximaler x-Wert des Lokalisierungsgebietes
$x_{\text{max}}^{\text{it}}$	Maximaler x-Wert des Lokalisierungsgebietes nach der iterativen Verfeinerung
x_{min}	Minimaler x-Wert des Lokalisierungsgebietes
$x_{\text{min}}^{\text{it}}$	Minimaler x-Wert des Lokalisierungsgebietes nach der iterativen Verfeinerung
$x_{\text{Mf},i}(n)$	Ausgangssignal des signalangepassten Filters
$x_{\text{Mf},i}^{\text{max}}(k)$	Maximum des signalangepassten Filters
$x_{\text{Mf},i}^{\text{min}}(k)$	Minimum des signalangepassten Filters
$x_{\text{pm}}(n)$	Phaseninformation des demodulierten Sensorsignals
$\mathbf{x}_{\text{Sen}}(n)$	Sensoreingangssignale
$x_{\text{Sen},j}$	x-Position des Sensors in der Messung j
$x_{\text{Sen},l}(n)$	Eingangssignal des Sensors l
$\mathbf{x}_{\text{Sp}}(n)$	Anregungssignale der Spulen
$x_{\text{Sp},\lambda}(n)$	Anregungssignal der Spule λ
$\hat{y}_{\text{enh},j}(k)$	Geschätzte y-Position des Sensors
$y_{\text{Sen},j}$	y-Position des Sensors in der Messung j
$Y_{\text{me}}(\omega_{\text{ex}}, \vec{b}(t))$...	Leitwert des ME-Sensors bei Anregungskreisfrequenz ω_{ex} und Magnetfeld $\vec{b}(t)$
$\hat{z}_{\text{enh},j}(k)$	Geschätzte z-Position des Sensors
$z_{\text{Sen},j}$	z-Position des Sensors in der Messung j
$Z_{\text{Sp}}(j\omega)$	Frequenzabhängige Spulenimpedanz

Verzeichnis griechischer Symbole

γ_K	Gewichtungsvektor des Kalman-Filters
$\Delta a_{j_1 j_2}$	Abstand zwischen den Leadfieldmatrixspaltenvektoren \mathbf{a}_{j_1} und \mathbf{a}_{j_2}
Δo	Orientierungsauflösung
Δr	Positionsauflösung
Δt	Diskreter Zeitschritt zwischen zwei Messzeitpunkten (Kalman-Filter)
Δx	Schrittweite in x-Richtung
Δy	Schrittweite in y-Richtung
Δz	Schrittweite in z-Richtung
$\Delta \theta$	Schrittweite in θ -Richtung
$\Delta \varphi$	Schrittweite in φ -Richtung
$\Delta \psi$	Schrittweite in ψ -Richtung
θ	Pitch-Winkel
$\hat{\theta}_{\text{enh},j}(k)$	Geschätzter θ -Winkel des Sensors in der Messung j
$\theta_{\text{Sen},j}$	θ -Winkel des Sensors in der Messung j
θ_{tilt}	Verkipfungswinkel des Sensors (Elevation)
$\vec{\Theta}_{\text{A,Sen},l}$	Orientierung des Sensors l relativ zur Orientierung des Arrays
Θ_b	Winkel mit dem das Magnetfeld auf den Sensor trifft
$\vec{\Theta}_{p,j}$	Orientierungsvektor des potentiellen Positions-/Orientierungs-paares j
λ	Spulenindex
Λ_o	Gewichtungsfaktor des Voxels o auf dem magnetisch empfindlichen Element des Sensors
μ_l	Untere Frequenz zur Berechnung des SNRs
μ_{max}	Maximale Frequenz des Signals
μ_{min}	Minimale Frequenz des Signals
μ_r	Permeabilitätszahl
μ_u	Obere Frequenz zur Berechnung des SNRs
μ_0	Permeabilität des Vakuums
$\nu_K(k)$	Differenz zwischen vorhergesagtem und tatsächlichem Messergebnis des Kalman-Filters
ρ_n	Magnetische Rauschdichte

$\sigma_M^2(k)$	Varianz des Messrauschens des Kalman-Filters
$\sigma_P^2(k)$	Varianz des Prozessrauschens des Kalman-Filters
$\sigma_S^2(k)$	Varianz der (initialen) Zustandmatrix des Kalman-Filters
φ	Roll-Winkel
$\hat{\varphi}_{\text{enh},j}(k)$	Geschätzter φ -Winkel des Sensors
$\varphi_{\text{Sen},j}$	φ -Winkel des Sensors in der Messung j
φ_{tilt}	Verkipfungswinkel des Sensors (Azimuth)
ψ	Yaw-Winkel
$\hat{\psi}_{\text{enh},j}(k)$	Geschätzter ψ -Winkel des Sensors
$\psi_{\text{Sen},j}$	ψ -Winkel des Sensors in der Messung j
ω_{ex}	Anregungskreisfrequenz

Kapitel 1

Einleitung

In der vorliegenden Dissertation wird ein System zur Lokalisierung magnetischer Sensoren in Echtzeit vorgestellt und evaluiert. Das System ist dabei möglichst generisch gehalten und funktioniert prinzipiell mit jeglicher Art von magnetischen Sensoren. Nichtsdestotrotz liegt der Hauptfokus dieser Arbeit auf der Lokalisierung magnetoelektrischer Sensoren. Zusätzlich werden zu Evaluations- und Vergleichszwecken Fluxgate-Magnetometer verwendet. In diesem Kapitel wird zunächst die Thematik motiviert und diese Arbeit in einen aktuellen Kontext gesetzt. Abschließend wird die Gliederung dieser Arbeit vorgestellt.

1.1 Motivation

Methoden zur Messung bioelektrischer und biomagnetischer Felder wie beispielsweise die Elektro-/Magnetoenzephalographie (EEG/MEG) oder die Elektro-/Magnetokardiographie (EKG/MKG) haben eine große Bedeutung im klinischen Alltag. Neben Informationen, die direkt aus den Signalen extrahiert werden können, kann mit Hilfe dieser außerhalb des Körpers gemessenen Signale auf die elektrophysiologischen Prozesse innerhalb des Körpers zurückgeschlossen werden [Bai01]. Dies geschieht durch die Lösung eines sogenannten inversen Problems, welches mit Hilfe verschiedenster Algorithmen durchgeführt werden kann [Bai01].

Im Vergleich zu elektrischen Messmethoden sind die magnetischen Methoden im klinischen Alltag weniger stark verbreitet [Fen05]. Jedoch bieten sie einige Vorteile, wie beispielsweise eine höhere räumliche Auflösung und kontaktlose Messungen, was zu einer kürzeren Vorbereitungszeit für die Messungen führt [Ree19; Fen05]. Des Weiteren lässt der menschliche Körper die Magnetfelder nahezu ungehindert passieren, während die elektrischen Signale durch die verschiedenen Gewebearten verändert werden [Zhu22]. Darüber hinaus können die magnetischen Messungen als Ergänzung zu den elektrischen Messungen verwendet werden, was insbesondere bei der Messung von Hirnströmen, d.h. EEG/MEG, von Vorteil ist [Bai01]. Die Messung biomagnetischer Signale wird auch heutzutage noch hauptsächlich mit SQUIDs (supraleitende Quanteninterferenzgeräte, *engl.:*

Superconducting Quantum Interference Devices) durchgeführt [Zhu22]. Allerdings sind SQUIDs durch die Notwendigkeit einer magnetischen Schirmung sowie einer Kühlung der Sensoren [Zhu22] für den klinischen Alltag nicht praktikabel und werden nur in ausgewählten Universitätskliniken und Forschungseinrichtungen verwendet. Darüber hinaus gibt es jedoch viele weitere magnetische Sensorkonzepte, die aufgrund ihrer Empfindlichkeit und Bandbreite eine vielversprechende Alternative zu SQUID-Sensoren darstellen und bereits zur Messung biomagnetischer Signale eingesetzt werden. Hierzu zählen beispielsweise optisch gepumpte Magnetometer (OPMs) [Zhu22] und magneto-resistive Sensoren [Shi19].

Die im Sonderforschungsbereich (SFB) 1261 erforschten magneto-elektrischen Sensoren stellen ebenfalls eine vielversprechende Alternative zur Messung von Magnetfeldern geringer Amplitude dar. Das angestrebte Ziel ist die Messung biomagnetischer Signale, ebenso wie die dazugehörige Lösung verschiedenster inverser Probleme.

Zur Lösung eines inversen Problems ist neben der Qualität der gemessenen Signale die Kenntnis über die Position und Orientierung des messenden Sensors essentiell [Zet18]. Verschiedene Signalverarbeitungsverfahren zur Verbesserung der Signalqualität magneto-elektrischer Sensoren wurden bereits detailliert in [Ree17a] untersucht. Die vorliegende Arbeit fokussiert sich auf die Bestimmung der Position und Orientierung magnetischer Sensoren. Der Fokus liegt dabei auf magneto-elektrischen Sensoren. Die Informationen über Position und Orientierung der Sensoren können im weiteren Schritt der verbesserten Lösung inverser Probleme dienen.

Darüber hinaus kann die Lokalisierung auch als alleinstehende Anwendung verwendet werden. Insbesondere in Situationen, in denen optische Verfahren zur Positions- und Orientierungsbestimmung nicht möglich sind, wenn beispielsweise der Sichtkontakt unterbrochen wird, kann ein magnetisches Verfahren vorteilhaft sein. Dazu können die Sensoren an dem zu lokalisierenden Objekt befestigt werden. Durch die Lokalisierung des Sensors kann auf die Position und Orientierung des Objektes geschlossen werden. Dieses ist in dieser Arbeit am Beispiel eines Ultraschallkopfes demonstriert (vgl. Kapitel 6.3).

1.2 Einordnung der Arbeit

Verfahren zur magnetischen Lokalisierung finden in verschiedenen Bereichen Anwendung. Im Vergleich zu anderen Lokalisierungsverfahren hat die magnetische Lokalisierung einige Vorteile. So durchdringt das Magnetfeld die meisten Materialien (außer ferromagnetische Materialien) nahezu ohne Interaktion, d.h. die Lokalisierung ist unabhängig von der (teilweise zeitvarianten) Umgebung [Dum17]. Zudem entsteht keine Problematik der Mehrwegeausbreitung und es ist kein Sichtkontakt mit dem zu lokalisierenden Objekt nötig [Mos17].

Es gibt zahlreiche unterschiedliche Arten der magnetischen Lokalisierung, die sich sowohl in der Art des verwendeten Algorithmus unterscheiden als auch in der Anzahl an benötigten bzw. verwendeten Sendern und Empfängern.

Als Quellen werden meist entweder Permanentmagneten oder Spulen verwendet, die als magnetischer Dipol modelliert werden können [Mos17; Hu12]. Als Empfänger können klassische Magnetfeldsensoren verwendet werden [Hu05]. In der Literatur werden zudem häufig Empfängerspulen verwendet, die mittels Induktion die Signale der Sendespulen messen [Dum17].

In vielen Arbeiten werden Algorithmen verwendet, die eine Kostenfunktion minimieren und meistens auf eine gute erste Schätzung der Position und Orientierung angewiesen sind [Mos17]. Der Nachteil dieser Art von Algorithmen ist die Notwendigkeit einer akkuraten initialen Schätzung der Position und Orientierung, da der Algorithmus ansonsten in lokalen Minima der Kostenfunktion stagnieren kann [Dum17]. So wird beispielsweise oft der Levenberg-Marquardt-Algorithmus verwendet, welcher ein nichtlinearer Abwärtsminimierungsalgorithmus ist [Hu05].

Bei Verwendung von dreidimensionalen Sendern und/oder Empfängern können die verwendeten Algorithmen oft vereinfacht werden [Dum17]. So werden beispielsweise in [Hu12] drei zueinander orthogonale Sendespulen verwendet, die mit Signalen verschiedener Frequenz angeregt und dessen Signale über eine dreidimensionale Empfängerspule aufgenommen werden. Mit diesen Informationen kann eine erste Schätzung der Position und Orientierung erfolgen, welche über einen Optimierungsalgorithmus verbessert wird. In [Pap01] wird ein dreidimensionales Empfängerspulenarray und ein zweidimensionales Sendespulenarray verwendet, über welches ein sich rotierendes Magnetfeld erzeugt wird. So können hier mittels einfacher Berechnungen die Position und Orientierung des Sensors bestimmt werden, ohne eine Kostenfunktion minimieren zu müssen. Ein ähnlicher Ansatz wird in [Ge12] verfolgt, hier werden jedoch zwei zueinander orthogonale Spulen verwendet, die individuell mechanisch rotiert werden können. Nichtsdestotrotz können dreidimensionale Sender-/Empfängerarrays in einigen Applikationen unpraktisch sein, da diese z.B. mehr Platz einnehmen [Dum17; Mos17].

Meistens wird der Sender lokalisiert, wobei die Empfänger fixe Positionen und Orientierungen aufweisen [Mos17]. Bei [Pfe18; Pfe20] werden hingegen die Sensoren lokalisiert, während mehrere Spulen mit fixen Positionen und Orientierungen am Kopf platziert werden. Das vorgestellte System zur Lokalisierung kann während der MEG-Aufnahme die Position des Kopfes schätzen [Pfe20]. Allerdings ist hier noch keine direkte Echtzeitimplementierung geschehen [Pfe20]. Viele der in der Literatur vorgestellten Lokalisierungsalgorithmen werden als echtzeitfähig deklariert [Dum17; Hu12]. Nichtsdestotrotz wird selten genauer auf die Umsetzung und die tatsächliche Rechenlast eingegangen.

Zudem gibt es bereits kommerzielle Systeme zur magnetischen Lokalisierung [Mos17], wie beispielsweise die elektromagnetischen Trackingsysteme der Firmen Polhemus [Pol] und NDI [NDI].

In dieser Arbeit wird der Fokus auf die Lokalisierung magnetoelektrischer Sensoren gelegt, wobei das vorgestellte System für die meisten magnetischen Sensorarten funktioniert. Es gibt keine Notwendigkeit eines dreidimensionalen Senders oder Empfängers, so-

dass das vorgestellte System für ein breites Hardwarespektrum angewendet werden kann. Es wird eine komplette Signalverarbeitungskette vorgestellt, die robust auch bei vorhandenen Störungen funktioniert. Des Weiteren wird hier der Fokus auf die Echtzeitfähigkeit des Systems gelegt.

1.3 Aufbau der Arbeit

Diese Arbeit gliedert sich in sieben Hauptkapitel. In Kapitel 2 werden die Grundlagen der magnetoelektrischen Sensoren sowie die hier verwendeten Sensorarten und Ausleseverfahren beschrieben. Kapitel 3 befasst sich mit der Beschreibung des Vorwärtsmodells. In Kapitel 4 wird die Signalverarbeitungskette zur Lokalisierung beschrieben. Die simulative Evaluierung des Gesamtsystems ist in Kapitel 5 zu finden, die erzeugten Messergebnisse sowie die dazugehörige Evaluierung in Kapitel 6. Die gewonnen Erkenntnisse aus dieser Arbeit werden in Kapitel 7 zusammengefasst und es wird mit einem möglichen Ausblick abgeschlossen. Der Anhang teilt sich wiederum in drei Kapitel, die ergänzende Informationen zu einzelnen, im Hauptteil behandelten Themengebieten liefern.

Kapitel 2

Magnetoelektrische Sensoren

In diesem Kapitel werden die Grundlagen magnetoelektrischer Sensoren vorgestellt. Nach der Erläuterung des magnetoelektrischen Effektes wird die in dieser Arbeit verwendete Sensorart beschrieben sowie die verschiedenen verwendeten Ausleseverfahren der Sensoren vorgestellt und ein Einblick in die Richtcharakteristik der Sensoren gegeben.

2.1 Magnetoelektrischer Effekt

Die im SFB 1261 erforschten Sensoren messen magnetische Felder mit Hilfe des sogenannten magnetoelektrischen Effektes. Der magnetoelektrische Effekt beschreibt die Kopplung zwischen elektrischen und magnetischen Eigenschaften eines Materials [Fie05]. Hierbei lässt sich zwischen dem magnetoelektrischen Effekt, welcher in einphasigen Materialien beobachtet werden kann, und dem magnetoelektrischen Effekt, welcher in Kompositmaterialien, d.h. mehrphasigen Materialien, in Erscheinung tritt, unterscheiden [Fie05].

In Abbildung 2.1 ist das Zusammenspiel verschiedener Materialparameter schematisch dargestellt. Es gibt verschiedene ferroische Eigenschaften, hier dargestellt sind Ferromagnetismus, Ferroelektrizität und Ferroelastizität [Spa05]. Weist ein Material mehrere dieser ferroischen Eigenschaften auf, wird es als multiferroisch bezeichnet [Spa05]. Der magnetoelektrische Effekt in einphasigen Materialien beschreibt die elektrische Polarisierung eines Materials durch ein anliegendes magnetisches Feld [Fie05; Nan08]. Der magnetoelektrische Effekt ist relativ schwach, insbesondere bei Raumtemperatur [Spa05]. Dieses kann umgangen werden, indem Kompositmaterialien verwendet werden, die aus (mindestens) einer magnetostriktiven und einer piezoelektrischen Phase bestehen [Fie05]. Hierbei führt ein anliegendes Magnetfeld zu einer Verformung des magnetostriktiven Materials, welche über das piezoelektrische Material in eine elektrische Polarisierung umgewandelt wird [Fie05]. Dieser magnetoelektrische Kompositeffekt weist im Vergleich zum magnetoelektrischen Effekt in einphasigen Materialien um mehrere Größenordnungen höhere Amplituden auf [Fie05; Nan08]. Da in dieser Arbeit mit aus Kompositmaterialien bestehenden Sensoren gearbeitet wird, wird er im Folgenden nur als magnetoelektrischer Effekt

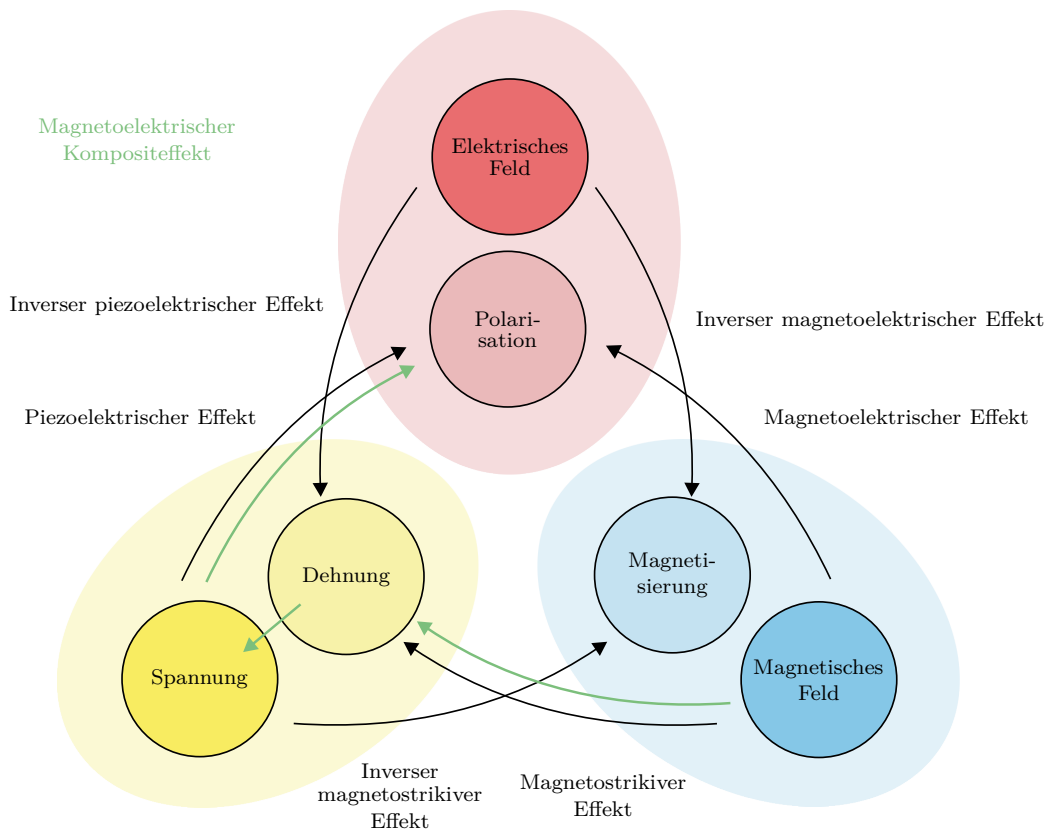


Abbildung 2.1: Veranschaulichung des magnetoelektrischen Effektes. Adaptiert nach [Spa05; Dur19; Ree17a].

bezeichnet. Der magnetoelektrische Effekt wird in Resonanz verstärkt. Dabei kann es sich um elektromechanische, ferromagnetische oder magnetoakustische Resonanzen handeln [Nan08].

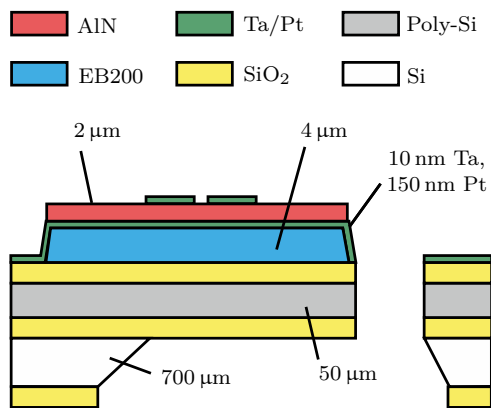
2.2 Verwendete Sensoren

Im Rahmen des SFB 1261 werden verschiedene Sensorprinzipien auf Basis des magnetoelektrischen Effektes erforscht. Prinzipiell ist das in dieser Arbeit vorgestellte System zur Lokalisierung magnetischer Sensoren für alle Arten von magnetischen Sensoren und somit auch für alle entwickelten Sensortypen im SFB 1261 möglich. Werden die Sensoren als Blackbox betrachtet, unterscheiden sie sich dabei hauptsächlich in Resonanzfrequenz, Bandbreite und Art des Ausleseverfahrens.

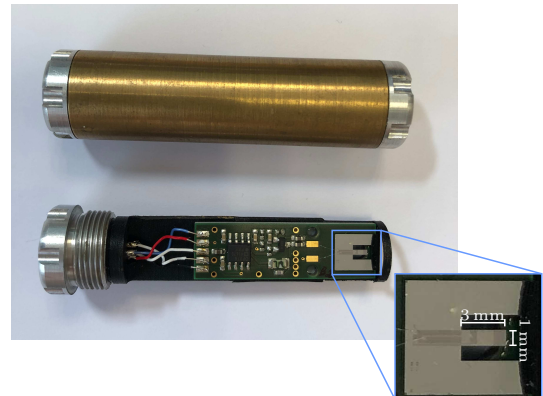
Als Sensorbeispiele sind Sensoren auf Basis von akustischen Oberflächenwellen (*Surface Acoustic Wave, SAW*) [Kit18; Mey21] oder elektrisch modulierte Sensoren [Hay19] zu nennen. Die SAW-Sensoren nutzen Interdigitalelektroden zum Senden und Empfangen von akustischen Oberflächenwellen [Kit18]. Änderungen in den elastischen Eigenschaften der magnetischen Schicht zwischen den Elektroden führen dabei zu einer Verzögerung

des Sendesignals [Kit18], wodurch am Sensor anliegende Magnetfelder gemessen werden können. Die elektrisch modulierten Sensoren basieren auf dem inversen magnetoelektrischen Effekt [Hay19]. Hierbei wird der Sensor elektrisch in Resonanz angeregt, was zu einer hohen mechanischen Auslenkung des Sensors führt. Dieses wiederum erwirkt eine Magnetisierung des Sensors, sodass ein Signal in der Auslesespule induziert wird [Hay19]. Ein anliegendes Magnetfeld führt zu einer Modulation dieses Signals [Hay19].

In dieser Arbeit wurden Exchange-Bias- ΔE -Effekt-Sensoren verwendet [Spe21a]. Der Aufbau¹ sowie ein Bild der Sensoren² sind in Abbildung 2.2 dargestellt. Hierbei handelt es sich um einen Biegebalken bestehend aus Polysilizium (Poly-Si), umgeben von einem Silizium (Si) Rahmen (vgl. Abbildung 2.2(b)) [Spe21a]. Der Biegebalken ist 3 mm lang, 1 mm breit und 50 μm dick. Auf dem Biegebalken ist eine 4 μm dicke magnetostruktive Multilagenschicht ($20 \times \text{EB200}$ ³) sowie eine 2 μm dicke piezoelektrische Schicht bestehend aus Aluminiumnitrid (AlN) aufgebracht [Spe21a]. Die piezoelektrische Schicht ist oben und unten von zwei Elektroden zusammengesetzt aus Tantal/Platin (Ta/Pt) umgeben. Der Sensor ist auf einer Platine (*Printed Circuit Board*, PCB) aufgebracht und an einen Sperrschicht-Feldeffekttransistor (*Junction Field Effect Transistor*, JFET) Ladungsverstärker [Dur17a] angeschlossen. Die Rückkopplungskapazität des Verstärkers beträgt $C_f = 33 \text{ pF}$ und der Rückkopplungswiderstand $R_f = 5 \text{ G}\Omega$ [Spe21a]. Um den Sensor mechanisch zu schützen und elektrisch zu schirmen, ist der Sensor von einem Messingzylinder umschlossen [Spe21a]. Dieser Messingzylinder wirkt als Tiefpassfilter mit einer



(a) Schichtaufbau der Sensoren¹.



(b) Sensor umschlossen vom Messingzylinder (oben) sowie ohne Messingzylinder (unten).

Abbildung 2.2: (a) Schemazeichnung der hier verwendeten Exchange-Bias- ΔE -Effekt-Sensoren. (b) Foto der Sensoren.

¹Die Sensoren wurden von Christine Kirchhof (SFB 1261, Projekt Z1) hergestellt. Die Zeichnung sowie die Beschreibung des Schichtaufbaus sind dem zur Verfügung gestellten Datenblatt entnommen.

²Die Elektronik und der restliche Hardwareaufbau wurden von Phillip Durdaut (SFB 1261, Projekt B1) und Jens Reermann (SFB 1261, Projekt B2) umgesetzt.

³Material EB200 besteht aus $\text{Ta/Cu/Mu}_{70}\text{Ir}_{30}\text{Fe}_{70,2}\text{Co}_{7,8}\text{Si}_{12}\text{B}_{10}$

-3 dB-Grenzfrequenz von ca. 1,5 kHz [Spe21a].

Üblicherweise benötigen die magnetoelektrischen Sensoren ein externes Bias-Feld, um im optimalen Arbeitspunkt operieren zu können [Lag12]. Dies kann umgangen werden, indem ein sogenanntes Exchange-Bias-Feld im Sensor erzeugt wird [Lag12]. Dazu wird die magnetische Multilagenschicht unter Anlegen eines starken Magnetfeldes getempert, welches in einem Winkel von 55° relativ zur langen Achse des Sensors angelegt wird [Spe21a]. Die Kopplung aus ferromagnetischen und antiferromagnetischen Schichten führt zu einer Verschiebung der Magnetisierungskurve des Sensors, dies entspricht dem Exchange-Bias-Feld [Lag12].

Die als Biegebalken realisierten Sensoren weisen verschiedene Eigenmoden auf. Als wichtigste sind hier die Biegemoden sowie die Torsionsmoden [Spe21b] zu nennen. Die hier verwendeten Sensoren werden hauptsächlich in ihren ersten beiden Biegemoden betrieben, welche im Folgenden als BM1 und BM2 bezeichnet werden. In Abbildung 2.3 ist schematisch das Elektrodendesign auf der Oberseite des Sensors gezeigt. Die Elektroden E1 und E2 sind dabei an die ersten beiden Biegemoden des Sensors angepasst. Die meisten der hier verwendeten Sensoren sind ausschließlich mit der Elektrode E1 verbunden, da die Sensoren in der ersten Mode ausgelesen werden. Beim Sensor B4 hingegen sind beide Elektroden verbunden, um hier die Signale in beiden Moden gleichzeitig auslesen zu können. BE bezeichnet die großflächig ausgeführte untere Elektrode des Sensors (siehe Abbildung 2.2(a)).

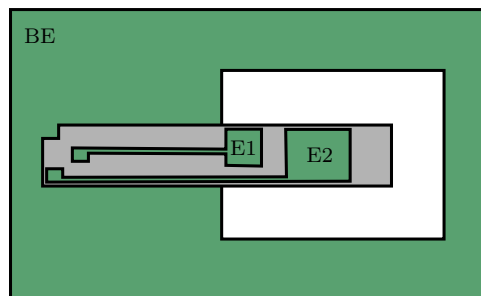


Abbildung 2.3: *Elektrodendesign der hier verwendeten Sensoren⁴.*

Zusätzlich zu den magnetoelektrischen Sensoren (ME-Sensoren) wurden zu Vergleichszwecken Fluxgate-Magnetometer der Firma Stefan Mayer Instruments verwendet [Ste]. Die Beschreibung der Funktionsweise sowie die Charakterisierung dieser Sensoren sind in Anhang A zu finden.

2.3 Verwendete Ausleseverfahren

Die verwendeten ME-Sensoren lassen sich in ihren Moden unterschiedlich auslesen. Wird ein Magnetfeld direkt auf den Sensor gegeben und dieser ausgelesen, so handelt es sich um

⁴Die Zeichnung wurde ebenfalls nach dem Übergabeprotokoll/Datenblatt des Sensors adaptiert.

die direkte Detektion. Sollen niederfrequente magnetische Nutzsignale gemessen werden, so kann der Sensor über den sogenannten ΔE -Effekt ausgelesen werden.

2.3.1 Direkte Detektion

Bei der direkten Detektion wird der Sensor direkt, d.h. ohne ein Modulationsverfahren anzuwenden, ausgelesen. Das Prinzip der Messung in direkter Detektion ist in Abbildung 2.4 dargestellt.

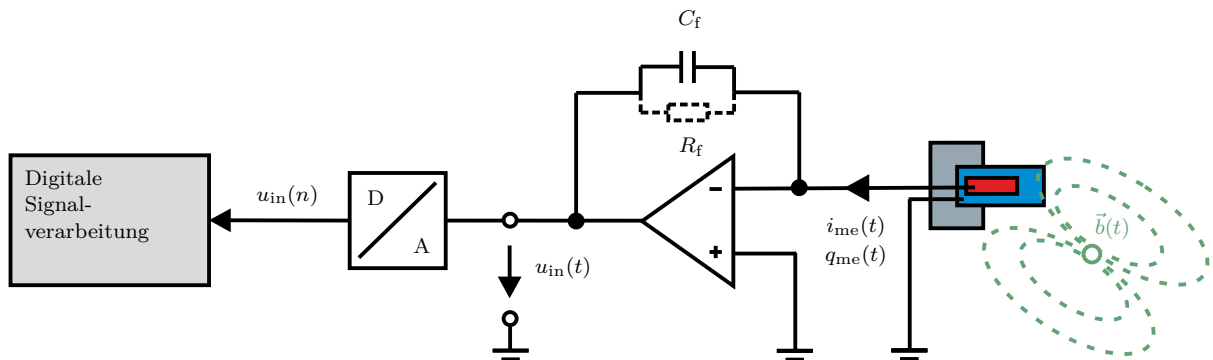


Abbildung 2.4: Direkte Detektion mit Hilfe eines ME-Sensors.

Der Sensor misst das anliegende Magnetfeld $\vec{b}(t)$. Dieses trifft aus einem Winkel von $\Theta_b(t)$ zur langen Achse des Sensors mit einer Amplitude $b_r(t)$ auf den Sensor, wie schematisch in Abbildung 2.5 dargestellt.

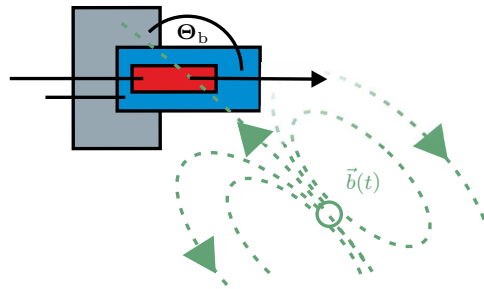


Abbildung 2.5: Das Magnetfeld trifft aus einem Winkel Θ_b zur langen Achse auf den Sensor.

Allgemein kann der ME-Sensor über die Sensorimpulsantwort $h_{\text{me}}^{\text{TA}}(t, \Theta)$ beschrieben werden. Hierbei beschreibt TA die Konvertierung von Magnetfeld zu einer Stromgröße $i_{\text{me}}(t)$. Die Impulsantwort ist allgemein abhängig von dem Winkel Θ , mit dem das Magnetfeld auf den Sensor trifft. Genauer wird in Abschnitt 2.4 zur Richtcharakteristik des Sensors erläutert. Es ergibt sich somit

$$i_{\text{me}}(t) = h_{\text{me}}^{\text{TA}}(t, \Theta)|_{\Theta=\Theta_b} * b_r(t) \quad (2.1)$$

für den Strom am Ausgang des Sensors. Dieses Prinzip gilt analog für die Impulsantwort $h_{\text{me}}^{\text{TC}}(t, \Theta)$, welche die Konvertierung von einem Magnetfeld in eine Ladung $q_{\text{me}}(t)$ beschreibt, d.h.

$$q_{\text{me}}(t) = h_{\text{me}}^{\text{TC}}(t, \Theta)|_{\Theta=\Theta_{\text{b}}} * b_{\text{r}}(t). \quad (2.2)$$

Die vom Sensor gemessenen Signale werden über einen Ladungsverstärker mit der Kapazität C_{f} und dem Widerstand R_{f} verstärkt [Dur19]. Da der Widerstand in der Regel sehr hoch ist (hier $5 \text{ G}\Omega$), kann dieser vernachlässigt werden [Dur19]. Hinter dem Ladungsverstärker ist demnach die Spannung

$$\begin{aligned} u_{\text{in}}(t) &= -\frac{q_{\text{me}}(t)}{C_{\text{f}}} \\ &= -\frac{1}{C_{\text{f}}} \int i_{\text{me}}(t) dt \end{aligned} \quad (2.3)$$

abgreifbar [Dur19]. Die Umwandlung von anliegendem Magnetfeld zu einer hinter dem Ladungsverstärker abgreifbaren Spannung

$$u_{\text{in}}(t) = h_{\text{me}}^{\text{TV}}(t, \Theta)|_{\Theta=\Theta_{\text{b}}} * b_{\text{r}}(t) \quad (2.4)$$

kann mit Hilfe der Impulsantwort $h_{\text{me}}^{\text{TV}}(t, \Theta)$ dargestellt werden. Im Folgenden soll ausschließlich diese Impulsantwort des Sensors betrachtet werden. Diese wird daher kurz mit $h_{\text{me}}(t, \Theta)$ bezeichnet. Über einen Analog-Digital-Wandler (AD-Wandler) wird das Signal zur weiteren Verarbeitung digitalisiert. In dieser Arbeit wird als DA-/AD-Wandler grundsätzlich die *Fireface UFX+ Soundkarte* der Firma *RME* [RME] verwendet. Es wird im Weiteren angenommen, dass bei der DA-Wandlung das Abtasttheorem stets erfüllt ist. Das digitalisierte Signal wird im Folgenden als $u_{\text{in}}(n)$ bezeichnet.

Das Sensorsystem wurde nach [Elz22] evaluiert. Hierzu wurden die Sensoren in einer magnetisch, elektrisch und akustisch geschirmten Umgebung vermessen [Jah11]. Dabei wurde das Magnetfeld entlang der langen Achse des Sensors aufgeprägt, d.h. es gilt $\Theta_{\text{b}} = [0^\circ, 0^\circ]^T$. In Abbildung 2.6 sind die Messergebnisse exemplarisch für einen in dieser Arbeit verwendeten Sensor in der ersten Resonanzmode (RM1) dargestellt (Sensor B2). Die Frequenzgänge der weiteren Sensoren sind in Anhang B zu finden. Da es sich bei den verwendeten Sensoren um Exchange-Bias-Sensoren handelt, werden die Messungen bei Nullfeld, d.h. $b_{\text{bias}} = 0 \text{ T}$ durchgeführt. Nur die Bias-Kurve ist bei verschiedenen Bias-Feldern gemessen worden. Um die Sensoren in einen definierten Zustand zu versetzen, wurden die Sensoren vor jeder Messung jeweils mit 10 mT entlang der langen Achse des Sensors gesättigt.

Der Sensor B2 hat eine Resonanzfrequenz von $f_{\text{r}} = 7708 \text{ Hz}$ und eine -3 dB -Bandbreite von $bw_{-3\text{dB}} = 10,4 \text{ Hz}$. Die Empfindlichkeit des Sensorsystems

$$S_{\text{me}}(f) = \frac{U_{\text{in}}(f)}{B(f)} \quad (2.5)$$

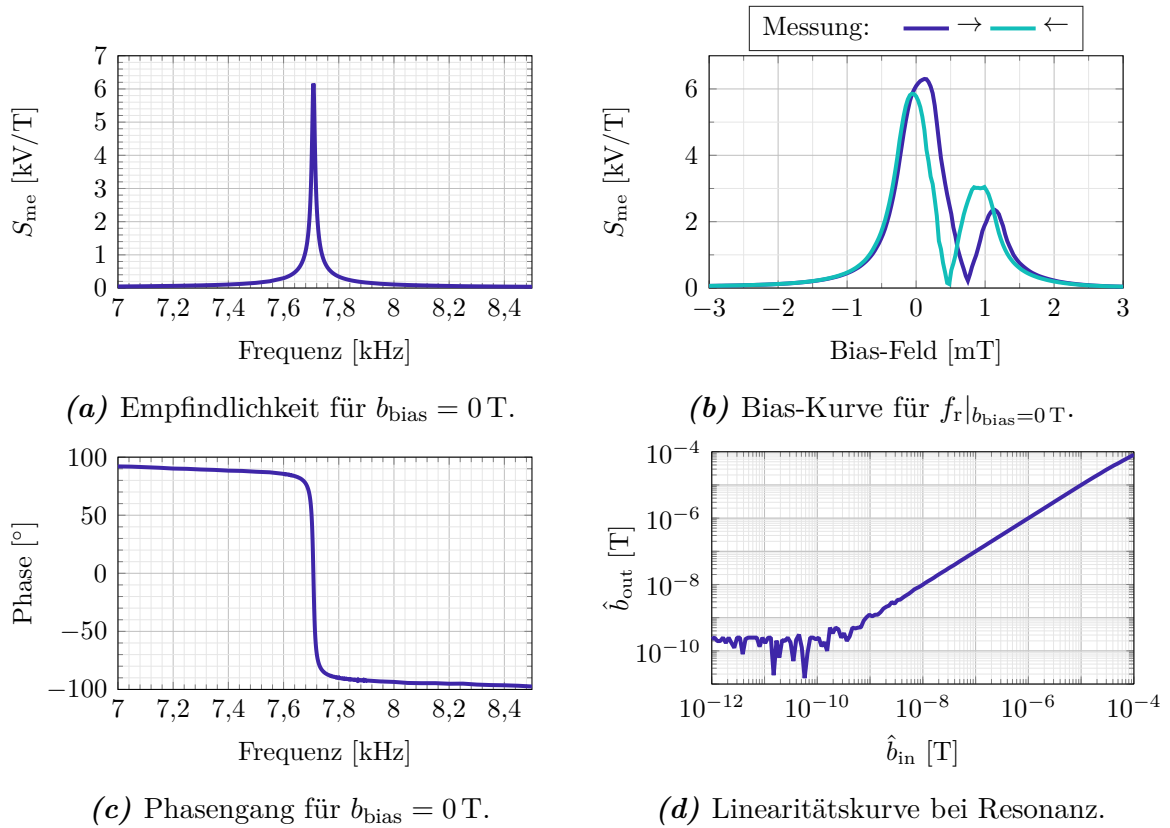


Abbildung 2.6: Charakterisierung der verwendeten Sensoren in der RM1 in direkter Detektion. In (a) ist die Empfindlichkeit der Sensoren und in (c) der Phasengang abgebildet. In (b) wurde die Bias-Kurve und in (d) die Linearitätskurve gemessen.

ist definiert als die Spannung am Sensorausgang (in Abhängigkeit der Frequenz) $U_{in}(f)$ in Bezug auf die Amplitude des anliegenden Magnetfeldes $B(f)$ [Dur19]. Die Empfindlichkeit des Sensorsystems würde ohne Messingzylinder deutlich höher liegen [Spe21a]. Zur elektrischen Schirmung und zum mechanischen Schutz, wird der Messingzylinder jedoch in dieser Arbeit verwendet.

Die Messungen der Linearitätskurve und der Bias-Kurve wurden bei der Resonanzfrequenz f_r des Sensors durchgeführt. Die Linearitätskurve verdeutlicht in welchem Wertebereich der Sensor eine lineare Charakteristik aufweist. Hierzu wird das anliegende Magnetfeld \hat{b}_{in} gegenüber dem vom Sensor gemessenen Magnetfeld \hat{b}_{out} (welches der gemessenen Spannung multipliziert mit der Empfindlichkeit entspricht) aufgetragen. Wie in [Elz22] beschrieben, lässt sich das Detektionslimit des Sensors B2 durch die Linearitätskurve bestimmen zu $LOD = 243$ pT. Die Bias-Kurve zeigt schließlich, dass es einen Unterschied in der Empfindlichkeit des Sensors gibt, zum einen abhängig vom anliegenden Bias-Feld b_{bias} , zum anderen aber auch in Abhängigkeit des zuvor am Sensor anliegenden Magnetfeldes [Ree17a; Dur19].

2.3.2 ΔE -Effekt

Wird der Sensor direkt ausgelesen, wird die höchste Empfindlichkeit bei Resonanz erreicht. Dadurch sind die Frequenzen, die mit diesem Verfahren ausgelesen werden können, relativ hoch. Sollen magnetische Signale mit niedrigen Frequenzen gemessen werden, wird ein Verfahren zur Modulation des zu messenden Signals benötigt. Es gibt verschiedene Verfahren zur Modulation, z.B. die magnetische Frequenzumsetzung [Sal17; Dur17c] oder den ΔE -Effekt [Zab16; Jah14].

Der ΔE -Effekt beschreibt die Änderung der elastischen Eigenschaften eines magnetostriktiven Materials in Abhängigkeit der vorhandenen Magnetisierung [Zab16]. Diese Änderung führt zu einer Frequenzverschiebung des Resonators [Jah14], welche wiederum über die Änderung des Leitwerts des Sensors gemessen werden kann [Ree17a]. In Abbildung 2.7 ist das System zum Auslesen eines Sensors mit Hilfe des ΔE -Effektes dargestellt.

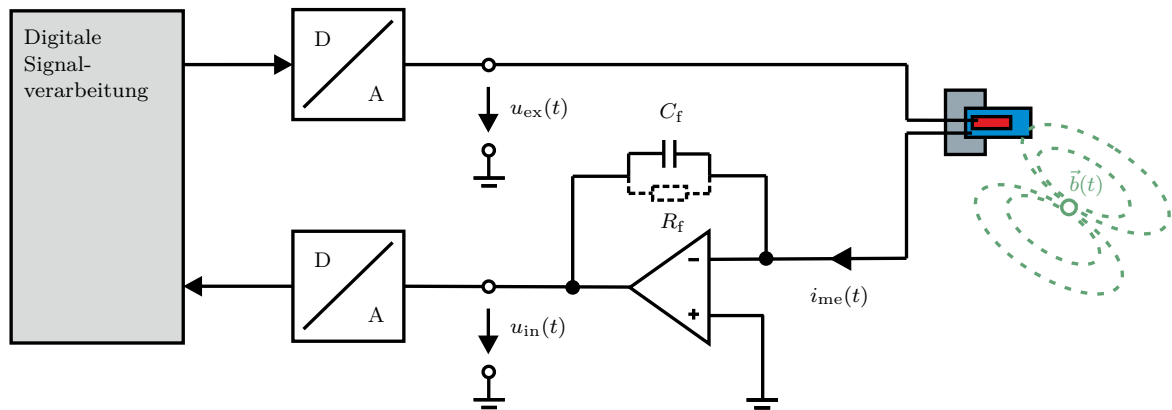


Abbildung 2.7: System zur Messung mit Hilfe des ΔE -Effektes.

Der Sensor wird elektrisch mit einem monofrequenten Signal

$$u_{\text{ex}}(t) = \hat{u}_{\text{ex}} \cos(\omega_{\text{ex}} t) \quad (2.6)$$

mit der Amplitude \hat{u}_{ex} und der Frequenz $f_{\text{ex}} = \frac{\omega_{\text{ex}}}{2\pi}$ angeregt [Ree17a]. Ein anliegendes Magnetfeld $\vec{b}(t)$ moduliert den durch den Sensor fließenden Strom [Spe21a], welcher sich zu

$$i_{\text{me}}(t) = \hat{u}_{\text{ex}} \left| Y_{\text{me}}(\omega_{\text{ex}}, \vec{b}(t)) \right| \cos(\omega_{\text{ex}} t + \arg \{ Y_{\text{me}}(\omega_{\text{ex}}, \vec{b}(t)) \}) . \quad (2.7)$$

ergibt [Ree17a]. Hierbei ist $Y_{\text{me}}(\omega_{\text{ex}}, \vec{b}(t))$ der Leitwert des Sensors, welcher sowohl abhängig von der Anregungsfrequenz als auch von dem anliegenden Magnetfeld ist. Auch bei Anregung im ΔE -Betrieb ist eine Richtcharakteristik des Sensors vorhanden [Spe19a].

Die hinter dem Ladungsverstärker abgreifbare Spannung (vgl. Gleichung (2.3)) ergibt sich gemäß [Ree17a] näherungsweise zu

$$u_{\text{in}}(t) \approx -\frac{\hat{u}_{\text{ex}}}{C_f} \left| Y_{\text{me}}(\omega_{\text{ex}}, \vec{b}(t)) \right| \sin\left(\omega_{\text{ex}} t + \arg\left\{ Y_{\text{me}}(\omega_{\text{ex}}, \vec{b}(t)) \right\}\right). \quad (2.8)$$

Um nun das niederfrequente Nutzsignal aus dem modulierten Signal zu rekonstruieren, muss eine Demodulation und Entzerrung des Signals erfolgen [Ree17a]. Da es sich bei dem Eingangssignal $u_{\text{in}}(n)$ um ein sowohl amplituden- als auch phasenmoduliertes Signal handelt, kann zur Demodulation ein IQ-Demodulator (*In-phase- und Quadratur-Demodulator*), wie in Abbildung 2.8 gezeigt, verwendet werden [Ree16; Ree17a].

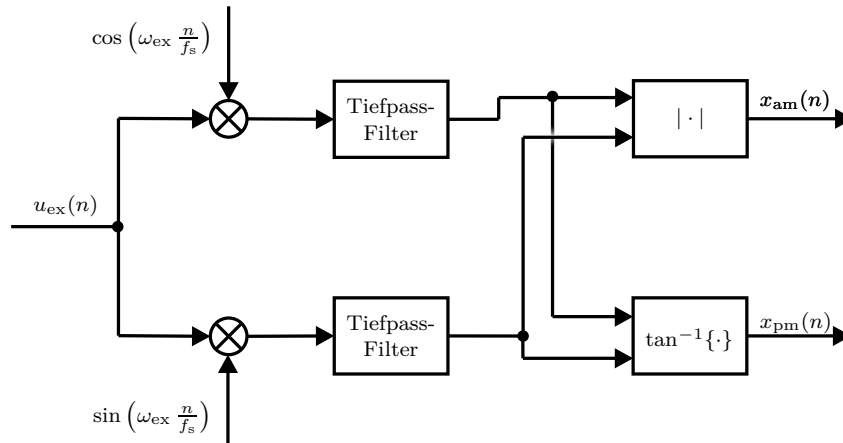


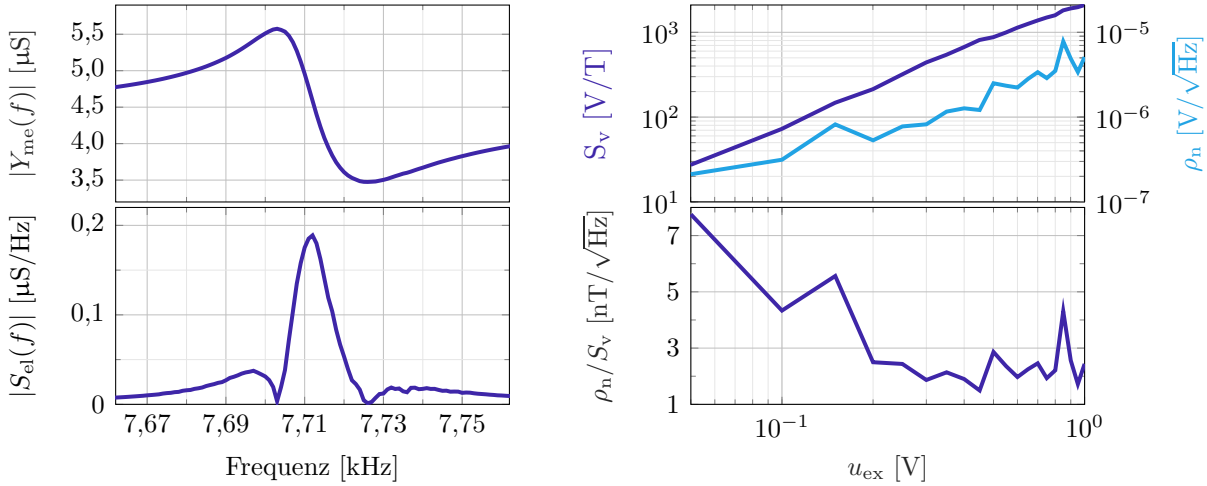
Abbildung 2.8: IQ-Demodulator (adaptiert nach [Ree16; Ree17a]).

Hierbei wird das digitalisierte Spannungssignal $u_{\text{in}}(n)$ mit einem Kosinus und einem Sinus bei der Anregungsfrequenz f_{ex} multipliziert. Die so entstehenden Signale stellen den Real- und Imaginärteil eines komplexen Signals dar [Ree16]. Die Amplituden- und Phaseninformationen können demnach mittels Betragsbildung und über das Argument extrahiert werden [Ree16; Hay94].

Der optimale Arbeitspunkt für den ΔE -Betrieb ist von verschiedenen Parametern abhängig. Beispielsweise müssen die Anregungsamplitude \hat{u}_{ex} und die Anregungsfrequenz f_{ex} eingestellt werden [Spe21a]. Auch das angelegte Bias-Feld hat einen großen Einfluss auf die Empfindlichkeit des Sensors. Da hier jedoch mit Exchange-Bias-Sensoren gearbeitet wird, wird die Einstellung des optimalen Bias-Feldes hier vernachlässigt und das Bias-Feld zu $b_{\text{bias}} = 0 \text{ T}$ gesetzt.

In Abbildung 2.9 ist die Charakterisierung eines hier verwendeten Sensors exemplarisch dargestellt. Abbildung 2.9(a) zeigt den Betrag der Admittanz des Sensors. Die Ableitung der Kurve ergibt die elektrische Empfindlichkeit $S_{\text{el}}(f)$ [Spe21a]. Über die maximale elektrische Empfindlichkeit lässt sich die optimale Anregungsfrequenz bestimmen zu $f_{\text{ex}} = 7712 \text{ Hz}$. In Abbildung 2.9(b) ist die Spannungsempfindlichkeit S_v für ein Nutzsignal von 10 Hz bei verschiedenen Anregungsamplituden \hat{u}_{ex} , sowie die Rauschdichte ρ_n und die

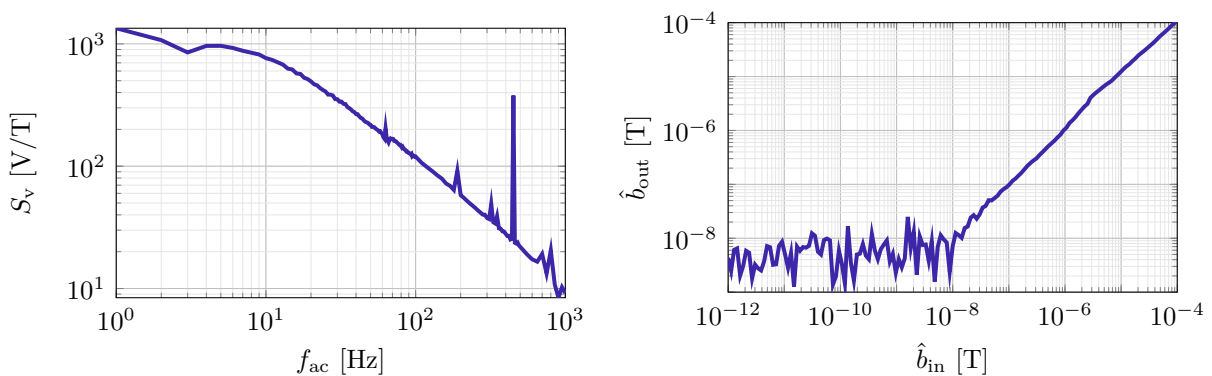
resultierende äquivalente magnetische Rauschdichte ρ_n/S_v [Spe21a] dargestellt. Die Anregungsamplitude mit der niedrigsten äquivalenten magnetischen Rauschdichte stellt die optimale Anregungsamplitude dar und ergibt sich zu $\hat{u}_{\text{ex}} = 450 \text{ mV}$.



(a) Bestimmung der Anregungsfrequenz. (b) Bestimmung der Anregungsamplitude.

Abbildung 2.9: Bestimmung der optimalen Parameter zum Auslesen des Sensors im ΔE -Betrieb in der ersten Mode.

Für die Entzerrung des Sensorsignals muss zudem der Frequenzgang des Sensors bestimmt werden. Dieser ist in Abbildung 2.10(a) dargestellt. Außerdem wurde wie schon bei der direkten Detektion eine Linearitätskurve ermittelt, welche in Abbildung 2.10(b) dargestellt ist. Die Nutzfrequenz betrug hierbei 10 Hz.



(a) Frequenzgang des Sensors.

(b) Linearitätskurve des Sensors.

Abbildung 2.10: Frequenzgang und Linearitätskurve des Sensors in der ersten Mode im ΔE -Betrieb.

Der Sensor kann ebenso in der zweiten Mode im ΔE -Betrieb ausgelesen werden. Die Charakterisierung für die zweite Mode für den Sensor B4 ist in Anhang B beschrieben.

2.3.3 Dual-Mode-Betrieb

Die Sensoren können ebenfalls in mehreren Moden parallel ausgelesen werden. Dieses wurde in [Ree16] verwendet, um die Signalqualität zu verbessern. Hierbei wurde der Sensor in der ersten und zweiten Biegemode gleichzeitig elektrisch angeregt und die Signale nach der Demodulation kombiniert. Darüber hinaus können die Moden auch getrennt voneinander betrieben werden, um beispielsweise in der ersten Mode zu lokalisieren, während die zweite Mode im ΔE -Betrieb verwendet wird, um ein niederfrequentes Nutzsignal zu messen [Spe21a]. Dieses Prinzip wird im Folgenden als Dual-Mode-Betrieb bezeichnet und ist schematisch in Abbildung 2.11 gezeigt.

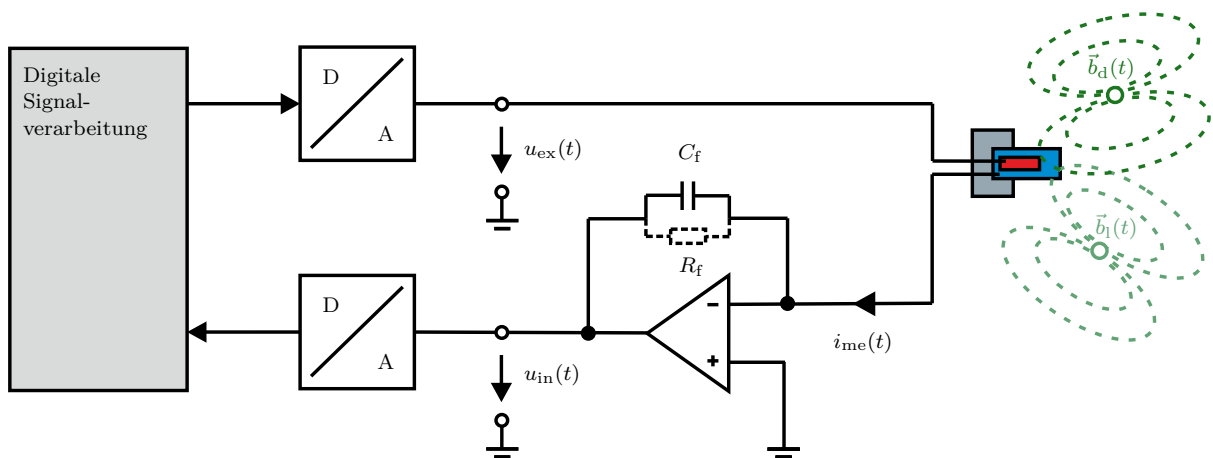


Abbildung 2.11: System zur Messung im Dual-Mode-Betrieb.

Da die erste Biegemode eine niedrigere Bandbreite aufweist als die zweite Biegemode, wird diese zur Lokalisierung der Sensoren verwendet. Die zweite Biegemode wird mit Hilfe des ΔE -Effektes ausgelesen. Da, wie in Anhang B beschrieben, der Sensor zwei direkt benachbarte Resonanzmoden (erste Torsionsmode und zweite Biegemode) bei ca. 48 kHz aufweist, wird hier von der ersten und zweiten Resonanzmode gesprochen. Um ein möglichst gutes Ergebnis zu erzielen, sollten sich die Lokalisierung und die Messung des Nutzsignals nicht gegenseitig beeinflussen. Um dieses zu verifizieren, wurden vier Messungen durchgeführt:

1. Rauschmessung (keine Anregung in RM1 und RM2)
2. Direkte Detektion in RM1
3. ΔE -Effekt Messung in RM2
4. Dual-Mode-Messung (Direkte Detektion in RM1, ΔE in RM2)

Die Ergebnisse sind in Abbildung 2.12 dargestellt. Bei dieser Messung wurde in direkter Detektion eine Feldstärke von $\hat{b}_1 = 1 \mu\text{T}$ angelegt. Das magnetische Nutzsignal war ein

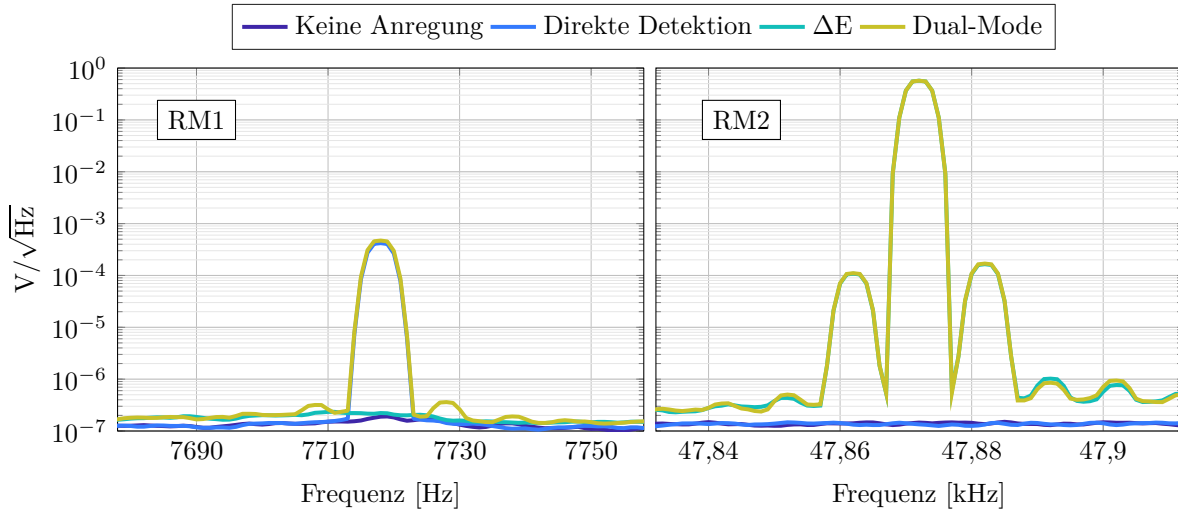


Abbildung 2.12: Dual-Mode-Messungen.

monofrequentes Signal mit einer Frequenz von 10 Hz. Die Amplitude des Nutzsignals lag ebenfalls bei $\hat{b}_d = 1 \mu\text{T}$.

Es wird ersichtlich, dass die direkte Detektion in der ersten Mode keinen Einfluss auf die zweite Mode hat. Allerdings erhöht eine Anregung im ΔE -Betrieb in der zweiten Mode sowohl in der ersten als auch zweiten Mode das Rauschlevel. D.h. die Leistung des Signals zur Lokalisierung muss höher als das verursachte Rauschlevel sein. Zudem sind in der ersten Mode Seitenbänder bei $f_r \pm 10 \text{ Hz}$ erkennbar. Dieser Einfluss wird im Folgenden genauer untersucht. Hierzu wurde sowohl die Anregungsamplitude \hat{b}_1 in der ersten Mode (Direkte Detektion in RM1) als auch die Amplitude \hat{b}_d des Nutzsignals (10 Hz) zwischen 100 pT und 10 μT variiert. Es wurde die Leistungsdichte in der ersten Mode bei $f_r + 10 \text{ Hz}$ betrachtet. Die Ergebnisse sind in Abbildung 2.13 dargestellt.

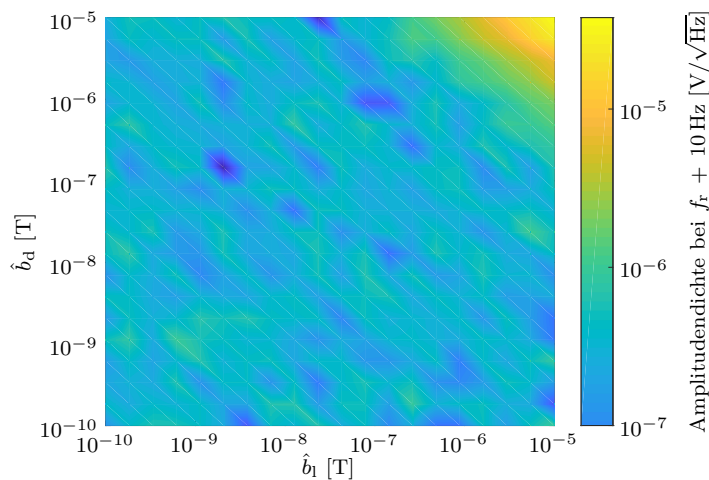


Abbildung 2.13: Dual-Mode-Messungen für unterschiedliche Anregungsamplituden von \hat{b}_1 und \hat{b}_d .

Hier ist deutlich erkennbar, dass die Seitenbänder bei $f_r \pm 10$ Hz erst bei hohen Anregungsamplituden für \hat{b}_l und \hat{b}_d auftreten. Da es sich insbesondere beim niederfrequenten Nutzsignal normalerweise um verhältnismäßig geringe Magnetfeldamplituden handelt, ist dieser Einfluss vernachlässigbar.

2.4 Richtcharakteristik

Durch die magnetische Anisotropie der Sensoren in der magnetostriktiven Schicht, weisen die Sensoren eine gewisse Richtcharakteristik auf [Qua05; Dur19]. Bei den hier vorliegenden Exchange-Bias-Sensoren liegt eine Verkippung der magnetischen Anisotropie vor [Dur19; Lag13]. Das bedeutet, dass eine Verkippung der magnetisch empfindlichen Achse gegenüber der langen Achse des Sensors vorliegt [Dur19], wie in Abbildung 2.14 schematisch dargestellt.

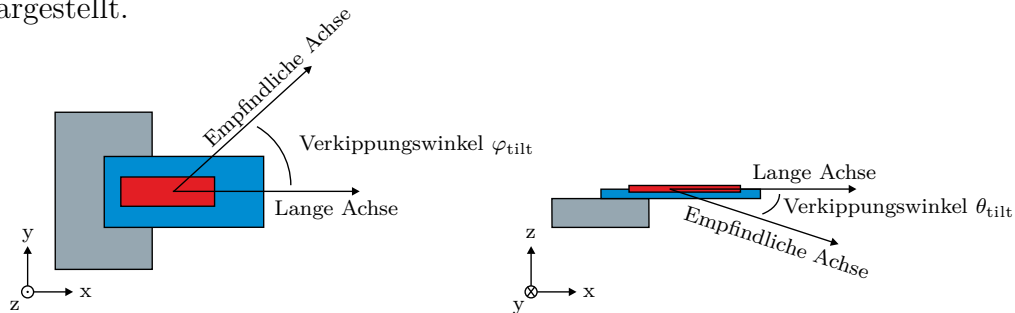


Abbildung 2.14: Schematische Darstellung der Verkippung der magnetisch empfindlichen Achse gegenüber der langen Achse des Sensors.

Die höchste Empfindlichkeit des Sensors ist nach [Lag13; Jah13] orthogonal zum Exchange-Bias, wenn keine Formanisotropie des Sensors vorherrscht. D.h. bei den vorliegenden Sensoren müsste ohne Formanisotropie eine Verkippung der magnetisch empfindlichen Achse zur langen Achse des Sensors von ca. $\varphi_{\text{tilt}} = -35^\circ$ vorliegen, da das Exchange-Bias-Feld bei 55° zur langen Achse aufgeprägt wurde. Zudem ist die Winkelabhängigkeit/Richtcharakteristik der Sensoren sinusförmig [Lag13]. In [Dur19] wurde die Richtcharakteristik eines Exchange-Bias-Sensors genauer untersucht. Hierbei wurde festgestellt, dass die Verkippung der magnetisch empfindlichen Achse abhängig vom anliegenden Bias-Feld ist [Dur19].

Bisher wurde die Richtcharakteristik vor allem für einzelne Frequenzen (bei der direkten Detektion meist für die Resonanzfrequenz) untersucht. Um die frequenzabhängige Richtcharakteristik der Sensoren zu vermessen, kann beispielsweise weißes Rauschen aus verschiedenen Winkeln auf den Sensor gegeben und die jeweilige Impulsantwort des Sensors bestimmt werden. Hierzu wurde ein System entwickelt, welches möglichst schnell und genau die Impulsantwort des Sensors für unterschiedliche Winkel schätzt.

Das System besteht aus drei orthogonal zueinander angeordneten Helmholtz-Spulenpaaren über die aus verschiedenen Winkeln ein magnetisches Feld auf den Sensor gege-

ben werden kann⁵. Das Magnetfeld wird um den Sensor gedreht (in 2D oder in 3D), dabei wird (bandbegrenztes) weißes Rauschen auf den Sensor gegeben. Für jeden angefahrenen Winkel wird die Impulsantwort des Sensors mittels eines adaptiven Filters geschätzt [Hän04]. Ähnliche Verfahren werden bspw. bei der akustischen Charakterisierung von räumlichen kopfbezogenen Impulsantworten (*Head-Related Transfer Functions*, HRTs) eingesetzt [Enz08]. Um eine möglichst schnelle Charakterisierung des Sensors zu ermöglichen, wird die Impulsantwortschätzung abgebrochen, sobald bestimmte Gütekriterien erfüllt sind oder eine Maximalzeit überschritten ist⁶.

Der Messaufbau befindet sich noch in einem anfänglichen Stadium. Bei höheren Frequenzen kommt es zwischen den Spulen zu Übersprechen, zudem sind die Entzerrer bisher nur auf eine Entzerrung der Amplitude der Spulen, nicht jedoch auf eine Entzerrung der Phase ausgelegt. Dadurch können Fehler in der Anregung entstehen, d.h. eine schwächere Anregung aus bestimmten Richtungen bzw. eine Verkippung des Anregungswinkels. Die präsentierten Ergebnisse sind demnach nicht als final anzusehen. Allerdings bieten sie einen ersten Anhaltspunkt dafür, wie die Verkippung der Sensoren ungefähr aussehen könnte. Zudem wurde die Verkippung in der xy-Ebene für den Sensor B2 durch eine Drehung des Sensors in einer 1D-Helmholtz-Spule verifiziert [Bal21]. Dieses Vorgehen ist jedoch ebenfalls relativ ungenau, da hier eine händische Drehung des Sensors durchgeführt wurde.

Im Folgenden soll die Richtcharakteristik des Sensors B2 untersucht werden. Hierzu wurden Messungen im Zweidimensionalen in der xy-Ebene und im Dreidimensionalen durchgeführt⁷. Zunächst soll untersucht werden, ob eine frequenzabhängige Richtcharakteristik des Sensors vorliegt. Abbildung 2.15 zeigt die Charakteristik des Sensors in der xy-Ebene über der Frequenz. Dabei wurde der Dynamikbereich zwischen -50 dB und -100 dB begrenzt, um eine verbesserte Übersicht zu gewährleisten.

Es ist eine deutliche Linie mit erhöhter Amplitude bei der Resonanzfrequenz (d.h. $f_r = 7708$ Hz) des Sensors zu sehen. Diese zeigt ebenfalls eine Abhängigkeit des Winkels, d.h. bei 160° bzw. 340° ist ein Maximum der Amplitude zu sehen, während bei ca. 70° bzw. 250° ein Minimum vorliegt. Für die restlichen Werte bis zur Resonanzfrequenz sind leichte Verkippungen über der Frequenz zu sehen. Die Ursache hierfür ist nicht abschließend geklärt. Ein möglicher Grund sind das Übersprechen der Spulen oder vorliegende Störungen, die das Sensorsignal überlagern. Die Werte ab 8 kHz sind hier nicht aussagekräftig, da der Entzerrer nur bis 8 kHz die Amplituden der Spulen ausgleicht. Alle Frequenzen darüber hinaus wurden nicht verstärkt, sodass die Signale durch die Impedanz der Spulen (es wur-

⁵Das System wurde zusammen mit Henrik Wolfram (Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik, SFB 1261, Projekt B1) und Johannes Hoffmann (Lehrstuhl für Digitale Signalverarbeitung und Systemtheorie, SFB 1261, Projekt B9) entwickelt und aufgebaut.

⁶Die Optimierungen für die Drehung des Magnetfeldes ebenso wie die Implementierung des Algorithmus in dem Echtzeitrahmenwerk KiRAT wurden von Tjorben Lerg im Rahmen seiner Bachelorarbeit umgesetzt.

⁷Die Messungen wurden von Tjorben Lerg im Rahmen seiner hilfswissenschaftlichen Anstellung am Lehrstuhl für Digitale Signalverarbeitung und Systemtheorie durchgeführt

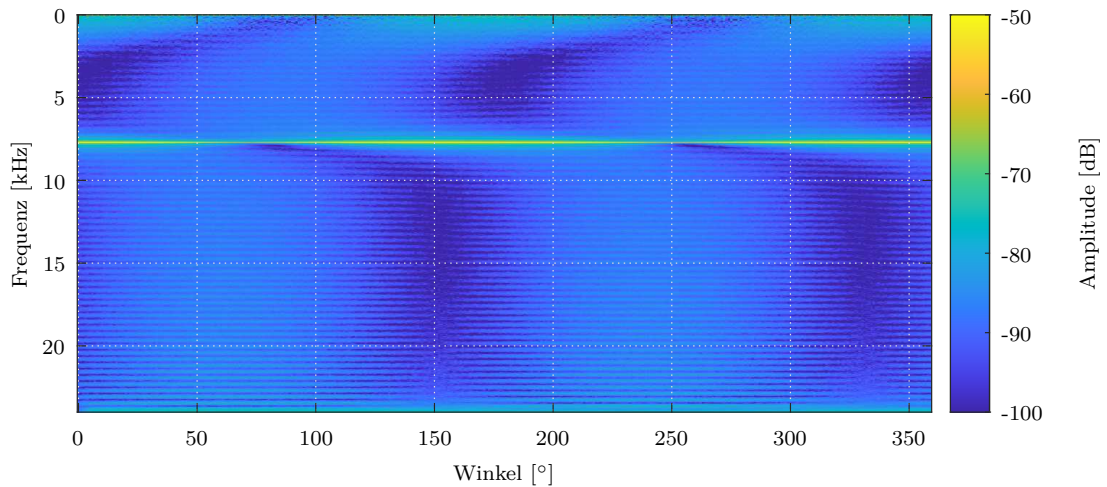


Abbildung 2.15: Richtcharakteristik des Sensors B2 in der xy -Ebene. Zur besseren Übersicht wurde der Dynamikbereich zwischen -50 dB und -100 dB begrenzt.

de mit einer Spannungsquelle angeregt) automatisch Tiefpass-gefiltert wurden und der Sensor somit nur bis ca. 8 kHz angeregt wurde. Es wird im Weiteren angenommen, dass die Richtcharakteristik des Sensors relativ frequenzunabhängig ist. Zudem wird sich in dieser Arbeit auf Frequenzen um die Resonanzfrequenz des Sensors herum beschränkt. D.h. die winkelabhängige Impulsantwort des Sensors kann aufgeteilt werden in eine richtungsunabhängige Impulsantwort $h_{\text{me}}(t)$ und eine frequenzunabhängige Richtcharakteristik \vec{d}_{me} , sodass sich die Gleichung (2.4) vereinfacht zu

$$u_{\text{in}}(t) = h_{\text{me}}(t) * \left(\vec{d}_{\text{me}}^T \vec{b}(t) \right) . \quad (2.9)$$

Bereits in Abbildung 2.15 ist eine Verkipfung der magnetisch empfindlichen Achse zu erkennen. Da dies jedoch in der Abbildung schwierig exakt zu bestimmen ist, soll im Folgenden genauer auf die Verkipfung des Sensors eingegangen werden. Hierzu wurde der Amplitudengang des Sensors bei der Resonanzfrequenz (d.h. beim vorliegenden Sensor bei 7708 Hz) über dem Anregungswinkel aufgetragen. Dies wurde im Zweidimensionalen in der xy -Ebene und im Dreidimensionalen untersucht. Die Ergebnisse sind in Abbildung 2.16 dargestellt⁸.

Die Verkipfung in der xy -Ebene beträgt hier ca. $\varphi_{\text{tilt}} = -24^\circ$. Die Richtcharakteristik in 3D (bei der Resonanzfrequenz) deutet darauf hin, dass der Sensor eine Verkipfung um $\varphi_{\text{tilt}} = -24^\circ$ und $\theta_{\text{tilt}} = -12^\circ$ aufweist. Die Verkipfung in θ_{tilt} ist jedoch unwahrscheinlich, da diese ebenfalls bei anderen ME-Sensoren ähnlicher Bauart nicht vorliegt [Dur19]. Dies spricht erneut für Fehler im Messaufbau, welche in Zukunft genauer untersucht werden müssen. Die Verkipfung in φ_{tilt} ist hierbei schon plausibler. Dennoch sollte noch nicht vollständig auf die Ergebnisse vertraut werden, da noch Probleme wie Übersprechen der

⁸Die Skripte zur Visualisierung der Messergebnisse wurden von Tjorben Lerg erstellt.

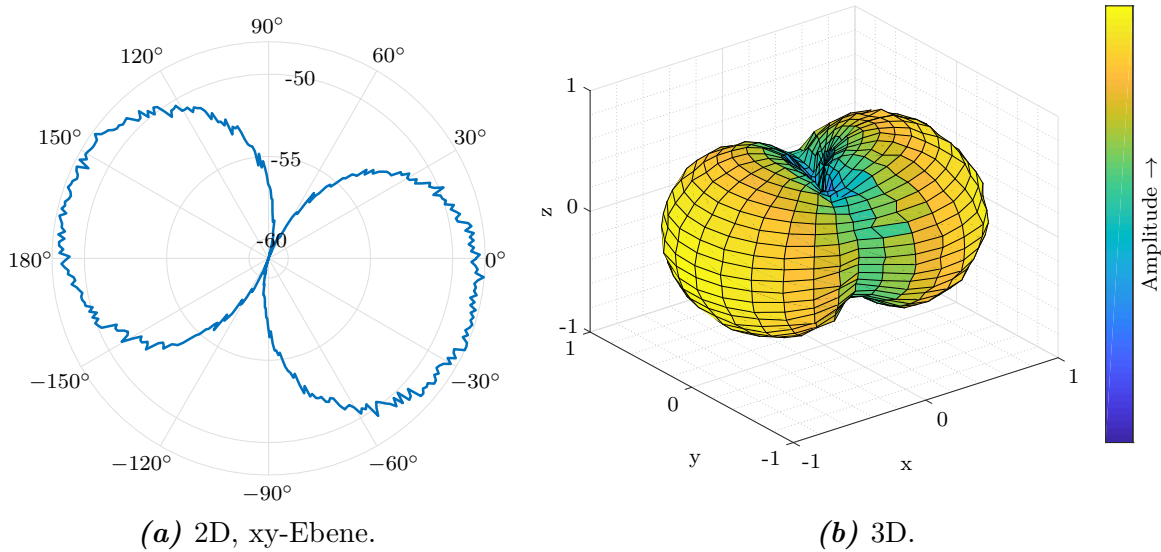


Abbildung 2.16: Richtcharakteristik des Sensors B2 in Resonanz.

Spulen und ein fehlender Phasenentzerrer im System vorhanden sind. Die Verkippung der magnetisch empfindlichen Achse ist zum einen wichtig zu wissen, um die Genauigkeit der Lokalisierung zu evaluieren. Zum anderen wird diese Information benötigt, wenn die Sensoren zu einem Array zusammengeschaltet werden sollen.

Kapitel 3

Vorwärtsmodell

Zur Lokalisierung der magnetischen Sensoren werden die vom Sensor gemessenen Signale mit einem sogenannten Vorwärtsmodell verglichen. Dazu muss zunächst eine möglichst realistische Abbildung der Wirklichkeit erfolgen. Das Lokalisierungsprinzip und das daraus abgeleitete Vorwärtsmodell, welches in dieser Arbeit Anwendung findet, ist in Abbildung 3.1 dargestellt.

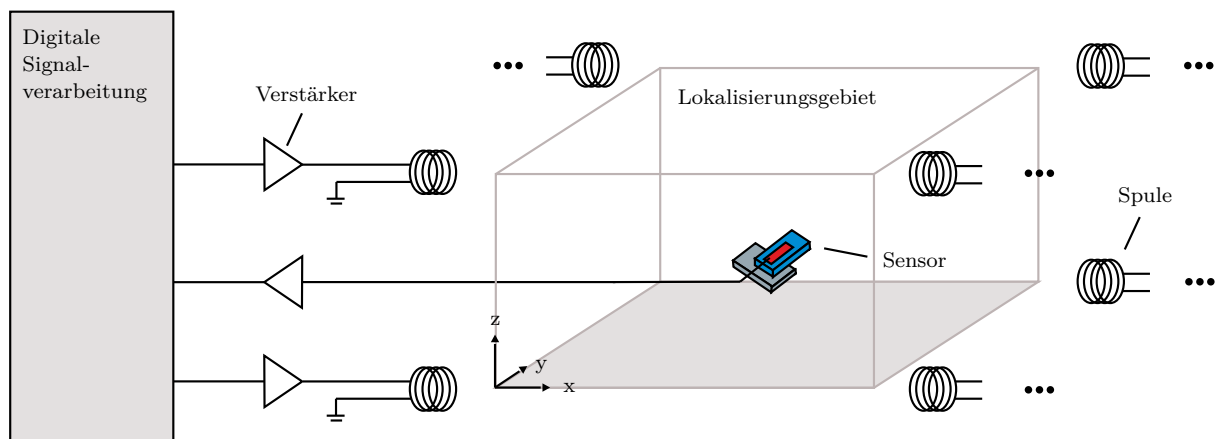


Abbildung 3.1: Prinzip der in dieser Arbeit vorgestellten magnetischen Lokalisierung. Über die am Rande des Lokalisierungsgebietes angeordneten Spulen werden orthogonale Signale ausgesendet, welche von den Sensoren empfangen werden.

Zur Lokalisierung werden außerhalb des Lokalisierungsgebietes N_{Sp} Spulen angeordnet, welche orthogonale Signale aussenden, die über die N_{Sen} magnetischen Sensoren empfangen werden. Als DA-/AD-Wandler wird in dieser Arbeit eine *Fireface UFX+* Soundkarte der Firma RME [RME] verwendet.

3.1 Orthogonale Signale

Zur Generierung orthogonaler Signale gibt es verschiedene Ansätze, die im Folgenden zur Anwendung in der magnetischen Lokalisierung diskutiert werden. Zwei Signale $x(n)$ und $y(n)$ gelten als orthogonal, wenn die Bedingung

$$E\{x(n)y(n+\kappa)\} = 0 \quad \forall \text{ relevante Werte von } \kappa \quad (3.1)$$

gilt [Hän97]. Dabei beschreibt $E\{\cdot\}$ den Erwartungswertoperator. Es gibt verschiedene Verfahren zur Erzeugung orthogonaler Signale. Die folgende Ausführung beschränkt sich jedoch auf ein Zeitvielfachzugriffs- (*Time-Division Multiple Access*, TDMA), ein Frequenzvielfachzugriffs- (*Frequency Division Multiple Access*, FDMA) und ein Codevielfachzugriffs-Verfahren (*Code Division Multiple Access*, CDMA) [Höh11].

3.1.1 TDMA

Beim TDMA-Verfahren werden die Spulen zeitlich nacheinander angeregt. Die Signale der Spulen befinden sich dabei meist im selben Frequenzband [Höh11]. Das Verfahren eignet sich insbesondere im stationären Fall der Lokalisierung. Sobald es sich um ein dynamisches System handelt (insbesondere schnelle Bewegungen) ist das Verfahren weniger geeignet, da die Aktualisierungsrate des TDMA-Verfahrens gering ist. Bei einer Anzahl von N_{Sp} Spulen und einer Signallänge von T_{Sp} Sekunden pro Spule wird das Lokalisierungsergebnis des Sensors nur alle $N_{\text{Sp}} T_{\text{Sp}}$ Sekunden aktualisiert. Werden bspw. $N_{\text{Sp}} = 6$ Spulen mit einer Signaldauer von $T_{\text{Sp}} = 32$ ms verwendet, kann der Sensor sich bei einer langsamen Bewegung von $0,3$ cm/s nur ca. $0,06$ cm weit bewegt haben. Wird der Sensor schnell, d.h. mit bspw. 2 cm/s bewegt, hat sich der Sensor im selben Zeitraum schon um $0,38$ cm fortbewegt. Dieses ist zum einen problematisch, da der Sensor sich in einer Iteration für unterschiedliche Spulen an unterschiedlichen Orten befindet. Zum anderen ist die Genauigkeit und ebenso die Auflösung der Lokalisierung bei Bewegung dadurch deutlich verringert.

3.1.2 FDMA

Beim FDMA-Verfahren werden alle Spulen gleichzeitig angeregt. Die Signale liegen dabei in unterschiedlichen Teilbändern. Zwischen den verwendeten Teilbändern liegen meistens Schutzbänder [Höh11]. Dieses Verfahren kann ausschließlich verwendet werden, wenn eine ausreichend hohe Bandbreite verfügbar ist. Bei einer Signalbandbreite von 30 Hz und einer Breite der Schutzbänder von 20 Hz werden 380 Hz Bandbreite benötigt. Auch beim FDMA-Verfahren gilt, dass die Signaldauer möglichst kurz sein sollte. Zwar befindet sich der Sensor für alle ausgesendeten Spulensignale an der selben Position, jedoch wird der Sensor während des Aussendens der Signale bewegt, wodurch das Signal verschmiert und die Auflösung verringert wird.

3.1.3 CDMA

Beim CDMA-Verfahren teilen sich die Spulen die Frequenzbänder zur selben Zeit [Lce11]. Es handelt sich bei CDMA-Verfahren um sogenannte Spreizbandverfahren [Höh11], d.h. die Signale der Spulen werden auf große Bandbreiten gespreizt. Dies kann beispielsweise über orthogonale PN-Sequenzen geschehen [Lce11] oder durch verschachtelte Chirp-Sequenzen [Pai15]. Für beide Verfahren werden relativ hohe Bandbreiten benötigt. Da die Spulen sich die Zeit- und Frequenzbereiche teilen, sind hier die verwendeten Codes zum Spreizen der Signale orthogonal zueinander [Lce11].

3.1.4 Vergleich der Verfahren

Die Trennung der Zeit- und Frequenzbänder, die bei Verwendung der drei zuvor beschriebenen Verfahren verwendet werden, ist beispielhaft in Abbildung 3.2 dargestellt. Es wird ersichtlich, dass das TDMA-Verfahren vorteilhaft ist, wenn ein Sensor mit einer geringen Bandbreite zur Lokalisierung verwendet wird. Sobald eine genügend große Bandbreite vorhanden ist, sollte ein FDMA-Verfahren genutzt werden. Hier kann eine deutlich höhere zeitliche Auflösung erzielt werden, was insbesondere für eine Lokalisierung von Bewegungen in Echtzeit vorteilhaft ist. Das CDMA-Verfahren kann nur bei Sensoren mit einer sehr hohen Bandbreite verwendet werden. Da die in dieser Arbeit verwendeten Sensoren hierfür nicht geeignet sind, wird das CDMA-Verfahren hier nicht weiter betrachtet.

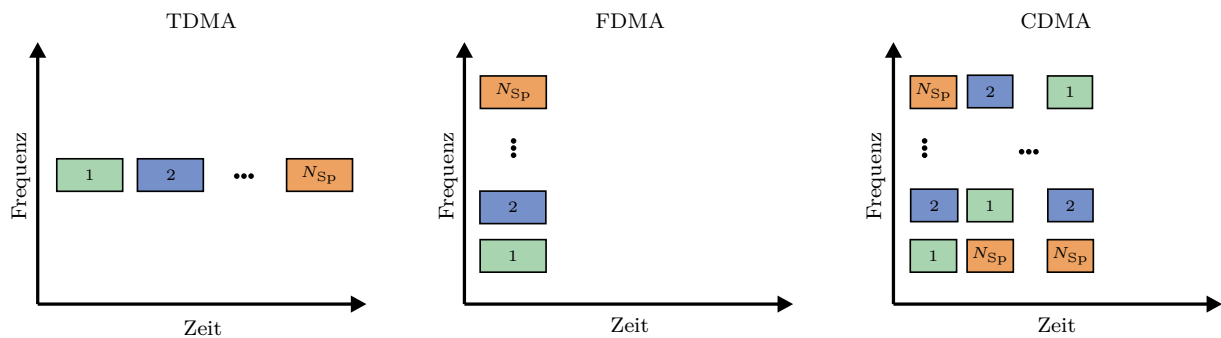


Abbildung 3.2: Vergleich von TDMA, FDMA und CDMA. Es ist jeweils schematisch eine Iteration der Spulenaktivierung dargestellt.

Da die ME-Sensoren in direkter Detektion eine geringe Bandbreite aufweisen (vgl. Abschnitt 2.3.1), wird zur Lokalisierung der ME-Sensoren in dieser Arbeit das TDMA-Verfahren verwendet. Auch bei Nutzung des ΔE -Effektes ist keine genügend hohe Bandbreite vorhanden, sodass auch hier auf das TDMA-Verfahren zurückgegriffen werden müsste. Da die Verwendung des ΔE -Effektes zur Lokalisierung bei den in dieser Arbeit verwendeten Sensoren jedoch im Vergleich zur direkten Detektion keine Vorteile bietet, wird im Folgenden ausschließlich die Lokalisierung in direkter Detektion betrachtet. Die zusätzlich verwendeten Fluxgate-Sensoren haben eine -3 dB-Grenzfrequenz von 1 kHz [Ste], sodass hier ein FDMA-Verfahren verwendet werden kann.

3.2 Spulenverstärker

Die Anregung der Spulen geschieht in dieser Arbeit über eine Soundkarte. Da mit diesem DA-Wandler jedoch nicht genug Leistung erzeugt werden kann, wird vor die Spulen ein Spulenverstärker¹ geschaltet. Die Amplituden- und Phasengänge der einzelnen Verstärkerkanäle sind in Abbildung 3.3 dargestellt.

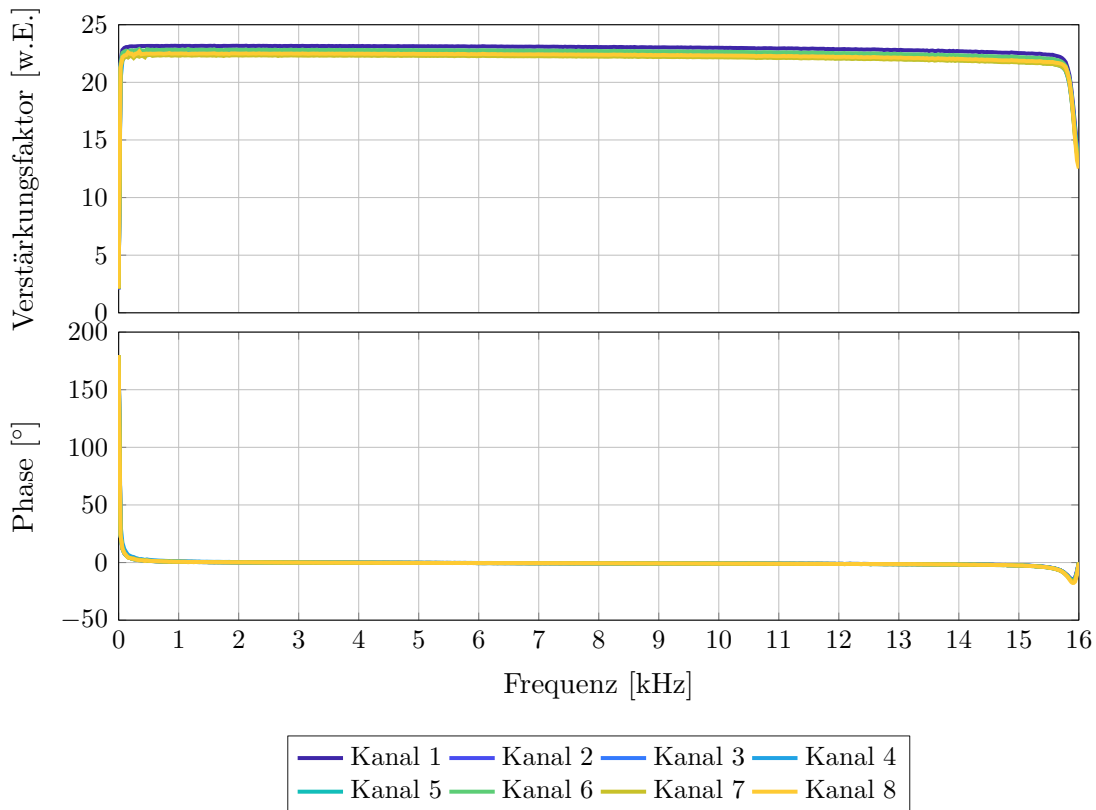


Abbildung 3.3: Amplituden- und Phasengänge der einzelnen Kanäle des verwendeten Spulenverstärkers.

Die Schätzung der Übertragungsfunktion der Verstärkerkanäle wurde mit Hilfe eines NLMS-Algorithmus (Normalized-Least-Mean-Square-Algorithmus) [Hän04] umgesetzt. Es wird ersichtlich, dass in dem gewünschten Frequenzbereich (zwischen 100 Hz und 10 kHz) in dem sich die Spulensignale in dieser Arbeit befinden, der Verstärkungsfaktor über alle Frequenzen nahezu konstant ist. Außerdem ist ersichtlich, dass kein Phaseneinfluss berücksichtigt werden muss. Die Verstärkungsfaktoren sind in Tabelle 3.1 zusammengefasst. Die Verringerung des Verstärkungsfaktors bei höheren Frequenzen ist auf das Übertragungsverhalten der Soundkarte zurückzuführen sowie auf das Adaptionsverhalten des adaptiven Filters und spiegelt somit keine Eigenschaft des Spulenverstärkers wider.

¹Der Spulenverstärker wurde von Alexander Teplyuk (SFB 1261, Projekt Z2) gebaut und uns zur Anwendung in der magnetischen Lokalisierung zur Verfügung gestellt.

Tabelle 3.1: Verstärkungsfaktoren der Spulenverstärkerkanäle.

Kanal	1	2	3	4	5	6	7	8
Verstärkungsfaktor	23,16	22,43	22,65	22,68	22,38	22,81	22,33	22,5

3.3 Spulensimulation

Die orthogonalen Signale werden über am Rande des Lokalisierungsgebietes platzierten Spulen ausgesendet. Die Spulen erzeugen Magnetfelder, die am Sensor gemessen werden. Unter der Annahme, dass sich kein magnetisch leitfähiges Material im Lokalisierungsgebiet befindet, gilt für das Übertragungsmedium μ_0 , da für die Permeabilitätszahl von Luft gilt $\mu_r \approx 1$ [Alb11]. Das von einer Spule λ am Ort des Sensors $\vec{r}_{\text{Sen},l}(t)$ erzeugte Magnetfeld $\vec{b}_{\text{Sp},\lambda}(\vec{r}_{\text{Sen},l}(t), t)$ kann in allgemeiner Form durch das Gesetz von Biot-Savart [Blu91]

$$\vec{b}_{\text{Sp},\lambda}(\vec{r}_{\text{Sen},l}(t), t) = \frac{\mu_0}{4\pi} i_{\text{Sp},\lambda}(t) \int_{Sp} d\vec{s} \times \frac{\vec{r}_{\text{Sen},l}(t) - \vec{r}'_{\text{Sp},\lambda}}{\|\vec{r}_{\text{Sen},l}(t) - \vec{r}'_{\text{Sp},\lambda}\|^3} \quad (3.2)$$

beschrieben werden. Hierbei wird die Spule in infinitesimal kleine Drahtstücke geteilt, die über den Gesamtdraht Sp aufintegriert das Gesamtmagnetfeld der Spule ergeben. Die Positionen auf dem Draht werden als $\vec{r}'_{\text{Sp},\lambda}$ definiert und die Laufrichtung mit $d\vec{s}$. Der zeitabhängige Spulenstrom ist $i_{\text{Sp},\lambda}(t)$. Formel (3.2) ist allgemeingültig, unabhängig von der Distanz $\vec{r}_{\text{Sen},\text{Sp},l,\lambda}(t) = \vec{r}_{\text{Sen},l}(t) - \vec{r}'_{\text{Sp},\lambda}$ zwischen Spule λ und Sensor l . Ist der Abstand zwischen Spule und Sensor größer als etwa zehnmals der Durchmesser der Spule [Bao12], so kann die Spule als magnetischer Dipol approximiert werden. Das Magnetfeld eines magnetischen Dipols [Bao12; Blu91]

$$\vec{b}_{\text{Sp},\lambda}(\vec{r}_{\text{Sen},l}(t), t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{3 \vec{r}_{\text{Sen},\text{Sp},l,\lambda}(t) \langle \vec{m}_\lambda(t), \vec{r}_{\text{Sen},\text{Sp},l,\lambda}(t) \rangle - \vec{m}_\lambda(t) \|\vec{r}_{\text{Sen},\text{Sp},l,\lambda}(t)\|_2^2}{\|\vec{r}_{\text{Sen},\text{Sp},l,\lambda}(t)\|_2^5} \quad (3.3)$$

ist hierbei erneut abhängig von der Distanz zwischen Sensor und Spule und dem Spulenstrom. Der Operator $\langle \vec{x}, \vec{y} \rangle$ gibt das Skalarprodukt der Vektoren \vec{x} und \vec{y} und $\|\vec{x}\|_2$ die L2-Norm des Vektors \vec{x} an. Zudem beschreibt $\vec{m}_\lambda(t)$ das Dipolmoment, welches für eine Spule λ bestimmt werden kann über

$$\vec{m}_\lambda(t) = i_{\text{Sp},\lambda}(t) \left(\frac{d_e}{2} \right)^2 N_W \vec{d}_\lambda \quad (3.4)$$

[Blu91; Mos17]. Der Vektor \vec{d}_λ beschreibt den Normalen- bzw. Richtungsvektor der Spule λ . Die Größen N_W und d_e beschreiben die Windungszahl und den effektiven Durchmesser der Spule.

In dieser Arbeit wurden Spulen mit einem effektiven Durchmesser von $d_e = 2,6$ cm und einer ungefähren Windungszahl von $N_W = 350$ Windungen verwendet. Da die Spu-

len manuell gewickelt² wurden, variiert die Anzahl an Windungen bei jeder Spule leicht. Der verwendete Kupferlackdraht hat einen Leitungsquerschnitt von $0,13 \text{ mm}^2$. Für eine exemplarische Spule mit $N_W = 350$ und $d_e = 2,6 \text{ cm}$ ist in Abbildung 3.4 das Verhältnis der Magnetfeldstärken zwischen der Berechnung über Biot-Savart und der Näherung über den magnetischen Dipol entlang der Spulenachse dargestellt. Der Unterschied zwischen den Feldberechnungen ist ab der Grenze von $10 d_e$ als hinreichend gering zu betrachten.

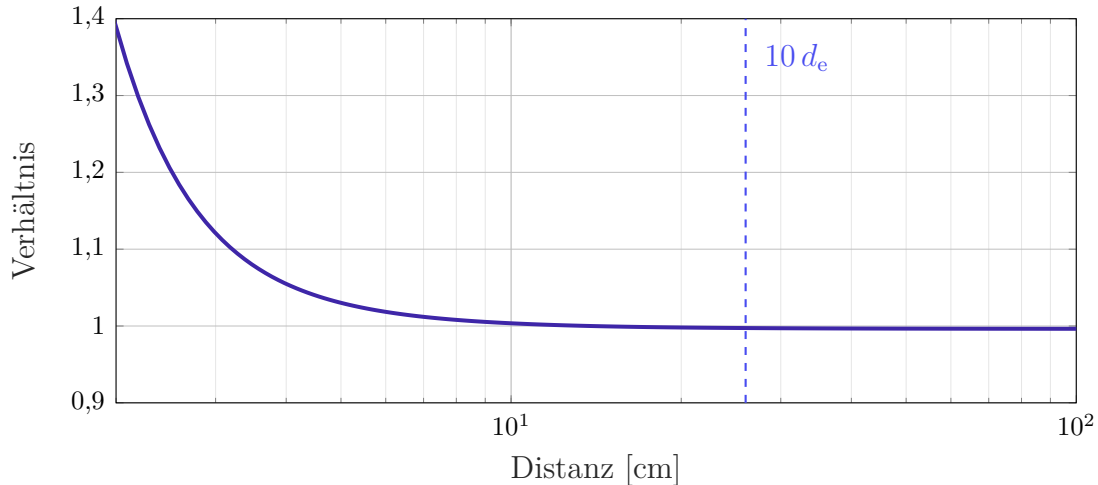


Abbildung 3.4: Verhältnis zwischen berechnetem Magnetfeld über Biot-Savart und Näherung über magnetischen Dipol in Abhängigkeit der Distanz zwischen Messort und Spulenmitte.

In dieser Arbeit wird der Mindestabstand zwischen verwendeten Spulen und zu lokalisierendem Sensor immer eingehalten, sodass im Folgenden die Simulation des erzeugten Magnetfeldes ausschließlich über das magnetische Dipolmodell erfolgt. Dieses bietet den Vorteil einer effizienteren Berechnung, die in Echtzeit möglich ist.

In Abbildung 3.5 ist der Zusammenhang zwischen Strom und Magnetfeld (im Inneren) der Spule für alle acht Spulen dargestellt. Bis zu einer Frequenz von ca. 10 kHz sind die Umrechnungsfaktoren relativ gleichmäßig. Ab da steigen sie bis zu einem Maximum bei ca. 45 kHz. Dies liegt insbesondere an der Eigenresonanz der Spule [Füh19]. Für Werte bis zu 10 kHz sind die Umrechnungsfaktoren der Spulen in Tabelle 3.2 zusammengefasst.

Tabelle 3.2: Zusammenhang zwischen Magnetfeld im Inneren der Spule und Stromstärke bis etwa 10 kHz.

Spule	1	2	3	4	5	6	7	8
Umrechnungsfaktor [mT/A]	13	12,9	12,7	12,7	12,7	12,4	12,5	12,5

Die Umrechnungsfaktoren sind alle recht ähnlich, leichte Unterschiede lassen sich beispielsweise durch Unterschiede in der Wicklungszahl erklären. Auch Positionierungsfehler

²Teilweise zusammen mit Alexander Teplyuk (SFB 1261, Projekt Z2).

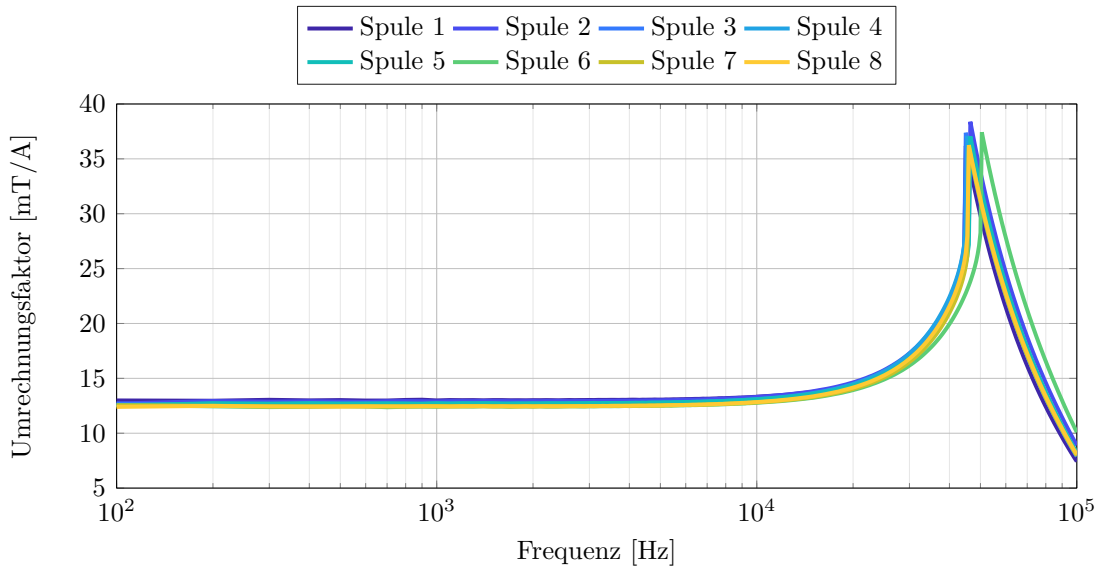


Abbildung 3.5: Umrechnungsfaktor zwischen Strom und Magnetfeld im Inneren der Spule für alle acht in dieser Arbeit verwendeten Spulen.

der magnetischen Messsonde während der Kalibration der Spulen sind nicht auszuschließen und können bei Spulen mit einer so geringen Größe zu einem (deutlichen) Unterschied in den Ergebnissen führen.

Die Anregung der Spulen geschieht in der vorliegenden Arbeit mittels einer Spannungsquelle. Da das Magnetfeld einer Spule jedoch wie zuvor beschrieben stromabhängig ist, muss der Zusammenhang zwischen Spulenstrom und -spannung berücksichtigt werden. Das Ersatzschaltbild einer realen Spule ist in Abbildung 3.6 gezeigt.

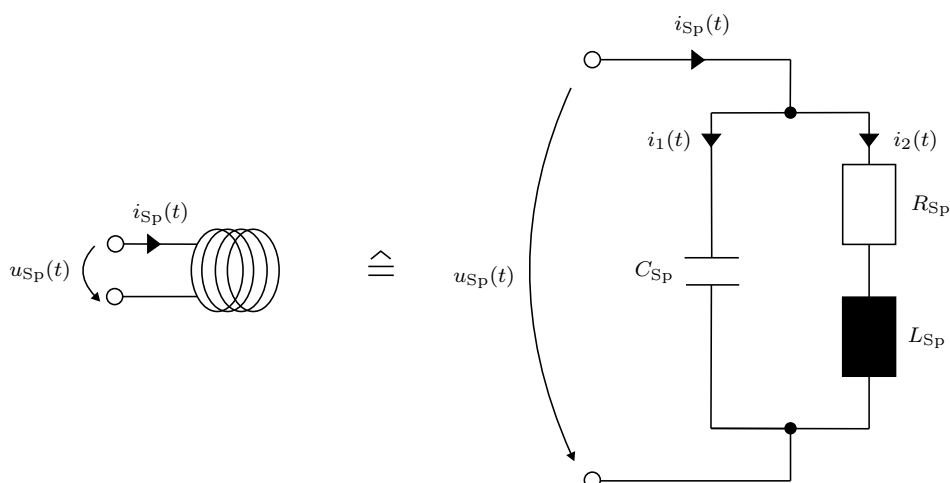


Abbildung 3.6: Spulenersatzschaltbild. Adaptiert nach [Füh19].

Neben der Induktivität L_{SP} , sind in dem Modell auch der Verlustwiderstand R_{SP} und die Wicklungskapazität C_{SP} enthalten [Füh19]. Die kapazitive Wirkung der Wicklungs-

kapazität entsteht durch Verschiebungsströme zwischen den einzelnen Windungen der Drahtwicklung [Füh19]. Der Verlustwiderstand modelliert die Verluste durch den Drahtwiderstand [Füh19]. Nach Abbildung 3.6 ergibt sich die Spannung über der Spule zu

$$u_{\text{Sp}}(t) = \frac{1}{C_{\text{Sp}}} \int i_1(t) dt = R_{\text{Sp}} i_2(t) + L_{\text{Sp}} \frac{di_2(t)}{dt} \quad (3.5)$$

[Füh19]. Um die frequenzabhängige Impedanz der Spule zu bestimmen, kann die Gleichung mittels Fourier-Transformation in den Frequenzbereich transformiert werden. Mit Hilfe der Fourier-Transformierten $U_{\text{Sp}}(j\omega) = \mathcal{F}\{u_{\text{Sp}}(t)\}$ und $I_{\text{Sp}}(j\omega) = \mathcal{F}\{i_{\text{Sp}}(t)\}$ ergibt sich der Zusammenhang

$$U_{\text{Sp}}(j\omega) = Z_{\text{Sp}}(j\omega) I_{\text{Sp}}(j\omega) \quad (3.6)$$

zwischen Spulenspannung $U_{\text{Sp}}(j\omega)$ und Spulenstrom $I_{\text{Sp}}(j\omega)$. Somit ergibt sich die komplexe, frequenzabhängige Impedanz der Spule zu

$$Z_{\text{Sp}}(j\omega) = \left(j\omega C_{\text{Sp}} + \frac{1}{R_{\text{Sp}} + j\omega L_{\text{Sp}}} \right)^{-1}. \quad (3.7)$$

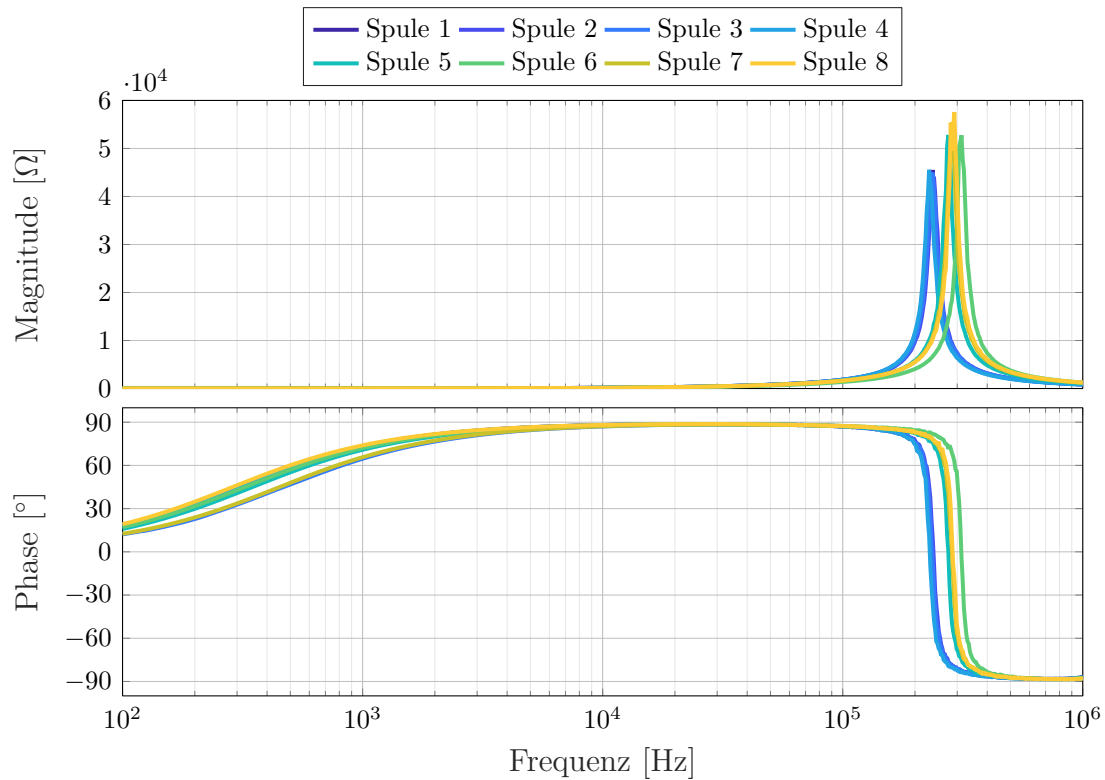
Durch die kapazitive Wirkung der Wicklungen kommt es bei höheren Frequenzen zur Resonanz [Füh19]. Unterhalb der Resonanz wirkt die Spule induktiv, oberhalb der Resonanz kapazitiv [Füh19]. Da in dieser Arbeit die Spulen nur bei Frequenzen weit unterhalb ihrer Resonanz betrieben werden, kann das kapazitive Verhalten der Spulen vernachlässigt werden. Die Impedanzen der in dieser Arbeit verwendeten Spulen wurden mit Hilfe des Netzwerkanalysators Bode 100 [Lab21] vermessen und sind, aufgeteilt in Magnitude und Phase, in Abbildung 3.7 dargestellt. Die Eigenresonanzen der Spulen liegen zwischen 200 – 300 kHz. Die über die Spulen ausgesendeten Signale liegen in einem Frequenzbereich bis maximal 10 kHz, sodass diese weit unterhalb der Resonanz der Spulen liegen.

3.4 Sensormodell

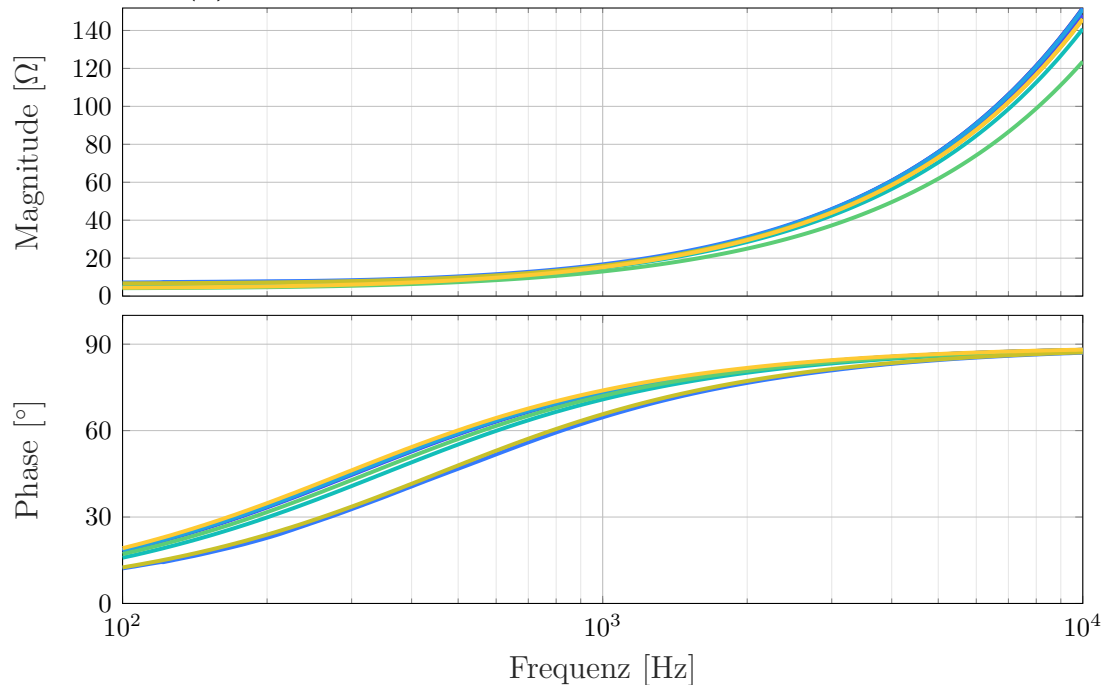
Die magnetischen Signale der Spulen $\vec{b}_{\text{Sp},\lambda}(t, \vec{r})$ werden über den Sensor bzw. die Sensoren gemessen. Unabhängig vom verwendeten Sensor und Ausleseverfahren kann das vom Sensor l aufgenommene Signal allgemein beschrieben werden als

$$u_{\text{in},l}(t) = h_{\text{Sen},l}(t) * \left(\vec{d}_{\text{Sen},l}^{\text{T}} \sum_{\lambda=1}^{N_{\text{Sp}}} \vec{b}_{\text{Sp},\lambda}(t, \vec{r})|_{\vec{r}=\vec{r}_{\text{Sen},l}(t)} \right). \quad (3.8)$$

Hierbei wurden die verschiedenen Arten von Störquellen, die auftreten können, in dem Modell nicht betrachtet. Mögliche Störquellen können unter anderem magnetische Störungen, elektrische Einkopplungen, im Falle der ME-Sensoren mechanische Störungen oder sensoreigenes Rauschen sein [Ree17b; Dur19; Dur17b]. Es wird zudem angenommen, dass



(a) Kompletter Frequenzbereich bis zur Eigenresonanz der Spule.



(b) Frequenzbereich in dem sich die Spulensignale befinden.

Abbildung 3.7: Impedanzen der verwendeten Spulen aufgeteilt in Magnitude und Phase.

sich die richtungsabhängige Impulsantwort aufteilen lässt in eine richtungsunabhängige Impulsantwort $h_{\text{Sen},l}(t)$ und eine (zeitunabhängige) Richtcharakteristik $\vec{d}_{\text{Sen},l}$. Zusätzlich wird der Sensor hier als Punktsensor am Ort $\vec{r}_{\text{Sen},l}(t)$ simuliert, was nur eine Näherung der Realität darstellt, da jeder Sensor eine gewisse Ausdehnung aufweist. Insbesondere wenn der Sensor bzw. das Sensorelement verhältnismäßig groß ist, muss darauf geachtet werden, wo die Stelle des Sensors mit der höchsten Empfindlichkeit ist bzw. sich die Ausleseelektrode auf dem Sensor befindet.

In [Özd20] wurde ein ME-Sensor der Breite 2,45 mm und Länge 26,25 mm hinsichtlich des Ortes der höchsten Empfindlichkeit bei Anregung mit verschiedenen Frequenzen untersucht. Es wurde gezeigt, dass die Empfindlichkeit der ME-Sensoren davon abhängt, wo das Magnetfeld auf den Sensor trifft [Özd20]. So wird je nach gewünschter Lokalisierungs-genauigkeit und Größe des Sensors ein genaueres Vorwärtsmodell des Sensors benötigt, welches insbesondere die Dimensionierung des Sensors mit betrachtet [Özd20; Fri22]. Eine potentielle Aufteilung des Sensors ist beispielhaft in Abbildung 3.8 gezeigt.

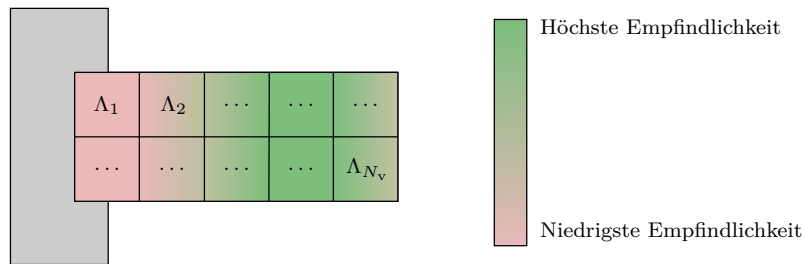


Abbildung 3.8: Aufteilung eines Sensorelementes in mehrere Voxel (hier dargestellt in 2D). Diese werden je nach vorliegender Empfindlichkeit mit den Faktoren Λ_ξ gewichtet.

Hierbei werden die einzelnen Voxel abhängig von der dort vorliegenden Empfindlichkeit des Sensors mit den Gewichtungsfaktoren Λ_ξ gewichtet. Insgesamt ergibt sich also $\sum_{\xi=1}^{N_v} \Lambda_\xi = 1$. Mit der Aufteilung des Sensors in unterschiedlich stark gewichtete Voxel kann die Gleichung (3.8) erweitert werden zu

$$u_{\text{in},l}(t) = h_{\text{Sen},l}(t) * \left(\vec{d}_{\text{Sen},l}^T \sum_{\lambda=1}^{N_{\text{Sp}}} \sum_{\xi=1}^{N_v} \Lambda_\xi \vec{b}_{\text{Sp},\lambda}(t, \vec{r}) \Big|_{\vec{r}=\vec{r}_{\text{Sen},l,\xi}^V} \right). \quad (3.9)$$

mit der Annahme, dass die Impulsantwort des Sensors, ebenso wie die Richtcharakteristik für alle Voxelpositionen identisch ist. Der Ortsvektor $\vec{r}_{\text{Sen},l,\xi}^V$ beschreibt die Position des jeweiligen Voxels ξ auf dem Sensor l . Je feiner die Aufteilung des Sensorelementes, desto genauer ist das verwendete Vorwärtsmodell. Jedoch steigt die Rechenlast hierbei auch stark an, sodass ein Kompromiss zwischen Genauigkeit und Rechenlast gefunden werden muss.

Da es sich bei den in dieser Arbeit verwendeten ME-Sensoren um $1\text{ mm} \times 3\text{ mm}$ große Sensorelemente handelt, wird der Sensor hier nicht in mehrere Voxel unterteilt, sondern als Punktquelle simuliert. Die Fluxgate-Sensoren haben ein $4\text{ mm} \times 22\text{ mm}$ großes magnetisch empfindliches Element (Sensorspule). Hierbei kann demnach eine Aufteilung des Sensors in verschiedene Voxel sinnvoll sein. Da die Rechenlast jedoch durch die Aufteilung in mehrere Voxel deutlich ansteigt, wurde im Rahmen dieser Arbeit auf die Implementierung verzichtet.

3.4.1 Richtcharakteristik

Die verwendeten Sensoren (sowohl die Fluxgate-Sensoren als auch die ME-Sensoren) sind einachsige Sensoren und besitzen eine gewisse Richtcharakteristik, wie bereits in Abschnitt 2.4 gezeigt. Die Richtcharakteristik wird hier allgemein als kosinusförmig angenommen. D.h. parallel zur magnetisch empfindlichen Achse liegt die höchste Empfindlichkeit vor, während senkrecht zur magnetisch empfindlichen Achse die geringste bzw. keine Empfindlichkeit vorliegt. Dies kann als Direktivität mit einem Einheitsvektor dargestellt werden. Wenn der Sensor bspw. mit seiner magnetisch empfindlichen Achse in x-Richtung zeigt, würde für den Richtungsvektor gelten $\vec{d}_{\text{Sen},l} = [1,0,0]^T$. Bei den ME-Sensoren ist durch das Exchange-Bias eine Verkippung der magnetisch empfindlichen Achse zur langen Achse des Sensors vorhanden [Spe21a]. Wird nur ein einzelner Sensor lokalisiert, muss diese Verkippung nicht im Vorwärtsmodell betrachtet werden. Der Algorithmus lokalisiert hier automatisch die magnetisch empfindliche Achse des Sensors. Werden jedoch mehrere Sensoren in einem Sensorarray lokalisiert, müssen die Verkippungen vorher gemessen und in dem Vorwärtsmodell integriert werden. Dies wird im folgenden Abschnitt genauer erläutert.

3.4.2 Sensorarray

Durch die Lokalisierung eines Sensorarrays kann ein Faktor N_{Sen} an Eingangsparametern gewonnen werden. Eine höhere Anzahl an Eingangsparametern ermöglicht auch eine genauere bzw. zumindest robustere Lokalisierung. Werden hingegen mehr Spulen verwendet, erhöht sich entweder die benötigte Bandbreite des Sensors (bei einem FDMA-Verfahren, vgl. Abschnitt 3.1.2) oder die zeitliche Auflösung verringert sich (bei einem TDMA-Verfahren, vgl. Abschnitt 3.1.1). Werden mehrere Sensoren gleichzeitig verwendet, erhöht sich weder die benötigte Bandbreite, noch verschlechtert sich die zeitliche Auflösung im Vergleich zur Verwendung eines einzelnen Sensors. Die einzige Voraussetzung ist, dass die Sensoren in dem Frequenzbereich, in dem sich auch die Spulensignale befinden, empfindlich genug sind. Für die verwendeten Fluxgate-Sensoren ist dies nicht problematisch, da die Sensoren alle eine ungefähre -3 dB -Grenzfrequenz von ca. 1 kHz aufweisen. Für die ME-Sensoren in direkter Detektion muss jedoch darauf geachtet werden, dass sich die Resonanzfrequenzen der verwendeten Sensoren nicht stark unterscheiden. Falls

die Resonanzfrequenzen zu stark variieren, können auch Signale bestehend aus mehreren Frequenzen (d.h. bspw. mehrere überlagerte Kosinus-Signale bei den jeweiligen Resonanzfrequenzen) über die Spulen übertragen werden. So wird jeder Sensor die Signale, die um die jeweilige Resonanz liegen, ausschließlich bzw. stärker empfangen als die anderen Sensoren.

Um nun mehr Eingangsparameter zu gewinnen, können die Positionen und Orientierungen der einzelnen Sensoren relativ zum Arraybezugspunkt \vec{r}_A in das Vorwärtsmodell mit einbezogen werden. Der Algorithmus wird dann den Arraybezugspunkt lokalisieren. Als Arraybezugspunkt kann z.B. der Arraymittelpunkt, ein einzelner Sensor oder ein anderer beliebiger Bezugspunkt gewählt werden. Der Richtungsvektor des Arrays wird mit \vec{d}_A bezeichnet. Durch die bekannten Positionen $\vec{r}_{A,Sen,l}$ und Orientierungen $\vec{\Theta}_{A,Sen,l}$ der Sensoren relativ zum Arraybezugspunkt, können die globalen Positionen $\vec{r}_{Sen,l}$ und Richtungsvektoren $\vec{d}_{Sen,l}$ der einzelnen Sensoren bestimmt werden. In Abbildung 3.9 ist beispielhaft ein Sensorarray bestehend aus zwei Sensoren dargestellt. Der Arraybezugspunkt wurde für eine bessere Übersicht außerhalb der Sensoren gewählt.

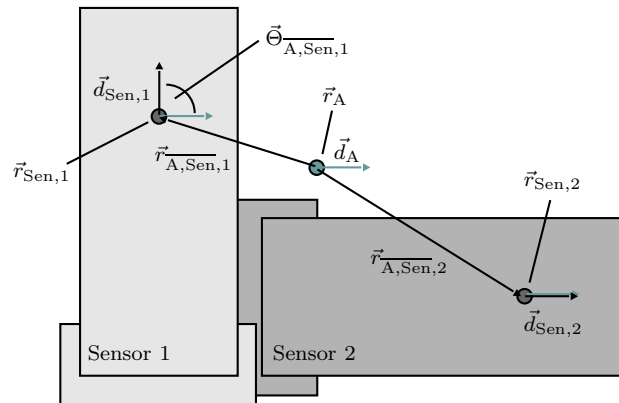


Abbildung 3.9: Beispiel für ein Sensorarray bestehend aus zwei Sensoren.

3.5 Leadfieldmatrix

Durch die zuvor gesammelten Erkenntnisse kann eine Vorwärtslösung, die sogenannte Leadfieldmatrix \mathbf{A} [Pfe20; Bai01], aufgestellt werden. Diese Matrix wird auch Verstärkungsmatrix oder Vorwärtsfeldmatrix [Bai01] genannt. Sie beschreibt den Zusammenhang zwischen den Spulensignalen und den am Sensor gemessenen Spannungen für verschiedene Positionen und Orientierungen, die der Sensor einnehmen kann. Dazu wird das Lokalisierungsgebiet in N_P potentielle Positions-/Orientierungspaare $\mathbf{P} = [\mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \dots, \mathbf{p}_j, \dots, \mathbf{p}_{N_P}]$ aufgeteilt. Dabei lässt sich ein Positions-/Orientierungspaar beschreiben mit

$$\mathbf{p}_j = \left[\vec{r}_{p,j}^T, \vec{\Theta}_{p,j}^T \right]^T. \tag{3.10}$$

Der Vektor $\vec{r}_{p,j}$ ist ein Positionsvektor bestehend aus einer x-, y- und z-Komponente. Der Vektor $\vec{\Theta}_{p,j}$ wird über die drei Winkel Roll φ_j , Pitch θ_j und Yaw ψ_j definiert. In Abbildung 3.10 sind die Winkel φ , θ und ψ schematisch skizziert. Die Drehung des Sensors erfolgt dabei in der Reihenfolge [IEE09]

1. Drehung um ψ um die z-Achse des Sensors,
2. Drehung um θ um die *neue* y-Achse des Sensors,
3. Drehung um φ um die *neue* x-Achse des Sensors.

Die Winkel φ und ψ sind im Bereich $\pm 180^\circ$ und der Winkel θ im Bereich $\pm 90^\circ$ definiert [IEE09]. Wenn der Winkel θ einen Wert von -90° oder $+90^\circ$ annimmt, werden die Winkel φ und ψ singular, d.h. sie können unterschiedliche Werte annehmen [IEE09].

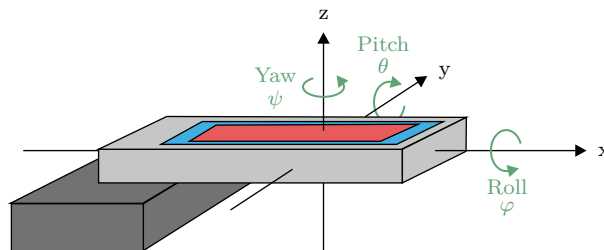
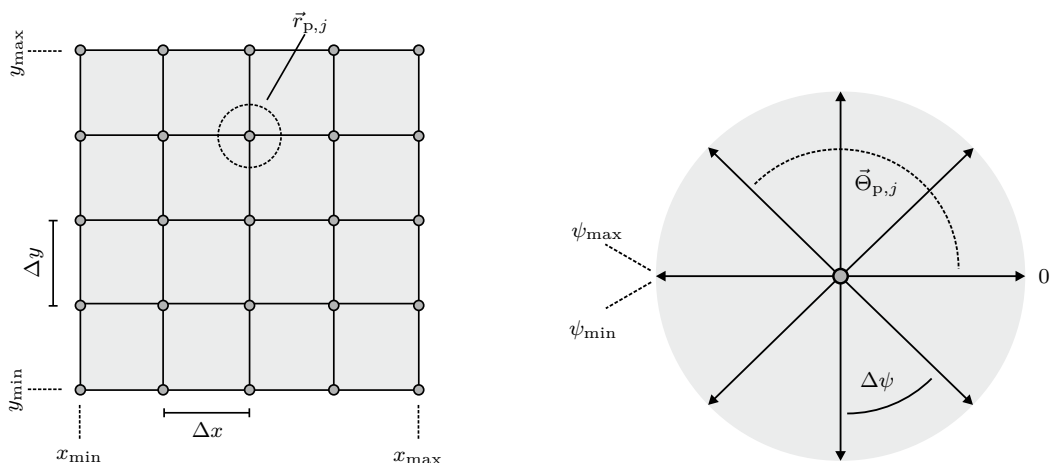


Abbildung 3.10: Veranschaulichung der Winkel Roll, Pitch und Yaw.

Die Aufteilung des Lokalisierungsgebietes in diese diskreten Positions-/Orientierungs-paare ist in Abbildung 3.11 beispielhaft für einen 2D-Aufbau dargestellt. Demnach sind hier ausschließlich die Aufteilung in der xy-Ebene sowie für den Winkel ψ gezeigt. Das gleiche Prinzip lässt sich jedoch ebenfalls für die anderen Dimensionen anwenden.



(a) Aufteilung in verschiedene Positionen. **(b)** Aufteilung in verschiedene Orientierungen.

Abbildung 3.11: Aufteilung des Lokalisierungsgebietes in diskrete Positions-/Orientierungspaare anhand eines zweidimensionalen Beispiels.

Die x-Ebene hat eine Größe von $x_{\max} - x_{\min}$. Wird diese Ebene in N_x mögliche x-Positionen geteilt, ergibt sich eine Schrittweite von

$$\Delta x = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{N_x - 1}. \quad (3.11)$$

Dieses Prinzip kann ebenfalls für die Größen y , z , φ , θ und ψ angewandt werden. D.h. für jede mögliche Position gibt es verschiedene Orientierungen, die der Sensor annehmen kann. Insgesamt ergeben sich somit

$$N_P = N_x N_y N_z N_\varphi N_\theta N_\psi \quad (3.12)$$

potentielle Positions-/Orientierungspaare.

Werden Sensorarrays betrachtet stellen diese Positions-/Orientierungspaare zwar den Bezugspunkt des Arrays, jedoch nicht die Positionen und Orientierungen der enthaltenen Sensoren dar. Unter der Annahme, dass die Position und Orientierung des Sensors relativ zum Arraybezugspunkt wie in Abbildung 3.9 skizziert definiert ist, können die Position und die Orientierung jedes einzelnen Sensors für jedes Positions-/Orientierungspaar des Arrays bestimmt werden durch

$$\begin{aligned} \vec{r}_{p,j,l}^{\text{Sen}} &= \vec{r}_{p,j} + \mathbf{R}_j \vec{r}_{A,\text{Sen},l} \\ \vec{d}_{p,j,l}^{\text{Sen}} &= \mathbf{R}_j \vec{d}_{\text{Sen},l} \end{aligned} \quad (3.13)$$

mit der Rotationsmatrix [Ang87]

$$\mathbf{R}_j = \begin{bmatrix} r_{11,j} & r_{12,j} & r_{13,j} \\ r_{21,j} & r_{22,j} & r_{23,j} \\ r_{31,j} & r_{32,j} & r_{33,j} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

mit

$$\begin{aligned} r_{11,j} &= \cos(\theta_j) \cos(\psi_j) \\ r_{12,j} &= \sin(\varphi_j) \sin(\theta_j) \cos(\psi_j) - \cos(\varphi_j) \sin(\psi_j) \\ r_{13,j} &= \cos(\varphi_j) \sin(\theta_j) \cos(\psi_j) + \sin(\varphi_j) \sin(\psi_j) \\ r_{21,j} &= \cos(\theta_j) \sin(\psi_j) \\ r_{22,j} &= \sin(\varphi_j) \sin(\theta_j) \sin(\psi_j) + \cos(\varphi_j) \cos(\psi_j) \\ r_{23,j} &= \cos(\varphi_j) \sin(\theta_j) \sin(\psi_j) - \sin(\varphi_j) \cos(\psi_j) \\ r_{31,j} &= -\sin(\theta_j) \\ r_{32,j} &= \sin(\varphi_j) \cos(\theta_j) \\ r_{33,j} &= \cos(\varphi_j) \cos(\theta_j). \end{aligned} \quad (3.15)$$

Wenn nur ein Einzelsensor vorliegt, kann entweder ein anderer Bezugspunkt als der Sensormittelpunkt gewählt werden und die Bestimmung der Sensorposition und -orientierung über Gleichung (3.13) erfolgen oder die potentiellen Positions-/Orientierungspaare stellen direkt die Sensorposition und -orientierung dar. Es würde somit gelten

$$\begin{aligned}\vec{r}_{p,j,l}^{\text{Sen}} &= \vec{r}_{p,j} \\ \vec{d}_{p,j,l}^{\text{Sen}} &= \vec{d}_{p,j},\end{aligned}\quad (3.16)$$

wobei $\vec{d}_{p,j}$ den Orientierungsvektor angibt, der sich über die Orientierung in $\vec{\Theta}_{p,j}$ ergibt.

Mit der Anzahl an Eingangsparametern $N_{\text{In}} = N_{\text{Sp}}N_{\text{Sen}}$ ergibt sich eine Matrix

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_j, \dots, \mathbf{a}_{N_{\text{P}}}] = \begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1j} & \cdots & a_{1N_{\text{P}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{i1} & \cdots & a_{ij} & \cdots & a_{iN_{\text{P}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N_{\text{In}}1} & \cdots & a_{N_{\text{In}}j} & \cdots & a_{N_{\text{In}}N_{\text{P}}} \end{bmatrix}\quad (3.17)$$

der Größe $N_{\text{In}} \times N_{\text{P}}$. Der Leadfieldmatrixeintrag

$$a_{ij} = \left(\vec{d}_{p,j,l}^{\text{Sen}}\right)^{\text{T}} \frac{3 \left(\vec{r}_{p,j,l}^{\text{Sen}} - \vec{r}_{\text{Sp},\lambda}\right) \left(\vec{d}_{\text{Sp},\lambda}^{\text{T}} \left(\vec{r}_{p,j,l}^{\text{Sen}} - \vec{r}_{\text{Sp},\lambda}\right)\right) - \vec{d}_{\text{Sp},\lambda} \left\|\vec{r}_{p,j,l}^{\text{Sen}} - \vec{r}_{\text{Sp},\lambda}\right\|_2^2}{\left\|\vec{r}_{p,j,l}^{\text{Sen}} - \vec{r}_{\text{Sp},\lambda}\right\|_2^5}\quad (3.18)$$

$$\text{mit } l = \left\lfloor \frac{i}{N_{\text{Sp}}} \right\rfloor \text{ und } \lambda = ((i - 1) \bmod N_{\text{Sp}}) + 1$$

beschreibt den Einfluss der Spule λ auf den Sensor l , angenommen der Sensor bzw. das Sensorarray ist durch die Position und Orientierung in \mathbf{p}_j beschrieben. Gleichung (3.18) ist eine reduzierte Form der magnetischen Dipol-Gleichung (3.3). Der Spaltenvektor \mathbf{a}_j beschreibt demnach die Einflüsse der Spulen an den Sensoren für das Positions-/Orientierungspaar j .

Je nach Spulenanordnung ist die Leadfieldmatrix unterschiedlich gut aufgestellt [Fri22]. D.h. es kann vorkommen, dass sich die Leadfieldmatrixspaltenvektoren \mathbf{a}_j stark ähneln und es somit (insbesondere wenn Rauschen vorliegt) einfacher zu falschen Lokalisierungen kommt. Zur Überprüfung, wie robust die Leadfieldmatrix ist, bzw. wie leicht einzelne Positions-/Orientierungspaare sich miteinander verwechseln lassen, kann der Abstand

$$\Delta a_{j_1 j_2} = \|\mathbf{a}_{j_1} - \mathbf{a}_{j_2}\|_2 = \sqrt{\sum_{i=1}^{N_{\text{In}}} |a_{ij_1} - a_{ij_2}|^2}\quad (3.19)$$

zwischen den einzelnen Leadfieldmatrixspaltenvektoren \mathbf{a}_j bestimmt werden. Für eine beispielhafte Spulenanordnung in 2D ist dies in Abbildung 3.12 dargestellt. Hierbei wurde

der Winkel Yaw ψ auf Null gesetzt und nur verschiedene Positionen in x und y untersucht.

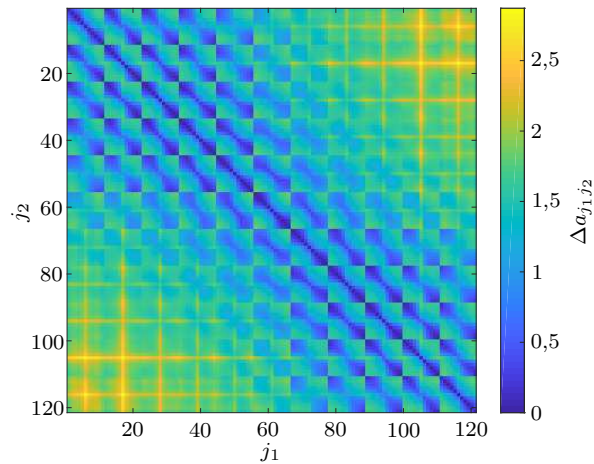


Abbildung 3.12: Differenz/Abstand $\Delta a_{j_1 j_2}$ zwischen den einzelnen Leadfieldmatrixspaltenvektoren \mathbf{a}_j für eine Beispielanordnung von Spulen.

Es ist deutlich erkennbar, dass einige der Leadfieldmatrixspaltenvektoren geringe Distanzen zueinander aufweisen, andere jedoch große Unterschiede aufweisen. Über die Berechnung des Mittelwert und der Standardabweichung dieser Abweichungen/Distanzen $\Delta a_{j_1 j_2}$, können bspw. verschiedene Spulenanordnungen miteinander verglichen werden, um so die bessere Spulenanordnung auszuwählen.

Kapitel 4

Lokalisierung

Zur Lokalisierung der Sensoren werden die digitalen Sensoreingangssignale $\mathbf{x}_{\text{Sen}}(n)$ mit der in Kapitel 3 erstellten Vorwärtslösung verglichen. Dies geschieht mit Hilfe verschiedener Signalverarbeitungsschritte wie in Abbildung 4.1 gezeigt. Hierbei lässt sich die Signalverarbeitungskette aufteilen in Vorverarbeitungsschritte zum Extrahieren benötigter Informationen, die Positions- und Orientierungsschätzung und Nachverarbeitungsschritte zur Verbesserung der Schätzung. Die Eingangs- und Ausgangssignale sind im Analogen Spannungsgrößen. Da für den verwendeten Algorithmus nur die Signalamplituden relativ zueinander von Bedeutung sind, muss der Umrechnungsfaktor des AD-/DA-Wandlers nicht für die Lokalisierung berücksichtigt werden. Somit wird im Folgenden bspw. mit $\mathbf{x}_{\text{Sen}}(n)$ anstatt mit $\mathbf{u}_{\text{Sen}}(n)$ gearbeitet.

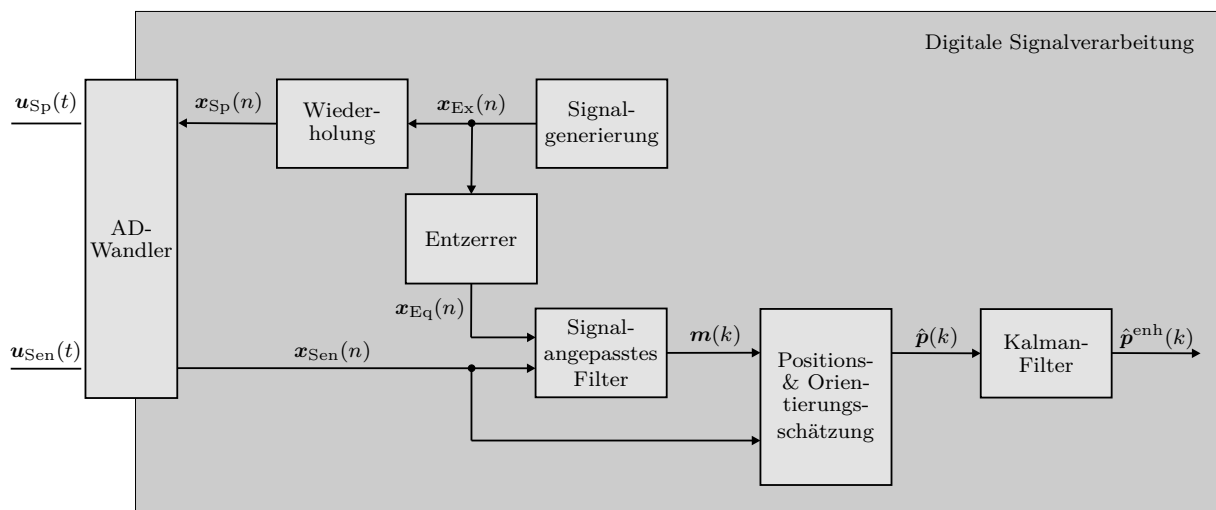


Abbildung 4.1: System zur Lokalisierung magnetischer Sensoren. Die Sensoren messen eine Überlagerung der magnetischen Spulensignale. Diese werden mit Hilfe des signalangepassten Filters wieder separiert und zur Bestimmung der Position und Orientierung des Sensors bzw. Sensorarrays genutzt. Das geschätzte Ergebnis wird über ein Kalman-Filter geglättet.

Die vorgestellte Signalverarbeitungskette wurde zum Teil in eigenen Publikationen veröffentlicht [Bal21; Spe21a; Bal22] und wird im Folgenden ausführlich beschrieben und analysiert.

4.1 Vorverarbeitung

Um die über den Sensor empfangenen Signale mit den Spulensignalen vergleichen zu können, sind einige Vorverarbeitungsschritte notwendig. Hierbei werden die benötigten Informationen aus den gemessenen Sensorsignalen $\mathbf{x}_{\text{Sen}}(n) = [x_{\text{Sen},1}(n), \dots, x_{\text{Sen},N_{\text{Sen}}}(n)]^T$ extrahiert, sodass ein Vergleich zwischen gemessenen Daten und Vorwärtsmodell (vgl. Kapitel 3) erfolgen kann. Zu der Vorverarbeitung werden in dieser Arbeit der Entzerrer der Anregungssignale und das signalangepasste Filter gezählt. Außerdem ist auch die Erzeugung der Spulensignale hier eingeordnet.

4.1.1 Signalgenerierung

Der Sensor bzw. die Sensoren messen eine Überlagerung der Magnetfelder, die von den Spulen generiert werden. Um diese später wieder separieren zu können, müssen die ausgesendeten Signale orthogonal zueinander sein, wie in Kapitel 3.1 ausführlich beschrieben. Je nach Eigenschaften des verwendeten Sensors sind hier verschiedene Ansätze vorteilhaft.

In dieser Arbeit werden ein TDMA-Ansatz für die ME-Sensoren und ein FDMA-Ansatz für die Fluxgate-Magnetometer verwendet. Allgemein wird für jede Spule λ eine kurze Sequenz $x_{\text{Ex},\lambda}(n)$ der Länge L_{Ex} erzeugt, welche periodisch wiederholt wird. Somit ergibt sich das Anregungssignal der Spule λ zu

$$x_{\text{Sp},\lambda}(n) = x_{\text{Ex},\lambda}(n - \eta L_{\text{Ex}}) \quad \text{mit } \eta \in \mathbb{Z}. \quad (4.1)$$

Die Sequenz $x_{\text{Ex},\lambda}(n)$ hat für die Ansätze TDMA und FDMA unterschiedliche Strukturen.

Wird ein ME-Sensor in direkter Detektion lokalisiert und somit ein TDMA-Verfahren verwendet, so ergibt sich das Signal zu

$$x_{\text{Ex},\lambda}(n) = \hat{x}_{\text{Ex}} \cos\left(2\pi f_{\text{Ex}} \left(\frac{n - \kappa_\lambda}{f_s}\right)\right) w(n - \kappa_\lambda) \quad \text{mit } \kappa_\lambda = (\lambda - 1) \frac{L_{\text{Ex}}}{N_{\text{Sp}}}, \quad (4.2)$$

wobei die Anregung hier ein monofrequentes Signal bei der Resonanzfrequenz ist, d.h. $f_{\text{Ex}} = f_r$. Die Amplitude des Signals \hat{x}_{Ex} ist für alle Spulen gleich. Zusätzlich wird das Signal gefenstert mit $w(n)$, um unerwünschte spektrale Verbreiterungen zu verringern. In dieser Arbeit wird grundsätzlich ein Hann-Fenster der Länge L_w verwendet, d.h. [Pro96]

$$w(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{L_w - 1}\right)\right), & \text{wenn } n \in \{0, \dots, L_w - 1\}, \\ 0, & \text{sonst.} \end{cases} \quad (4.3)$$

Bei einem TDMA-Ansatz muss gelten $L_w \leq \frac{L_{\text{Ex}}}{N_{\text{Sp}}}$, damit alle Spulensignale nacheinander ausgesendet werden und sich nicht zeitlich überschneiden. Gilt $L_w < \frac{L_{\text{Ex}}}{N_{\text{Sp}}}$, ist eine kurze Pausenzeit zwischen den Anregungen aufeinanderfolgender Spulen vorgesehen. Das monofrequente Anregungssignal in Gleichung (4.2) kann ebenfalls durch ein anderes Signal ersetzt werden.

Für das FDMA-Verfahren, d.h. die Lokalisierung der Fluxgate-Magnetometer, werden in dieser Arbeit Chirp-Sequenzen verwendet. Das Anregungssignal der Spule λ [Opp97; Pat12]

$$x_{\text{Ex},\lambda}(n) = \hat{x}_{\text{Ex}} \cos \left(2\pi \left(f_{\text{u},\lambda}^{\text{Sig}} + \beta \frac{n}{f_s} \right) \frac{n}{f_s} \right) w(n - \kappa_\lambda) \quad (4.4)$$

mit $\beta = \frac{f_{\text{o},\lambda}^{\text{Sig}} - f_{\text{u},\lambda}^{\text{Sig}}}{2L_w} f_s$ und $\kappa_\lambda = (\lambda - 1) \frac{L_{\text{Ex}}}{N_{\text{Sp}}}$

ist demnach ein gefensterter linearer Chirp. Hierbei sind $f_{\text{u},\lambda}^{\text{Sig}}$ die minimale und $f_{\text{o},\lambda}^{\text{Sig}}$ die maximale Frequenz des Chirp-Signals. Die Frequenzen der verschiedenen Spulensignale müssen sich dabei unterscheiden, d.h. es muss gelten $f_{\text{o},\lambda}^{\text{Sig}} < f_{\text{u},\lambda+1}^{\text{Sig}}$. Für die Länge des Signals gilt hier $L_w \leq L_{\text{Ex}}$. Sobald $L_w < L_{\text{Ex}}$ gilt, ist eine Pausenzeit zwischen zwei Iterationen vorgesehen.

Zur Veranschaulichung sind in Abbildung 4.2 beispielhaft die Signale für ein TDMA- und ein FDMA-Verfahren für drei Spulen abgebildet. Hier wird die Unterscheidung der Längen L_w und L_{Ex} verdeutlicht.

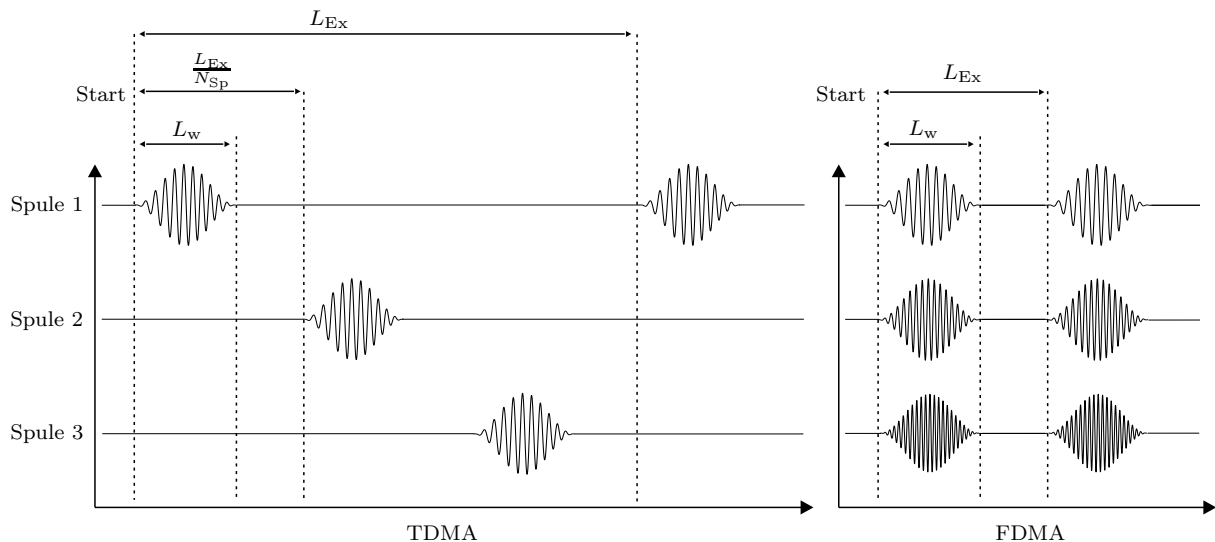


Abbildung 4.2: Unterschied in den Längen der Anregungs- und Spulensignale abhängig vom verwendeten Verfahren.

4.1.2 Entzerrung

Wie bereits in Abschnitt 3.3 beschrieben, ist das Magnetfeld einer Spule proportional zum Anregungsstrom und nicht zur Anregungsspannung. Da in dieser Arbeit die Spulen jedoch mittels einer Spannungsquelle angesteuert werden, sind die erzeugten Magnetfelder im Vergleich zu den Anregungssignalen $\mathbf{x}_{\text{Sp}}(n) = [x_{\text{Sp},1}(n), \dots, x_{\text{Sp},N_{\text{Sp}}}(n)]^T$ sowohl in der Amplitude als auch in der Phase verzerrt, beschrieben durch die jeweilige Impulsantwort der Spule $h_{\text{Sp},\lambda}(n)$. Des Weiteren werden die empfangenen Magnetfelder durch die Impulsantwort des Sensors $h_{\text{Sen},l}(n)$ verzerrt.

Um den Anteil des jeweiligen Spulensignals $x_{\text{Sp},\lambda}(n)$ im Sensorsignal $x_{\text{Sen},l}(n)$ zu bestimmen, müssen jedoch die empfangenen und ausgesendeten Signale miteinander vergleichbar sein. Hierfür gibt es zwei verschiedene Vorgehensweisen:

1. Entzerrung der Spulensignale vor dem Aussenden und Entzerrung der gemessenen Sensorsignale
2. Modifikation der signalangepassten Filter (Verzerrung)

Um die Entzerrung während der Laufzeit einzusparen, wird in dieser Arbeit eine Anpassung der signalangepassten Filter vorgenommen.

Das Filter zum Entzerren/Verzerren der Signale

$$h_{\text{Eq},i}(n) = \hat{g}_{V,\lambda} \hat{h}_{\text{Sp},\lambda}(n) * \hat{h}_{\text{Sen},l}(n) \quad \text{mit } i = (l-1)N_{\text{Sp}} + \lambda \quad (4.5)$$

besteht sowohl aus der geschätzten Impulsantwort $\hat{h}_{\text{Sp},\lambda}(n)$ der Spule λ als auch der geschätzten Impulsantwort $\hat{h}_{\text{Sen},l}(n)$ des Sensors l . Der Faktor $\hat{g}_{V,\lambda}$ beschreibt den geschätzten Verstärkungsfaktor des Spulenverstärkers. Wie in Abschnitt 3.2 gezeigt wurde, ist der Frequenzgang des Verstärkers im betrachteten Frequenzbereich vernachlässigbar. Da die Verstärkung für die verschiedenen Kanäle jedoch leicht unterschiedlich ist, muss der Einfluss zumindest als Vorfaktor berücksichtigt werden. Weitere Einflüsse, wie beispielsweise durch die Zuleitungen oder den AD/DA-Wandler werden hier nicht weiter betrachtet, da sie sehr gering und dadurch vernachlässigbar sind.

Durch die zuvor gesammelten Erkenntnisse ergibt sich das signalangepasste Filter zu

$$x_{\text{Eq},i}(n) = g_{\text{Eq},i} \underbrace{x_{\text{Ex},\lambda}(n) * h_{\text{Eq},i}(n)}_{\tilde{x}_{\text{Eq},i}(n)}. \quad (4.6)$$

Der Gewichtungsfaktor $g_{\text{Eq},i}$ wird so gewählt, dass die Kreuzkorrelation

$$s_{\tilde{x}_{\text{Eq},i}x_{\text{Eq},i}}(\kappa) = \text{E}\{\tilde{x}_{\text{Eq},i}(n) x_{\text{Eq},i}(n + \kappa)\} \quad (4.7)$$

zwischen den Signalen $\tilde{x}_{\text{Eq},i}(n)$ und $x_{\text{Eq},i}(n)$ zum Zeitversatz $\kappa = 0$ für alle Spulen-/Sensorpaare identisch ist. D.h. der Gewichtungsfaktor ergibt sich zu

$$g_{\text{Eq},i} = \frac{1}{s_{\tilde{x}_{\text{Eq},i}\tilde{x}_{\text{Eq},i}}(0)} \quad (4.8)$$

mit der Autokorrelationsfunktion

$$s_{\tilde{x}_{\text{Eq},i}\tilde{x}_{\text{Eq},i}}(\kappa) = \text{E}\{\tilde{x}_{\text{Eq},i}(n)\tilde{x}_{\text{Eq},i}(n + \kappa)\} \quad (4.9)$$

des Signals $\tilde{x}_{\text{Eq},i}(n)$.

4.1.3 Signalangepasstes Filter

Wie bereits zuvor erwähnt, misst der Sensor eine Überlagerung der Spulensignale. Zusätzlich werden die Signale noch von Rauschen überlagert, welches sowohl magnetischer Natur sein kann, als auch elektrisches Rauschen oder sensorintrinsisches Rauschen [Dur19; Jah11]. Um die Signalamplituden der einzelnen Spulen rekonstruieren zu können, muss demnach ein möglichst hohes Signal-zu-Rauschverhältnis (engl.: *Signal-to-Noise-Ratio*, SNR) vorherrschen. Zum einen könnte durch verschiedene Rauschunterdrückungsverfahren das SNR verbessert werden [Ree17a; Ree19]. Zum anderen könnte die Amplitude der Spulensignale erhöht werden. Dies führt jedoch zu einem unnötig hohen Energieverbrauch [Bal21]. Ein weiterer Ansatz ist die Verwendung eines signalangepassten Filters (engl.: *Matched Filter*), auch Korrelationsfilter genannt. Dieses Filter maximiert unter bestimmten Bedingungen das SNR [Höh11; Tur60]. Hierzu muss das Rauschen des Systems additiv, stationär, weiß und mittelwertfrei sein [Höh11]. Außerdem gilt die Annahme nur für lineare Übertragungssysteme [Höh11]. Neben der Maximierung des SNR, kann das signalangepasste Filter ebenfalls die einzelnen Spulenamplituden separieren.

In dem vorangehenden Unterkapitel 4.1.2 wurde bereits die Impulsantwort des signalangepassten Filters aufgestellt. Normalerweise ist die Impulsantwort des signalangepassten Filters die umgedrehte Sendesequenz [Tur60; Höh11]. Werden jedoch durch das Übertragungssystem lineare Verzerrungen des Signal verursacht, müssen diese in der Impulsantwort berücksichtigt werden [Höh11]. Die Verzerrungen wurden hier durch die Impulsantworten des Spulenverstärkers, der Spulen und des Sensors berücksichtigt. Die Impulsantwort des signalangepassten Filters ergibt sich somit zu $x_{\text{Eq},i}(L_{\text{Mf}} - n)$ wie in Gleichung (4.6) beschrieben.

Das Ausgangssignal des Filters

$$x_{\text{Mf},i}(n) = x_{\text{Sen},i}(n) * x_{\text{Eq},i}(L_{\text{Mf}} - n) \quad (4.10)$$

kann alle L_{Mf} Werte abgetastet werden

$$m_i(k) = x_{\text{Mf},i}(k L_{\text{Mf}} - \kappa), \quad \text{mit } k \in \mathbb{Z} \quad (4.11)$$

da dann die Spulensignale einmal vollständig ausgesendet worden sind¹. Der Wert $m_i(k)$ entspricht dem Anteil der Spule λ am Sensorsignal l . Die Verzögerung κ berücksichtigt bspw. die Laufzeiten des DA/AD-Wandlers. Um Laufzeitunterschiede bzw. leichte Fehler in der (Phasen-)Entzerrung auszugleichen, können ebenfalls weitere $\pm N_{\text{Mf}}$ Werte um den Abtastzeitpunkt betrachtet werden. Somit würde sich das Ausgangssignal ergeben zu

$$m_i(k) = \begin{cases} x_{\text{Mf},i}^{\max}(k), & \text{wenn } |x_{\text{Mf},i}^{\max}(k)| \geq |x_{\text{Mf},i}^{\min}(k)|, \\ x_{\text{Mf},i}^{\min}(k), & \text{sonst.} \end{cases} \quad (4.12)$$

Dabei gilt

$$x_{\text{Mf},i}^{\min}(k) = \min\{x_{\text{Mf},i}(k L_{\text{Mf}} - \kappa + N_{\text{Mf}}), \dots, x_{\text{Mf},i}(k L_{\text{Mf}} - \kappa - N_{\text{Mf}})\} \quad (4.13)$$

und

$$x_{\text{Mf},i}^{\max}(k) = \max\{x_{\text{Mf},i}(k L_{\text{Mf}} - \kappa + N_{\text{Mf}}), \dots, x_{\text{Mf},i}(k L_{\text{Mf}} - \kappa - N_{\text{Mf}})\}. \quad (4.14)$$

4.2 Positions- und Orientierungsschätzung

Zur Schätzung der Position und Orientierung des Sensors bzw. des Sensorarrays können verschiedene Algorithmen verwendet werden. In Abbildung 4.3 ist die Struktur zur Lokalisierung eines Sensors schematisch gezeigt. Handelt es sich bei dem zu lokalisierenden Sensorarray um einen 3D-Sensor, d.h. einen Sensor der sowohl die x-, y-, als auch z-Komponente des Magnetfeldes messen kann, kann die Position und Orientierung des Arrays zusätzlich mit Hilfe des Trilaterationsalgorithmus geschätzt werden.

4.2.1 Trilateration

Der Ansatz der Trilateration kann ausschließlich bei einem 3D-Sensor angewandt werden und dient als erste Schätzung der Position des Sensors. Hierzu wird zunächst der Abfall des Betrages des Magnetfeld einer Spule bzw. eines Dipols als sphärisch angenähert. Diese Annahme ist natürlich nicht korrekt, wie in Abbildung 4.4(a) gezeigt und wird nur zu einer groben Schätzung der Position des Sensors führen. Handelt es sich hingegen um eine triaxiale Spule, kann der Betrag des Magnetfeldes als sphärisch angenommen werden.

¹Für das TDMA-Verfahren wurde aufgrund der Echtzeitfähigkeit eine leicht unterschiedliche Implementierung gewählt. Die Länge des signalangepassten Filters ist hier auf $\frac{L_{\text{FS}}}{N_{\text{Sp}}}$ verkürzt und die Indizes zum Abtasten der Spulensignale verschoben, um eine kürzere Faltung in Echtzeit zu realisieren. Die Ergebnisse sind jedoch identisch mit den zuvor beschriebenen mathematischen Formulierungen.

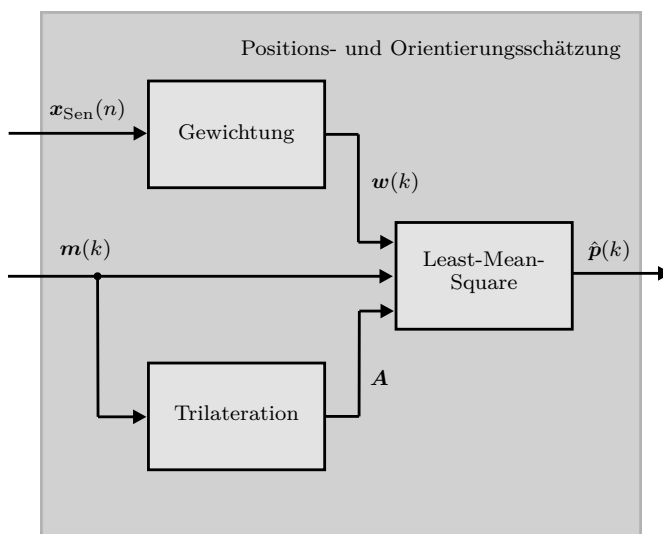
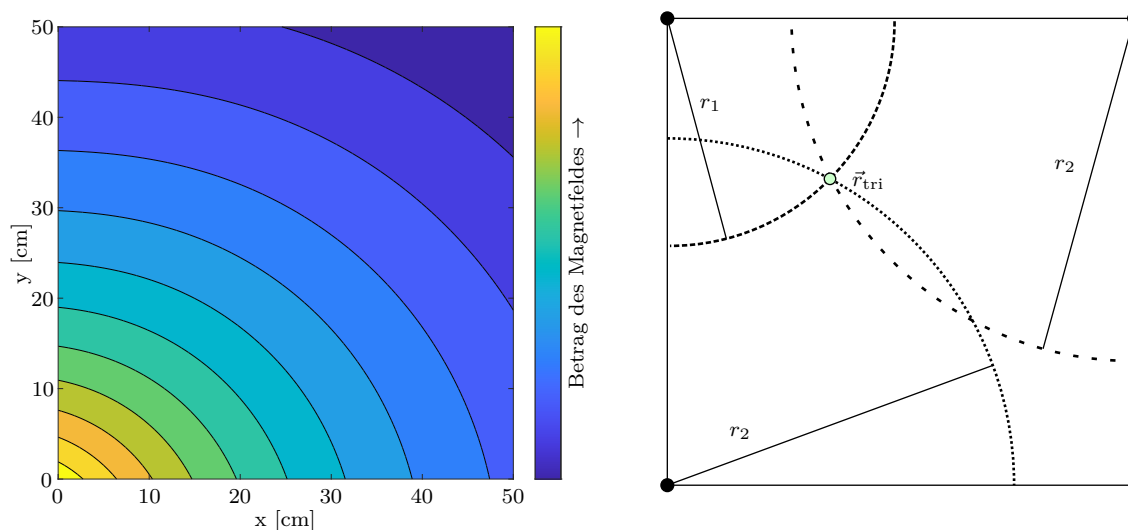


Abbildung 4.3: Verbindung der Algorithmen zur Schätzung der Position und Orientierung eines Sensors bzw. Sensorarrays.



(a) Abfall des Magnetfeldbetrags einer Spule. Hier wurde nur das Magnetfeld in der xy -Ebene betrachtet.

(b) Prinzip der Trilateration. Der Schnittpunkt von drei (oder mehr) Kugeloberflächen wird bestimmt.

Abbildung 4.4: Betrag des Magnetfeldes einer Spule und Trilaterationsprinzip. Beides dargestellt für den zweidimensionalen Fall.

Ist die Distanz r eines messenden Objektes zum Sender bekannt (bzw. ist es möglich diese zu schätzen), kann sich das messende Objekt auf einer Kugeloberfläche mit dem Radius r befinden. Sind nun mehrere Entfernungen zwischen Quellen und Empfänger bekannt, können die Schnittpunkte der Kugeloberflächen und so die genaue Position des Objektes bestimmt werden [Shi10]. Typischerweise wird bei der Trilateration der Schnitt-

punkt von drei Kreisen im zweidimensionalen Fall und vier Kugeln im dreidimensionalen Fall bestimmt [Shi10]. Um eine höhere Genauigkeit zu erzielen, können jedoch auch mehr Kugeloberflächen zu der Berechnung hinzugezogen werden [Shi10]. Dies wird auch in dieser Arbeit so angewandt, da es sich hier nicht um reale Kugeloberflächen handelt und hierdurch einige Ungenauigkeiten verbessert werden können.

Der Betrag des Magnetfeldes fällt mit $\frac{1}{r^3}$ ab (siehe Gleichung (3.3)). Da die Ausgänge des signalangepassten Filters proportional zum Betrag der Spulen sind, kann daraus die Entfernung des Sensors bzw. der Radius der Kugel λ zum Zeitpunkt k geschätzt werden über

$$r_\lambda(k) = \left(\frac{\tilde{m}_\lambda(k)}{\min \{\tilde{\mathbf{m}}(k)\}} \right)^{-\frac{1}{3}} d_{\max} \quad (4.15)$$

mit

$$\tilde{m}_\lambda(k) = \sqrt{(m_\lambda(k))^2 + (m_{\lambda+N_{\text{Sp}}}(k))^2 + (m_{\lambda+2N_{\text{Sp}}}(k))^2}, \quad (4.16)$$

dem Vektor $\tilde{\mathbf{m}}(k) = [\tilde{m}_1(k), \dots, \tilde{m}_{N_{\text{Sp}}}(k)]$ und der maximalen Distanz zwischen den Spulen und dem maximal entfernten Punkt im Lokalisierungsgebiet d_{\max} . Der Schnittpunkt der so aufgespannten Kugeln wird dann über den Trilaterationsalgorithmus mittels

$$\vec{r}_{\text{tri}}(k) = \mathbf{D}^\dagger \mathbf{v}(k) \quad (4.17)$$

bestimmt. Dabei sind

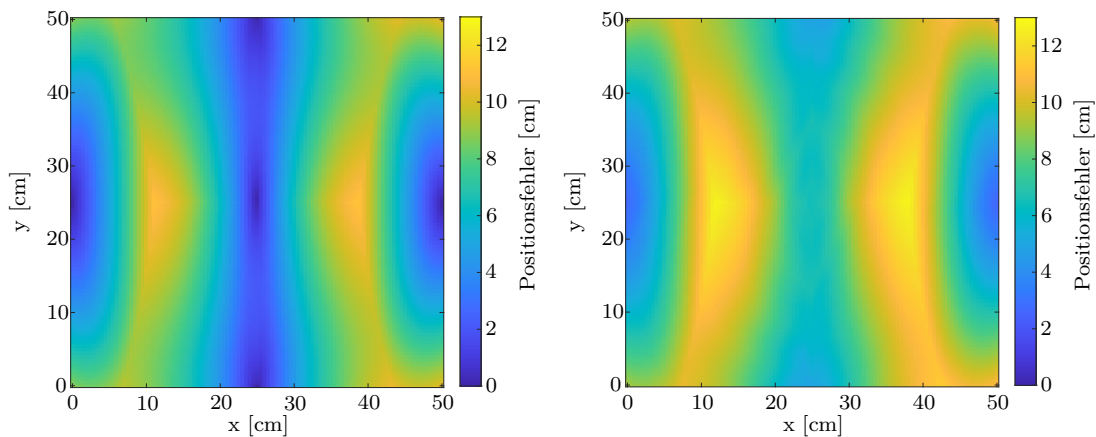
$$\mathbf{D} = 2 \begin{bmatrix} r_{\text{Sp},2}^x - r_{\text{Sp},1}^x & r_{\text{Sp},2}^y - r_{\text{Sp},1}^y & r_{\text{Sp},2}^z - r_{\text{Sp},1}^z \\ r_{\text{Sp},3}^x - r_{\text{Sp},1}^x & r_{\text{Sp},3}^y - r_{\text{Sp},1}^y & r_{\text{Sp},3}^z - r_{\text{Sp},1}^z \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ r_{\text{Sp},N_{\text{Sp}}}^x - r_{\text{Sp},1}^x & r_{\text{Sp},N_{\text{Sp}}}^y - r_{\text{Sp},1}^y & r_{\text{Sp},N_{\text{Sp}}}^z - r_{\text{Sp},1}^z \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

und $\mathbf{v}(k) = [v_1(k), \dots, v_{N_{\text{Sp}}-1}(k)]^T$ mit

$$v_\lambda(k) = r_1^2(k) - r_{\lambda+1}^2(k) - \left((r_{\text{Sp},1}^x)^2 - (r_{\text{Sp},\lambda+1}^x)^2 \right) - \left((r_{\text{Sp},1}^y)^2 - (r_{\text{Sp},\lambda+1}^y)^2 \right) - \left((r_{\text{Sp},1}^z)^2 - (r_{\text{Sp},\lambda+1}^z)^2 \right). \quad (4.19)$$

Das Symbol \dagger bezeichnet die Pseudoinverse der Matrix \mathbf{D} . Die Formelzeichen $r_{\text{Sp},\lambda}^x$, $r_{\text{Sp},\lambda}^y$ und $r_{\text{Sp},\lambda}^z$ bezeichnen die x-, y- und z-Position der Spule λ . Wie bereits zuvor erwähnt, wird dieser Algorithmus nicht die korrekte Position des 3D-Sensors schätzen können, da der Betrag des Magnetfeldes in der Realität nicht kugelförmig ist. Der Betrag des Fehlers zwischen geschätzter und wirklicher Position bei Nutzung des Trilaterationsalgorithmus ist in Abbildung 4.5 dargestellt. Hierbei wird zwischen einer 2D- und einer 3D-Lokalisierung unterschieden. Die eingestellten Parameter (Spulenpositionen, N_{Sp} , d_{\max}) sind in beiden Fällen identisch. In dem 2D-Fall wird nur in der xy-Ebene lokalisiert, d.h. es gilt $z = 0$.

Im 3D-Fall kann der Sensor eine z -Position zwischen 0 cm und 20 cm annehmen. Für die Darstellung ist hier der maximale Fehler über alle z -Positionen, die untersucht werden, abgebildet. Insgesamt ergibt sich ein maximaler Fehler von ca. 13 cm. Der maximale Fehler in 2D in der xy -Ebene für $z = 0$ ist mit ca. 11,2 cm ein wenig geringer.



(a) 2D-Fall. Hier wurde nur eine Ebene zur Lokalisierung verwendet, d.h. hier gilt $z = 0$. (b) 3D-Fall. Hier wird nur der maximale Fehler dargestellt, der für die xy -Paare für alle z -Komponenten gilt.

Abbildung 4.5: Fehler zwischen echter und geschätzter Position bei Nutzung des Trilaterationsalgorithmus.

Mit Hilfe der geschätzten Position kann ein neues Lokalisierungsgebiet aufgespannt und darauf aufbauend ein Vorwärtsmodell erzeugt werden (vgl. Kapitel 3.5). Dieses Gebiet ist im Vergleich zum ursprünglichen Lokalisierungsgebiet deutlich verkleinert. Die Größe des Lokalisierungsgebietes kann von dem Fehler aus Abbildung 4.5 abgeleitet werden. In diesem Fall würde um den Punkt $\vec{r}_{\text{tril}}(k)$ ein Gebiet um ± 13 cm in x -, y - und z -Richtung aufgespannt werden. Geht das so erzeugte Lokalisierungsgebiet über die Grenzen des ursprünglichen Gebietes hinaus, wird auf die Größe des ursprünglichen Gebietes begrenzt. Im Anschluss wird wie in Kapitel 3.5 beschrieben eine neue Leadfieldmatrix aufgestellt werden, die zur Lokalisierung mit Hilfe des Least-Mean-Square-Algorithmus benötigt wird.

4.2.2 Least-Mean-Square-Algorithmus

Zur möglichst genauen Positions- und Orientierungsschätzung wird in dieser Arbeit ein Least-Mean-Square ähnlicher Ansatz verwendet. Dieser kann entweder bei einem 3D-Sensor hinter den Trilaterationsalgorithmus geschaltet oder direkt zur Schätzung der Position und Orientierung der Sensoren verwendet werden. Bei der direkten Verwendung kann die Leadfieldmatrix bereits bei der Initialisierung des Programmes berechnet werden.

Um die Position und Orientierung des Sensors bzw. Sensorarrays zu bestimmen, werden die Daten vom signalangepassten Filter $\mathbf{m}(k)$ mit dem Vorwärtsmodell, d.h. den Einträgen der Leadfield-Matrix \mathbf{A} verglichen. Wie bereits in Kapitel 3.5 gezeigt, beinhaltet jede Spalte \mathbf{a}_j die Spulenamplituden, die am Sensor anliegen würden, wenn dieser die Position und Orientierung \mathbf{p}_j annehmen würde. Daher wird für jedes aufgestellte Positions-/Orientierungspaar \mathbf{p}_j der Wert der Kostenfunktion $\mathbf{c}(k) = [c_1(k), \dots, c_j(k), \dots, c_{N_P}(k)]$ berechnet über

$$c_j(k) = \sum_{i=1}^{N_{In}} g_{In,i}(k) \left| \frac{a_{ij}}{\max\{|\mathbf{a}_j|\}} - \frac{m_i(k)}{\max\{|\mathbf{m}(k)|\}} \right|^2. \quad (4.20)$$

Der Faktor $g_{In,i}(k)$ gewichtet die einzelnen Differenzen zwischen Vorwärtsmodell und gemessenem Wert. So können Ausreißer weniger stark gewichtet werden. Die Bestimmung der Gewichtungsfaktoren wird in Abschnitt 4.2.3 genauer beleuchtet. Um unabhängig von etwaigen Umrechnungsfaktoren zu sein und die Leadfieldmatrixeinträge mit den Messdaten vergleichen zu können, werden die Vektoren auf ihr jeweiliges Betragsmaximum normiert. So ergeben sich Werte zwischen -1 und 1 für die Einträge. Die geschätzte Position und Orientierung des Sensors bzw. Sensorarrays

$$\hat{\mathbf{p}}(k) = \mathbf{p}_{l(k)} \quad \text{mit } l(k) = \operatorname{argmin} \{\mathbf{c}(k)\} \quad (4.21)$$

zum Zeitpunkt k ist durch das Positions-/Orientierungspaar gegeben, welches den kleinsten Wert der Kostenfunktion aufweist. Dadurch, dass die Signale eine Länge von L_{Ex} aufweisen, kann auch die Position nur alle L_{Ex} Abtastwerte bestimmt werden.

Da das Lokalisierungsgebiet in diskrete Positions- und Orientierungspaare aufgeteilt wird, ist die Wahrscheinlichkeit hoch, dass der Sensor sich zum Zeitpunkt der Messung nicht direkt auf einem der diskreten Positions-/Orientierungspaare befindet. Der minimal erreichbare Fehler ist der Abstand zwischen echter Sensorposition/-orientierung und der Position und Orientierung des nächstmöglichen Voxels. Ein zusätzliches Problem ist, dass bei einigen Spulenkonfigurationen durch die Form der Kostenfunktion noch größere Fehler entstehen können. Um eine möglichst hohe Genauigkeit zu erzielen, muss die Auflösung des Lokalisierungsgebietes also möglichst hoch sein. Eine hohe räumliche Auflösung bedeutet jedoch gleichzeitig eine steigende Rechenlast, wodurch die Echtzeitfähigkeit der Lokalisierung gefährdet sein kann.

Iterative Verfeinerung

Um eine hohe Lokalisierungsgenauigkeit zu erzielen und trotzdem die Echtzeitfähigkeit der Systems zu gewährleisten, kann eine iterative Verfeinerung des Lokalisierungsgebiets vorgenommen werden. In Abbildung 4.6 ist das Ablaufdiagramm für die iterative Lokalisierung dargestellt. Prinzipiell funktioniert die iterative Lokalisierung wie die zuvor beschriebene nicht-iterative Lokalisierung. Um nicht in einer Endlosschleife zu enden, wird

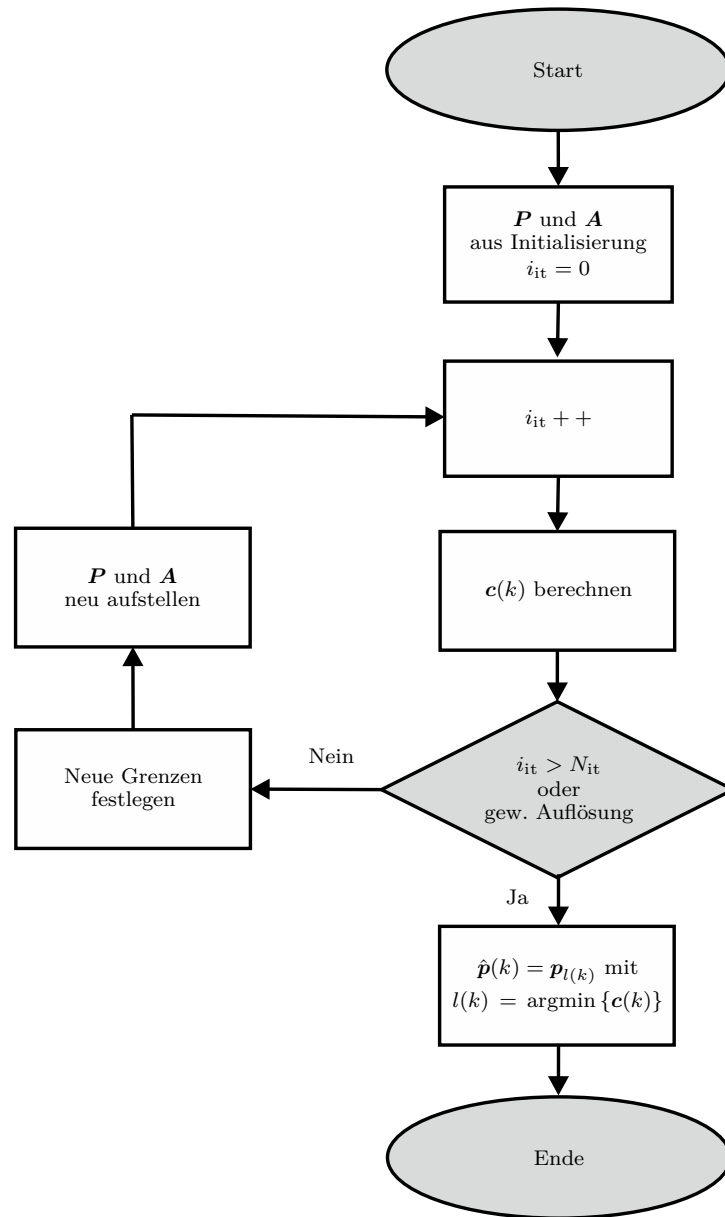


Abbildung 4.6: Flussdiagramm zur Beschreibung der iterativen Verfeinerung des Lokalisierungsgebiets. Die iterative Verfeinerung beginnt für jeden diskreten Zeitpunkt k von Neuem.

ein Zähler i_{it} eingeführt, der N_{it} Iterationen nicht überschreiten darf. Zunächst wird die Leadfieldmatrix \mathbf{A} aus der Initialisierung (wenn keine erste Schätzung über die Trilateration erfolgt ist) oder aus dem vorhergegangenen Trilaterationsschritt und die zugehörigen Positions-/Orientierungspaare \mathbf{P} verwendet. Anschließend wird wie in Gleichung (4.20) die Kostenfunktion berechnet. Sind N_{it} Iterationen überschritten oder ist eine gewünschte Auflösung des Lokalisierungsgebiets erreicht, wird die Positions- und Orientierungsschätzung des Sensors wie in Gleichung (4.21) vorgenommen. Ist die Auflösung nicht fein genug,

kann basierend auf der berechneten Kostenfunktion ein neues Lokalisierungsgebiet aufgespannt werden. Auf Basis dieses Gebiets können neue Positions- und Orientierungspaare \mathbf{P} festgelegt und die Leadfieldmatrix \mathbf{A} aufgestellt werden. Anschließend startet eine weitere Iteration.

Die Auflösung des Lokalisierungsgebiets teilt sich in die Auflösung der Position und der Orientierung. Die Positionsauflösung wird berechnet über

$$\Delta r = \sqrt{(\Delta x)^2 + (\Delta y)^2 + (\Delta z)^2}, \quad (4.22)$$

d.h. über die Schrittweiten Δx , Δy und Δz zwischen den einzelnen Positionen im Lokalisierungsgebiet. Die Orientierungsauflösung wird entsprechend über

$$\Delta \Theta = \sqrt{(\Delta \varphi)^2 + (\Delta \theta)^2 + (\Delta \psi)^2} \quad (4.23)$$

bestimmt. Zum Aufstellen des neuen Lokalisierungsgebiets gibt es zwei verschiedene Varianten, die schematisch in Abbildung 4.7 dargestellt sind.

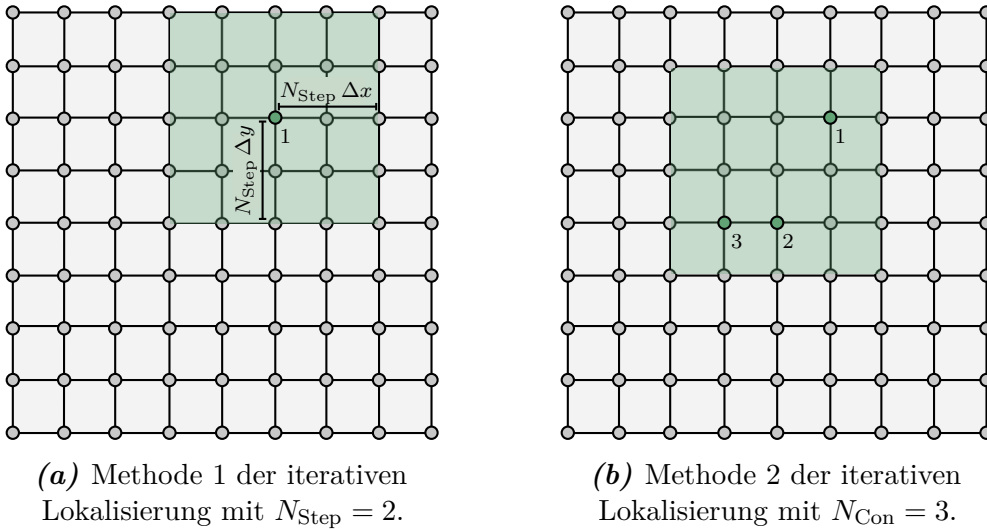


Abbildung 4.7: Zwei verschiedene Methoden zur Verfeinerung des Lokalisierungsgebiets.

Bei der ersten, intuitiven Variante wird zunächst das Positions-/Orientierungspaar mit dem kleinsten Wert der Kostenfunktion bestimmt, wie bereits in Gleichung (4.21) beschrieben. Diese Position und Orientierung dient als Mittelpunkt für das neue Lokalisierungsgebiet. Um die Grenzen des neuen Lokalisierungsgebiets zu bestimmen, wird mit den Schrittweiten des alten Lokalisierungsgebiets gerechnet. Dies wird hier beispielhaft für die x-Komponente des Lokalisierungsgebiets dargestellt. Für die untere x-Grenze ergibt sich

$$x_{\min}^{\text{it}} = \hat{x} - N_{\text{Step}} \Delta x \quad (4.24)$$

und für die obere

$$x_{\max}^{\text{it}} = \hat{x} + N_{\text{Step}} \Delta x. \quad (4.25)$$

Der Faktor N_{Step} beschreibt die Anzahl an Schrittweiten, die in die Betrachtung mit einbezogen wurden. Sollten die neu festgelegten Grenzen x_{\min}^{it} und x_{\max}^{it} außerhalb des am Anfang festgelegten Lokalisierungsgebietes liegen, müssen diese auf die ursprünglich festgelegten Grenzen begrenzt werden. So ergibt sich für die untere Grenze des neuen Lokalisierungsgebietes

$$x_{\min}^{\text{it}} = \max(x_{\min}^{\text{it}}, x_{\min}) \quad (4.26)$$

und für die obere Grenze

$$x_{\max}^{\text{it}} = \min(x_{\max}^{\text{it}}, x_{\max}) \quad (4.27)$$

mit dem absoluten Minimum x_{\min} und dem absoluten Maximum x_{\max} des Lokalisierungsgebietes. Dies kann analog auf die übrigen Komponenten $(y, z, \varphi, \theta, \psi)$ übertragen werden.

Die erste Variante ist für die meisten Vorwärtsmodelle bzw. Spulenordnungen ausreichend. Bei einigen Spulenordnungen ergibt sich jedoch für die Kostenfunktion ein ähnliches Verhalten wie in Abbildung 4.8 gezeigt.

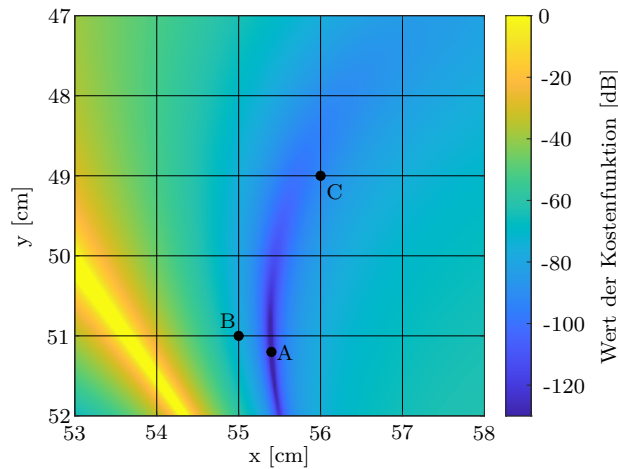


Abbildung 4.8: Beispiel einer Kostenfunktion für bestimmte (ungünstige) Spulenordnungen.

Die Orientierung des Sensors wurde im Vorwärtsmodell als gegeben angenommen und die Lokalisierung wurde auf die xy-Ebene beschränkt. Der Sensor befindet sich in diesem Beispiel an dem Punkt A. Die Schnittpunkte der schwarzen Linien stellen die diskreten Positionen dar, die laut Vorwärtsmodell vom Sensor angenommen werden können. Da Punkt A nicht zu diesen diskreten Positionen gehört, wäre die nächstmögliche Position zum Lokalisieren Punkt B. Es wird jedoch ersichtlich, dass durch die Form der Kostenfunktion das Minimum zur Lokalisierung des Punktes C führen wird. Eine feinere Auflösung des Lokalisierungsgebietes könnte hier Abhilfe verschaffen. Wenn jedoch auch diese Punkte ungünstig liegen, wird der Fehler zwischen geschätzter und echter Position auch dann noch

größer als der minimal erreichbare Fehler ausfallen. Zudem steigt die Rechenlast bei einer höheren Auflösung des Lokalisierungsgebietes stark an.

Daher wurde die zweite Methode der iterativen Verfeinerung eingeführt. Diese ist in Abbildung 4.7(b) dargestellt. Hierbei werden die N_{Con} Positions-/Orientierungspaare mit der kleinsten Kostenfunktion betrachtet. Um diese Positionen und Orientierungen wird dann das neue Lokalisierungsgebiet aufgespannt. Dazu werden die äußersten Positions- und Orientierungswerte dieser Paare verwendet und zusätzlich jeweils eine ganze Schrittweite mit in das Gebiet einbezogen. Diese zusätzliche Schrittweite stellt sicher, dass ein eventuelles Minimum, welches nicht direkt auf dem letzten Gitterpunkt, sondern leicht versetzt dazu aufgetreten ist, in das Gebiet mit einbezogen wurde. Anschließend muss wie schon bei der ersten Methode auf die globalen Lokalisierungsgrenzen geachtet werden.

4.2.3 Gewichtung

Wie bereits in Kapitel 3.4.2 erwähnt, sind mehrere Sensoren in einem Array grundsätzlich vorteilhaft für die Lokalisierung, da sich die Anzahl an Eingangsparametern N_{In} erhöht. Dies ist insbesondere von Vorteil, wenn alle Sensoren ein gleich bzw. ähnlich gutes SNR aufweisen. Wenn jedoch einer bzw. mehrere der Sensoren eine Störung und somit ein niedrigeres SNR aufweisen, kann dies die Lokalisierungsgenauigkeit negativ beeinflussen. Um dies zu verhindern, können die Differenzen zwischen Vorwärtsmodell und gemessenen Werten, wie in Gleichung (4.20) beschrieben, gewichtet werden. Die Gewichtungsfaktoren werden ähnlich wie in [Pfe19] über das SNR der Sensorsignale bestimmt. Das SNR eines Sensors ist definiert als [Elz22]

$$SNR = \frac{P_s}{P_n} \quad (4.28)$$

mit der mittleren Signalleistung P_s und der mittleren Rauschleistung P_n . Das SNR kann entweder über die Zeitsignale und die entsprechenden Signalvarianzen oder die Leistungsdichtespektren geschätzt werden [Elz22]. Da jedoch das Sensorsignal nicht ohne Rauschen gemessen werden kann, wird im Folgenden das Leistungsdichtespektrum des Sensoreingangssignals $\hat{S}_{s+n s+n,l}(\mu, k)$ mit der Länge $\frac{N_{\text{FFT}}}{2} + 1$ verwendet. Dabei beschreibt N_{FFT} die Länge der schnellen Fourier-Transformation (*Fast Fourier Transform*, FFT) und μ den diskreten Frequenzindex. Mit der Leistung des Sensoreingangs P_{s+n} kann das SNR geschätzt werden über

$$SNR = \frac{P_{s+n} - P_n}{P_n} = \frac{P_{s+n}}{P_n} - 1. \quad (4.29)$$

In Abbildung 4.9 sind schematisch die Leistungsdichtespektren eines beispielhaften Sensoreingangssignals $\hat{S}_{s+n s+n,l}(\mu, k)$ sowie des entsprechenden (geschätzten) Rauschsignals $\hat{S}_{nn,l}(\mu, k)$ dargestellt.

Die Leistungsdichtespektren werden über Welchs Methode [Wel67] berechnet. Das Leistungsdichtespektrum des Sensors kann über das Sensoreingangssignal $x_{\text{Sen},l}(n)$ bestimmt werden. Da sich die Sensorleistung insbesondere bei einem sich bewegenden Sen-

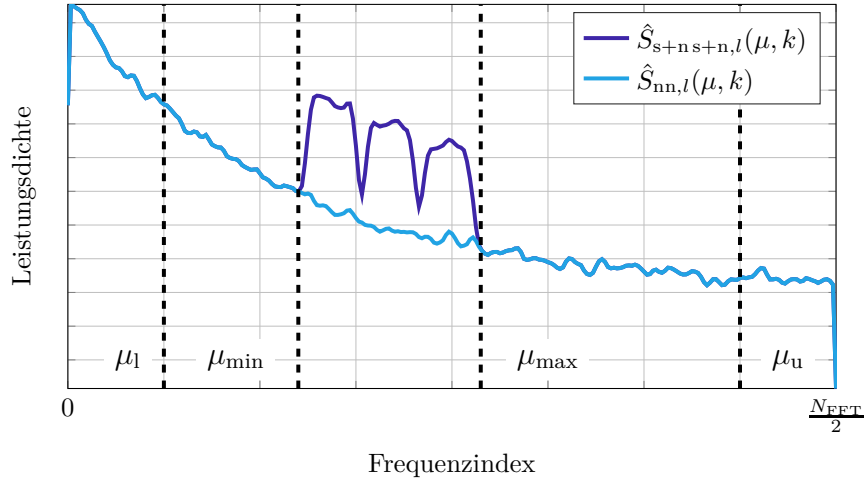


Abbildung 4.9: Schematisches Sensoreingangs- und Rauschleistungsdichtespektrum.

sor im Laufe der Messung ändert, wird die Leistung für jeden Zeitschritt k neu berechnet bzw. aktualisiert. Die entsprechende geschätzte Leistung des Sensoreingangssignals im Frequenzbereich zwischen μ_l und μ_u ergibt sich zu

$$\hat{P}_{s+n,l}(k) = \sum_{\mu=\mu_l}^{\mu_u} \hat{S}_{s+n_s+n,l}(\mu, k). \quad (4.30)$$

Um die Leistung über alle Frequenzen zu bestimmen, muss für $\mu_l = 0$ und $\mu_u = \frac{N_{\text{FFT}}}{2}$ gelten.

Die Leistung des Rauschsignals kann auf verschiedene Weisen geschätzt werden. Eine Variante wäre die Messung des Sensoreingangs zu Beginn der Messung ohne das Aussenden von Spulensignalen. Somit kann der Sensoreingang als Rauschsignal genutzt werden. Dieses Verfahren setzt jedoch voraus, dass sich das Rauschen über der Zeit nicht ändert, d.h. dass keine zusätzliche Störung zum Sensorsignal hinzukommt.

Eine weitere Variante wäre die Schätzung des Rauschleistungsdichtespektrums während der Messung über das Sensoreingangsleistungsdichtespektrum. Z.B. kann das Sensoreingangsspektrum mittels eines IIR-Filters erster Ordnung mit dem Glättungsfaktor α geglättet werden, um somit das Rauschleistungsdichtespektrum zu schätzen. Der Nachteil bei dieser Methode ist eine Erhöhung der Rauschleistung bei den Anregungsfrequenzen der Spulen, wenn ein hohes SNR am Sensor anliegt. Bei beiden Methoden kann die Rauschleistung mittels

$$\hat{P}_{n,l}(k) = \sum_{\mu=\mu_l}^{\mu_u} \hat{S}_{nn,l}(\mu, k) \quad (4.31)$$

geschätzt werden.

Die dritte Möglichkeit der Rauschleistungsschätzung wird auch mittels des Sensoreingangssignals im laufenden Betrieb umgesetzt. Hierbei wird ausschließlich die Leistungs-

dichte des Sensorsignals außerhalb der Anregungsfrequenzen für die Schätzung der Rauschleistung berücksichtigt. Die Rauschleistung wird demnach geschätzt über

$$\hat{P}_{n,l}(k) = \frac{\mu_u - \mu_l}{N_{\text{noise}}} \left(\sum_{\mu=\mu_l}^{\mu_{\min}} \hat{S}_{s+n_s+n,l}(\mu, k) + \sum_{\mu=\mu_{\max}}^{\mu_u} \hat{S}_{s+n_s+n,l}(\mu, k) \right) \quad (4.32)$$

mit

$$N_{\text{noise}} = \mu_{\min} - \mu_l + (\mu_u - \mu_{\max}) \quad (4.33)$$

und der minimalen und maximalen Anregungsfrequenz der Spulen μ_{\min} und μ_{\max} . Hierbei muss gelten $\mu_l < \mu_{\min}$ und $\mu_u > \mu_{\max}$.

Durch die Schätzung der Leistung des Sensorsignals und des Rauschens kann nun mittels Gleichung (4.29) das SNR des Sensors geschätzt werden. Da der Algorithmus jedoch die Spulenamplituden vergleicht und diese teilweise gewollt niedrig sind, wenn beispielsweise der Sensor weit von der Spule entfernt ist, dürfen die Gewichte nur zum Tragen kommen, wenn ein bestimmtes SNR unterschritten ist. Dadurch kann sichergestellt werden, dass nicht die weiter entfernten Spulen aus der Differenz ausgeschlossen und die nahen Spulen zu stark gewichtet werden. Daher wird das SNR auf einen festen Maximalwert gesetzt, sobald ein Wert von SNR_{\max}^{dB} überschritten wird. Zudem sollte die Gewichtung auf ein minimales SNR SNR_{\min}^{dB} beschränkt werden. Somit ergibt sich

$$\eta_i(k) = \begin{cases} 0, & \text{falls } 10 \log_{10}(SNR_l(k)) < SNR_{\min}^{\text{dB}}, \\ 10^{\frac{SNR_{\max}^{\text{dB}} - 10 \log_{10}(SNR_l(k))}{10}}, & \text{falls } 10 \log_{10}(SNR_l(k)) > SNR_{\max}^{\text{dB}}, \\ SNR_l(k), & \text{sonst} \end{cases} \quad \text{mit } l = \left\lceil \frac{i}{N_{\text{Sp}}} \right\rceil \quad (4.34)$$

und die Gewichtungsfaktoren können bestimmt werden zu

$$g_{\text{In},i}(k) = \frac{\eta_i(k)}{\sum_{\xi=1}^{N_{\text{In}}} \eta_{\xi}(k)}. \quad (4.35)$$

Die Gewichtung wird nur bestimmt, wenn mehrere Sensoren in einem Array lokalisiert werden. Bei der Lokalisierung eines einzelnen Sensors wird die Berechnung nicht durchgeführt und die Gewichtungsfaktoren werden zu

$$g_{\text{In},i}(k) = \frac{1}{N_{\text{Sp}} N_{\text{Sen}}} \quad (4.36)$$

gesetzt.

Hier wurden nur die Sensorsignale als Ganzes miteinander verglichen. Neben der einheitlichen Störung eines Sensors, kann ebenfalls eine Spule ausfallen oder der Sensor nur in dem Frequenzbereich einer einzelnen Spule gestört sein. Hier könnte das SNR demnach

für die einzelnen Sensor-/Spulenpaare unterschieden werden. Im Rahmen dieser Arbeit wurde sich jedoch zunächst nur auf die SNR-Berechnung für alle Spulen beschränkt.

4.3 Nachverarbeitung

Damit mögliche Fehler in der Lokalisierung nicht so stark ins Gewicht fallen, kann das Lokalisierungsergebnis über der Zeit mittels einer rekursiven Zustandsschätzung verbessert werden. Dies kann über ein Kalman-Filter realisiert werden. In dieser Arbeit wird ein diskretes Wiener-Prozess-Beschleunigungsmodell [Bar01] zur Modellierung des Systems angenommen. Die geschätzte Position und Orientierung des Sensors $\hat{\mathbf{p}}(k)$ kann über

$$\hat{\mathbf{p}}(k) = \mathbf{H}_K \mathbf{s}_K(k) + \mathbf{n}_M(k) \quad (4.37)$$

dargestellt werden [Bar01]. Dabei beschreibt der Vektor $\mathbf{s}_K(k)$ den Zustand des Systems, die Matrix \mathbf{H}_K ist die Messmatrix des Systems und der Vektor $\mathbf{n}_M(k)$ beschreibt weißes, gaußverteiltes Messrauschen. Die Zustände des Systems

$$\mathbf{s}_K(k) = [x(k), y(k), z(k), \varphi(k), \theta(k), \psi(k), v_x(k), v_y(k), v_z(k), \omega_\varphi(k), \omega_\theta(k), \omega_\psi(k), a_x(k), a_y(k), a_z(k), \alpha_\varphi(k), \alpha_\theta(k), \alpha_\psi(k)]^T \quad (4.38)$$

setzen sich zum einen aus der Position und Orientierung des Sensors zusammen und zum anderen aus den jeweiligen Geschwindigkeiten ($v_x(k), v_y(k), v_z(k)$) bzw. Winkelgeschwindigkeiten ($\omega_\varphi(k), \omega_\theta(k), \omega_\psi(k)$) und Beschleunigungen ($a_x(k), a_y(k), a_z(k)$) bzw. Winkelbeschleunigungen ($\alpha_\varphi(k), \alpha_\theta(k), \alpha_\psi(k)$). Die Messmatrix

$$\mathbf{H}_K = [\mathbf{I}_{N_M}, \mathbf{0}_{N_M \times 2N_M}] \quad (4.39)$$

beschreibt die Umwandlung der Zustände in die gemessene Position und Orientierung [Bal21; Bar01]. Hier gibt \mathbf{I}_{N_M} eine Einheitsmatrix der Größe $N_M \times N_M$ und $\mathbf{0}_{N_M \times 2N_M}$ eine Matrix gefüllt mit Nullen der Größe $N_M \times 2N_M$ an. Da nur die Position und Orientierung, nicht jedoch die Geschwindigkeiten und Beschleunigungen gemessen werden, werden auch nur diese durch die Messmatrix übertragen. Die Größe N_M gibt die Anzahl an Messvariablen an, welche in der vorliegenden Arbeit $N_M = 6$ entspricht (drei Positions- und drei Orientierungskomponenten). Die Zustände werden jeden Zeitschritt k aktualisiert mittels

$$\mathbf{s}_K(k) = \mathbf{F}_K \mathbf{s}_K(k-1) + \gamma_K \mathbf{n}_P(k-1) \quad (4.40)$$

mit der Zustandsübergangsmatrix \mathbf{F}_K , dem Gewichtungsvektor $\boldsymbol{\gamma}_K$ und dem Prozessrauschen $\mathbf{n}_P(k)$, welches, wie schon das Messrauschen, als weißes, gaußverteiltes Rauschen angenommen wird [Bar01]. Die Zustandsübergangsmatrix ergibt sich zu

$$\mathbf{F}_K = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_M} & \Delta t \mathbf{I}_{N_M} & \frac{1}{2} \Delta t^2 \mathbf{I}_{N_M} \\ \mathbf{0}_{N_M \times N_M} & \mathbf{I}_{N_M} & \Delta t \mathbf{I}_{N_M} \\ \mathbf{0}_{N_M \times N_M} & \mathbf{0}_{N_M \times N_M} & \mathbf{I}_{N_M} \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

und der Gewichtungsvektor zu

$$\boldsymbol{\gamma}_K = \left[\frac{1}{2} \Delta t^2 \mathbf{1}_{N_M}, \Delta t \mathbf{1}_{N_M}, \mathbf{1}_{N_M} \right]^T \quad (4.42)$$

mit dem Einsvektor $\mathbf{1}_{N_M}$ der Länge N_M und dem diskreten Zeitschritt zwischen zwei Messpunkten Δt [Bal21; Bar01].

Dieses Modell kann nun durch ein Kalman-Filter nachgebildet werden. Hierbei teilt sich das Kalman-Filter in die Prädiktion und die Aktualisierung auf [Bar01]. Gemäß der Gleichung (4.40) kann der Zustand des Systems mittels

$$\tilde{\mathbf{s}}_K(k) = \mathbf{F}_K \hat{\mathbf{s}}_K(k-1) \quad (4.43)$$

prädiziert werden [Bar01]. Die Berechnungen des Kalman-Filters starten ab dem Zeitpunkt $k = 1$. Der Startwert des Zustandes wird zu

$$\tilde{\mathbf{s}}_K(0) = [\hat{\mathbf{p}}(0), \sigma_{\text{init}}^2 \mathbf{1}_{2N_M}] \quad (4.44)$$

gesetzt. Basierend auf dem Zustand des Systems kann auch das Messergebnis

$$\tilde{\mathbf{p}}_K(k) = \mathbf{H}_K \tilde{\mathbf{s}}_K(k) \quad (4.45)$$

prädiziert werden [Bar01]. Zusätzlich gibt es eine Zustandskovarianzmatrix, welche insbesondere für den Korrekturschritt von großer Bedeutung ist. Diese kann mittels

$$\tilde{\mathbf{S}}_K(k) = \mathbf{F}_K \hat{\mathbf{S}}_K(k-1) \mathbf{F}_K^T + \mathbf{Q}_K(k-1) \quad (4.46)$$

prädiziert werden [Bar01]. Dabei beschreibt die Matrix $\mathbf{Q}_K(k)$ die Prozessrauschkovarianzmatrix. Wie in Gleichung (4.40) gezeigt, wird durch Verwendung des Wiener-Prozess-Beschleunigungsmodell das Prozessrauschen $\mathbf{n}_P(k)$ mit dem Vektor $\boldsymbol{\gamma}_K$ gewichtet. Unter

Berücksichtigung der Varianz $\sigma_P^2(k)$ des gaußverteilten Prozessrauschens ergibt sich die Prozessrauschkovarianzmatrix zu [Bar01]

$$\mathbf{Q}_K(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_M} \frac{1}{4} \Delta t^4 & \mathbf{I}_{N_M} \frac{1}{2} \Delta t^3 & \mathbf{I}_{N_M} \frac{1}{2} \Delta t^2 \\ \mathbf{I}_{N_M} \frac{1}{2} \Delta t^3 & \mathbf{I}_{N_M} \Delta t^2 & \mathbf{I}_{N_M} \Delta t \\ \mathbf{I}_{N_M} \frac{1}{2} \Delta t^2 & \mathbf{I}_{N_M} \Delta t & \mathbf{I}_{N_M} \end{bmatrix} \sigma_P^2(k). \quad (4.47)$$

Im nächsten Schritt werden die Vorhersagen mit Hilfe der gemessenen Werte korrigiert. Die Differenz zwischen prädictiertem und tatsächlichem Messergebnis

$$\boldsymbol{\nu}_K(k) = \hat{\mathbf{p}}(k) - \tilde{\mathbf{p}}_K(k) \quad (4.48)$$

wird dazu verwendet, den prädictierten Zustand des Systems zu korrigieren und somit den Zustand des Systems

$$\hat{\mathbf{s}}_K(k) = \tilde{\mathbf{s}}_K(k) + \mathbf{W}_K(k) \boldsymbol{\nu}_K(k) \quad (4.49)$$

zu schätzen [Bar01]. Die Filterverstärkungsmatrix

$$\mathbf{W}_K(k) = \tilde{\mathbf{S}}_K(k) \mathbf{H}_K^T \mathbf{U}_K^{-1}(k) \quad (4.50)$$

berechnet sich über die Innovationskovarianzmatrix

$$\mathbf{U}_K(k) = \mathbf{R}_K(k) + \mathbf{H}_K \tilde{\mathbf{S}}_K(k) \mathbf{H}_K^T \quad (4.51)$$

[Bar01]. Hierbei beschreibt die Matrix $\mathbf{R}_K(k)$ die Messrauschkovarianzmatrix. Wie in Gleichung (4.37) beschrieben, wird das Messrauschen als weißes gaußverteiltes Rauschen angenommen. Die Kovarianzmatrix ergibt sich somit zu

$$\mathbf{R}_K(k) = \mathbf{I}_{3N_M} \sigma_M^2(k) \quad (4.52)$$

mit der Varianz des Messrauschens $\sigma_M^2(k)$. Die Zustandskovarianzmatrix lässt sich korrigieren mittels [Bar01]

$$\hat{\mathbf{S}}_K(k) = \tilde{\mathbf{S}}_K(k) - \mathbf{W}_K(k) \mathbf{U}_K(k) \mathbf{W}_K^T(k). \quad (4.53)$$

Das verbesserte Ergebnis der Lokalisierung ergibt sich aus den ersten N_M Werten des korrigierten, prädictierten Zustandes $\hat{\mathbf{s}}_K(k)$ und wird im Folgenden als $\hat{\mathbf{p}}_{\text{enh}}(k)$ bezeichnet.

Kapitel 5

Simulative Evaluierung

Das in Kapitel 4 vorgestellte System zur Lokalisierung magnetischer Sensoren wird im Folgenden auf Basis verschiedener Simulationen evaluiert. Dabei stimmt zunächst die simulierte Umgebung mit dem Vorwärtsmodell genau überein. Darauf aufbauend werden die besten Spulenanordnungen ausgesucht und der Einfluss der initialen Auflösung des Lokalisierungsgebiets analysiert. Die so gewonnenen Erkenntnisse werden verwendet, um die folgenden Simulationen und die Messungen anzupassen. Der Einfluss des SNR auf die Genauigkeit der Lokalisierung ebenso wie der Einfluss der Störung eines einzelnen Sensors (im Falle einer Arrayanwendung) werden überprüft. Anschließend werden verschiedene Fehler bzw. Unterschiede zwischen simuliertem Aufbau und Vorwärtsmodell eingebaut, um so die Robustheit und Genauigkeit des Systems bei vorhandenen Störungen oder Abweichungen zu evaluieren.

5.1 Spulenanordnung

Zunächst soll evaluiert werden, welche Spulenanordnungen für eine Lokalisierung in 2D und in 3D gut geeignet sind. Darauf aufbauend kann der Simulationsaufbau und auch der Messaufbau festgelegt werden. Für die Evaluierung wird wie in Abschnitt 3.5 der Abstand zwischen den einzelnen Leadfieldmatrixspaltenvektoren $\Delta a_{j_1, j_2}$ bestimmt.

Bei der 2D-Lokalisierung werden die x- und y-Position sowie der Yaw-Winkel ψ des zu lokalisierenden Sensors geschätzt. Hierbei handelt es sich demnach um drei Unbekannte, d.h. es werden mindestens drei Spulen zur Lokalisierung benötigt. Es soll ein 50×50 cm großes Lokalisierungsgebiet aufgespannt werden, wobei der Winkel ψ zwischen -180° und 180° definiert ist. Die Spulen werden außerhalb des Lokalisierungsgebietes positioniert. Die möglichen Spulenanordnungen wurden von dem Messaufbau abgeleitet, hierbei wurden zwei Anordnungen mit vier Spulen und zwei weitere mit sechs Spulen evaluiert. In Abbildung 5.1 sind die vier untersuchten Spulenanordnungen grafisch dargestellt.

Es wird eine Positionsschrittweite von 5 cm und eine Orientierungsschrittweite von 30° festgelegt. Da hier nur die Abstände der Leadfieldmatrixspaltenvektoren betrachtet

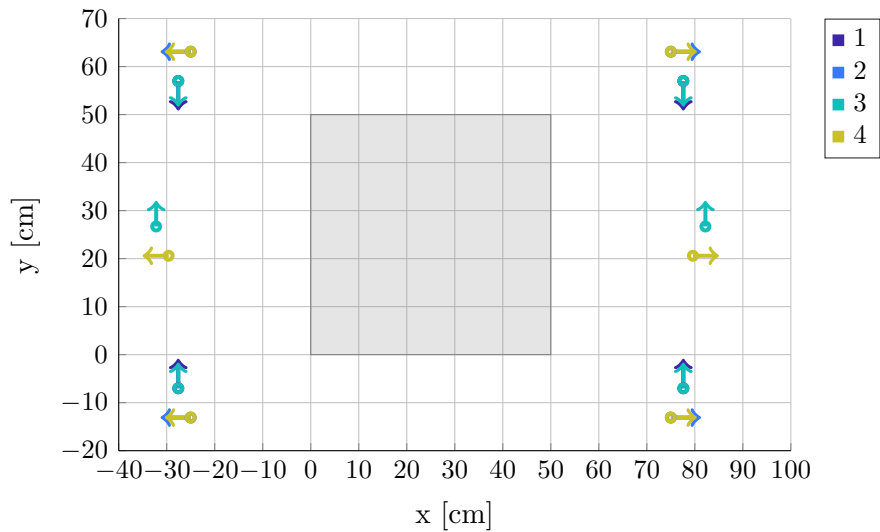


Abbildung 5.1: *Untersuchte Spulenarrangements für die zweidimensionale Lokalisierung.*

werden, wird zunächst keine Lokalisierung durchgeführt und somit das Lokalisierungsgebiet auch nicht iterativ verfeinert. In Tabelle 5.1 sind die jeweiligen Mittelwerte sowie die Standardabweichungen über die Distanzen $\Delta a_{j_1 j_2}$ dargestellt. Die Spulenarrangements mit der größten mittleren Distanz zwischen den Leadfieldmatrixeinträgen ist die dritte Anordnung. Daher wird diese im Folgenden sowohl für die Simulationen als auch für die Messungen in 2D verwendet.

Tabelle 5.1: *Mittlere Distanz und Standardabweichung der Leadfieldmatrixspaltenvektoren für vier verschiedene realisierbare Spulenarrangements in 2D.*

Spulenarrangement	Mittelwert [w.E.]	Standardabweichung [w.E.]
1	1,6505	0,6537
2	1,6056	0,5680
3	1,8306	0,5620
4	1,7030	0,5324

Bei der 3D-Lokalisierung werden die x-, y- und z-Position sowie die Winkel Roll φ , Pitch θ und Yaw ψ des zu lokalisierenden Sensors bzw. Sensorarrays geschätzt. Wird ein einzelner Sensor lokalisiert, wird die φ -Komponente außer Acht gelassen, da diese durch die angenommene Rotationssymmetrie der Sensorrichtcharakteristik nicht unterschieden werden kann. Hier liegen demnach fünf bzw. sechs Unbekannte vor, d.h. es werden mindestens fünf bzw. sechs Spulen zur Lokalisierung in 3D benötigt. Es soll hierbei ein $50 \times 50 \times 20$ cm großes Lokalisierungsgebiet aufgespannt werden. Aus Symmetriegründen werden hier nur zwei verschiedene Spulenarrangements betrachtet, wobei diese aus jeweils acht Spulen bestehen. In Abbildung 5.2 sind beide Spulenarrangements dargestellt.

Werden mehr Spulen hinzugefügt, so erhöht sich zwar die Genauigkeit der Lokalisierung, die Rechenlast steigt jedoch ebenfalls an.

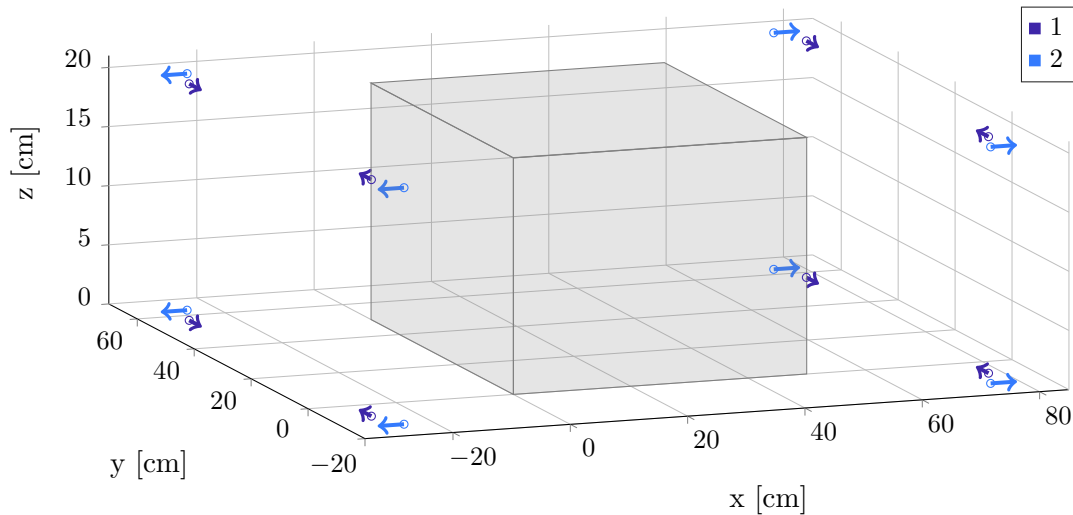


Abbildung 5.2: Untersuchte Spulenarrangements für die dreidimensionale Lokalisierung.

Die Ergebnisse wurden für eine Positionsschrittweite von 10 cm und eine Orientierungsschrittweite von 45° erstellt und sind in Tabelle 5.2 für einen Einzelsensor und einen beispielhaften 3D-Sensor zusammengefasst. Die Spulenarrangements mit der größten mittleren Distanz zwischen den Leadfeldmatrixeinträgen, sowohl für einen Einzelsensor als auch für einen 3D-Sensor, ist die erste Anordnung. Daher wird dieses im Folgenden sowohl für die Simulationen als auch für die Messungen in 3D verwendet.

Tabelle 5.2: Mittlere Distanz und Standardabweichung der Leadfeldmatrixspaltenvektoren für zwei verschiedene realisierbare Spulenarrangements in 3D.

Spulen- anordnung	Einzelsensor		Sensorarray	
	Mittelwert [w.E.]	Standardabweichung [w.E.]	Mittelwert [w.E.]	Standardabweichung [w.E.]
1	1,9076	0,6287	2,5555	0,6285
2	1,7630	0,4980	2,4529	0,5393

5.2 Einfluss der initialen Schrittweite

Wie bereits in Abschnitt 4.2.2 erläutert, erhöht sich die Rechenlast drastisch, je feiner die anfängliche Auflösung des Lokalisierungsgebietes gewählt wird. Hierzu wurde eine iterative Verkleinerung des Gebietes eingeführt, die einen Kompromiss zwischen Rechenlast und Auflösung darstellt. Um zu untersuchen, wie die initiale Auflösung die finale Genauigkeit

der Lokalisierung beeinflusst, wurden 100 zufällig ausgewählte Positions-/Orientierungs-paare lokalisiert, wobei die anfängliche Auflösung des Gebietes variiert wurde. Für diese Betrachtung wurde kein Rauschen zu dem System hinzugefügt, um ausschließlich den Einfluss der Auflösung zu betrachten. Die Anzahl an betrachteten Schrittweiten wurde auf $N_{\text{Con}} = 1$ gesetzt und die finale Auflösung soll bei $\Delta r = 1 \text{ mm}$ und $\Delta\Theta = 1^\circ$ liegen (vgl. Abschnitt 4.2.2). Es werden maximal $N_{\text{It}} = 10$ Iterationen für die iterative Verfeinerung des Lokalisierungsgebietes durchgeführt.

In Abbildung 5.3 ist die Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene anfängliche Schrittweiten aufgetragen. Hierbei wurden die Positions- und Winkelauflösungen variiert. Die Schrittweiten für die x- und y-Position sind identisch. Die Orientierungsschrittweite entspricht der Schrittweite für den Winkel Yaw ψ .

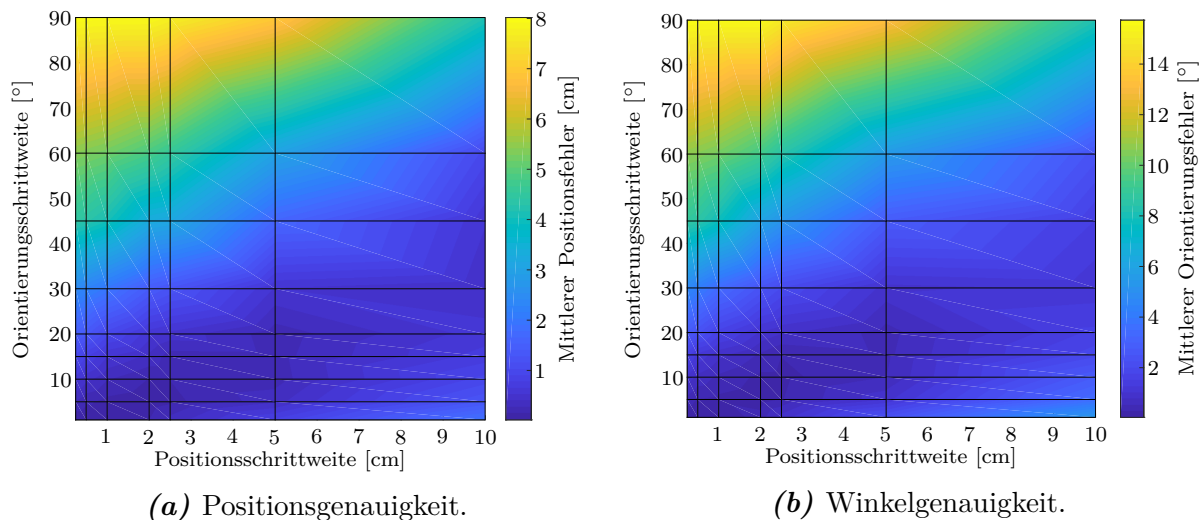
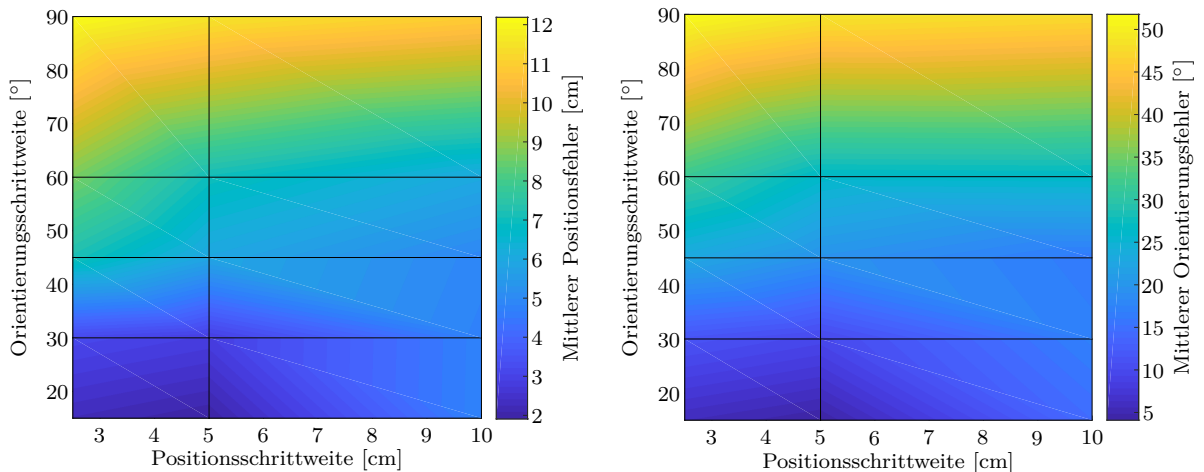


Abbildung 5.3: Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene anfängliche Auflösungen.

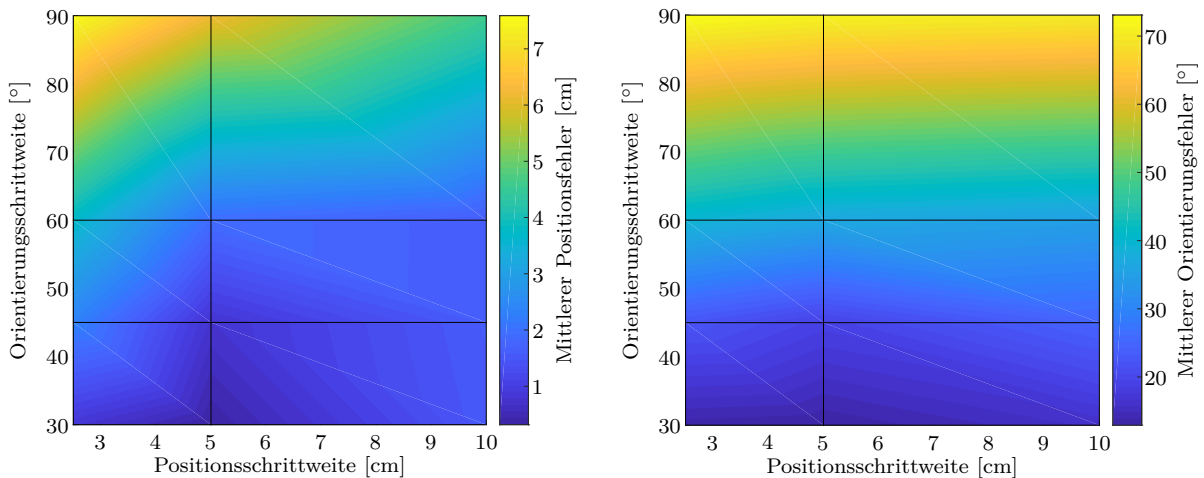
Sowohl für den mittleren Positionsfehler als auch für den mittleren Orientierungsfehler wird ersichtlich, dass eine geringe anfängliche Orientierungsschrittweite für eine genaue Lokalisierung wichtiger ist, als eine geringe anfängliche Positionsschrittweite. Zudem steigt die Genauigkeit der Lokalisierung insgesamt mit der anfänglichen Auflösung stark an. Um weiterhin einen guten Kompromiss zwischen Genauigkeit und Rechenlast zu bekommen, genügt eine anfängliche Auflösung von 2 cm in der Position und 10° im Winkel für eine 2D-Lokalisierung. Hierbei entsteht ein mittlerer Positionsfehler von ca. 1,4 mm und $0,22^\circ$, welcher für die hier vorgestellte Lokalisierung ausreichend klein ist und ungefähr bei der festgelegten Auflösung von 1 mm und 1° liegt.

Für eine 3D-Lokalisierung muss wiederum zwischen einer Array-Anwendung und einer Einzelsensoranwendung unterschieden werden. Die Schrittweiten für die x-, y- und z-Position sind identisch. Die Orientierungsschrittweite entspricht der Schrittweite für die Winkel Roll φ (nur im Falle des 3D-Sensors), Pitch θ und Yaw ψ . Abbildung 5.4 zeigt die

Genauigkeit der Lokalisierung in 3D für verschiedene anfängliche Auflösungen. Hierbei wurde ausschließlich iterativ lokalisiert, der Trilaterationsalgorithmus wurde hier für den 3D-Sensor noch nicht betrachtet. Da bei einer Lokalisierung in 3D die Rechenlast sehr schnell ansteigt, sobald die anfängliche Schrittweite verkleinert wird, muss hier mit relativ groben ersten Schrittweiten angefangen werden.



(a) Positionsgenauigkeit für einen Einzelsensor. (b) Winkelgenauigkeit für einen Einzelsensor.



(c) Positionsgenauigkeit für einen 3D-Sensor. (d) Winkelgenauigkeit für einen 3D-Sensor.

Abbildung 5.4: Genauigkeit der Lokalisierung in 3D für verschiedene anfängliche Auflösungen.

Die Genauigkeit, insbesondere im Falle eines Einzelsensors, ist hierbei deutlich geringer als bei der Lokalisierung in 2D. Ein guter Kompromiss zwischen Rechenlast und Genauigkeit kann bspw. durch eine Auflösung von 5 cm und 30° erzielt werden. Hierbei entsteht ein Fehler von 2,85 cm und 9,8°, was eine deutlich schlechtere Lokalisierungsgenauigkeit als im 2D-Fall ergibt. Die Ergebnisse der 3D-Sensor Lokalisierung sind hier (zumindest in der Position) deutlich genauer. Mit derselben Auflösung lassen sich hier Genauigkeiten

von 3,2 mm und 12,9° erzielen. Allerdings steigt durch die zusätzliche Roll-Komponente φ auch hier die Rechenlast deutlich an. Dadurch sollte die anfängliche Auflösung auf 10 cm und 45° gesetzt werden, was zu einer Genauigkeit von 1,6 cm und 24,77° führt.

Für das 3D-Sensorarray kann zusätzlich der Trilaterationsalgorithmus (vgl. Abschnitt 4.2.1) verwendet werden. Dieser ermöglicht eine Verkleinerung des Lokalisierungsgebiets in der Position bzw. eine Verringerung der Rechenlast. Für den hier vorgestellten 3D-Aufbau ergibt sich ein maximaler Lokalisierungsfehler von ca. 13 cm in der Position bei ausschließlicher Verwendung des Trilaterationsalgorithmus. Somit wird ein neues Lokalisierungsgebiet von (maximal) $26 \times 26 \times 20$ cm aufgespannt. Dadurch können die initialen Positionsschrittweiten hier geringer gewählt und trotzdem eine möglichst geringe Rechenlast erzielt werden. In Abbildung 5.5 ist die Lokalisierungsgenauigkeit für verschiedene initiale Schrittweiten dargestellt, wenn der Trilaterationsalgorithmus vor der iterativen Lokalisierung verwendet wird. Die Schrittweiten geben hierbei die Schrittweiten an, welche ohne Trilaterationsalgorithmus gelten würden. D.h. eine Schrittweite von 10 cm bei einer Länge von 50 cm führt zu $N_x = \frac{50 \text{ cm}}{10 \text{ cm}} + 1 = 6$ verschiedenen x-Positionen (vgl. Gleichung (3.11)). Wird ein Gebiet von 26 cm aufgespannt führt dies zu einer neuen Schrittweite von 5,2 cm. Wird allerdings ein kleineres Gebiet aufgespannt, da die geschätzte Position bspw. am Rand des Lokalisierungsgebiets liegt, so verringert sich die neue Schrittweite weiter.

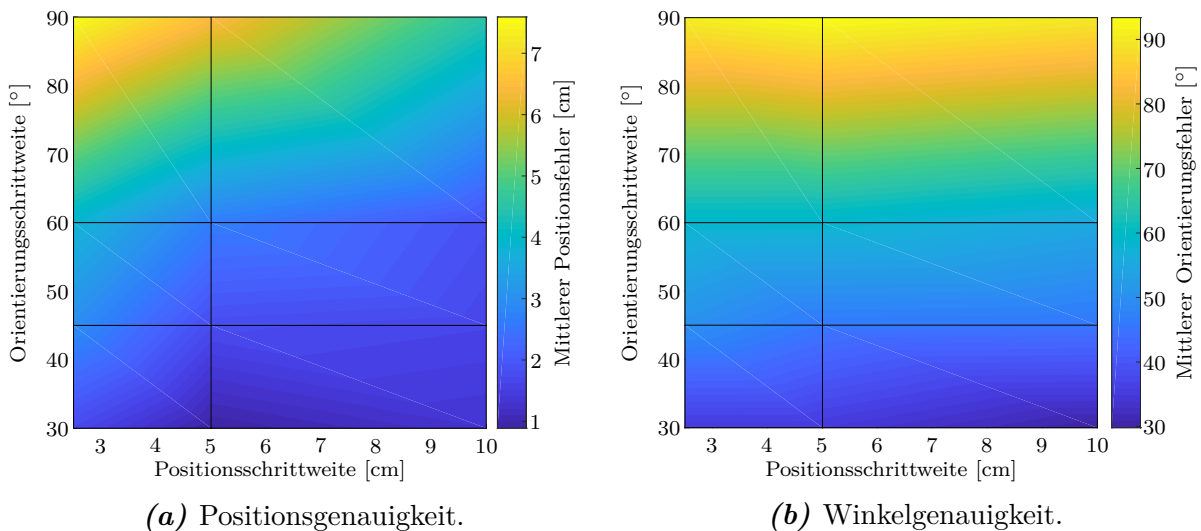


Abbildung 5.5: Genauigkeit der Lokalisierung eines 3D-Sensors in 3D für verschiedene anfängliche Auflösungen, wenn zuvor der Trilaterationsalgorithmus verwendet wurde.

Die Genauigkeit verbessert sich im Vergleich zu einer Lokalisierung ohne Trilaterationsalgorithmus nicht (siehe Abbildungen 5.4(c) und 5.4(d)). Allerdings verringert sich die Rechenlast, wenn der Trilaterationsalgorithmus vorgeschaltet wird.

5.3 Signal-zu-Rausch-Verhältnis

Reale Messumgebungen sind meistens nicht rauscharm, außer es wird in einer abgeschirmten Umgebung gemessen. Jedoch können Störungen bzw. Rauschen im Messsignal die Lokalisierungsgenauigkeit beeinflussen. Um dies zu untersuchen, wurden verschiedene SNR-Bedingungen für die Lokalisierung getestet. Dabei wurde weißes Rauschen auf die simulierten Sensorsignale addiert. In realen Messumgebungen sind selbstverständlich noch andere Störungen, wie beispielsweise 50 Hz Störungen und deren Harmonische, vorhanden. Zudem weisen die Rauschspektren der ME-Sensoren ein $\frac{1}{f}$ -Rauschverhalten auf [Dur19]. Der Einfachheit halber wurde hier jedoch nur der Fall des additiven weißen Rauschens betrachtet. Zunächst wird der Einfluss auf die Positions- und Orientierungsschätzung an sich betrachtet. Im Anschluss wird untersucht, inwieweit die Nachverarbeitung zur verbesserten Genauigkeit der Lokalisierung in verrauschten Messumgebungen beiträgt.

5.3.1 Ohne Nachverarbeitung

Um die Robustheit der Positions- und Orientierungsschätzung gegenüber Rauschen zu testen, wurden 100 zufällig verteilte Positions-/Orientierungspaare bei verschiedenen SNR-Bedingungen lokalisiert. Die Lokalisierung wurde zunächst nur für einen Zeitschritt durchgeführt. Anschließend wurde der Fehler für jedes Positions-/Orientierungspaar bestimmt und dann der Mittelwert über die 100 Paare pro SNR-Wert berechnet. Zusätzlich wurde die Standardabweichung über die Positions-/Orientierungspaare bestimmt.

Für den 2D-Fall ist der mittlere Fehler, unterteilt in den Positions- und Orientierungsfehler, sowie die jeweilige Standardabweichung über alle Positions-/Orientierungspaare in Abbildung 5.6 gezeigt. Es wird ersichtlich, dass die Lokalisierung für niedrigere SNR-Werte ungenauer wird. Auch die Streuung (d.h. die Standardabweichung) steigt mit niedrigeren SNR-Werten massiv an. SNR-Bedingungen größer als 5 dB liefern dabei sehr gute Ergebnisse.

Für den 3D-Fall wurde wiederum zwischen einer Einzelsensoranwendung und einer Arrayanwendung unterschieden. In Abbildung 5.7 ist zunächst der Einfluss des SNR auf eine Lokalisierung eines Einzelsensors in 3D gezeigt. Die Ergebnisse zeigen insgesamt eine deutlich größere Streuung um den Mittelwert als beim 2D-Fall. Zudem steigt der Lokalisierungsfehler für niedrigere SNR-Bedingungen stärker an, was unter anderem daran liegt, dass hier zwei Dimensionen (z und θ) hinzugekommen sind.

Die Lokalisierung des 3D-Sensorarrays wird hier erneut mit und ohne Trilaterationsalgorithmus durchgeführt, um sicherzustellen, dass sich das Ergebnis durch den Trilaterationsalgorithmus bei niedrigen SNR-Bedingungen nicht verschlechtert. Um den Einfluss des Gewichtungsmoduls (siehe Abschnitt 4.2.3) außer Acht zu lassen, wurde dieses für diese Analyse deaktiviert. Zudem wurde für alle drei Sensoren das gleiche SNR gewählt. Das Rauschen ist dabei zwischen allen drei Sensoren unkorreliert.

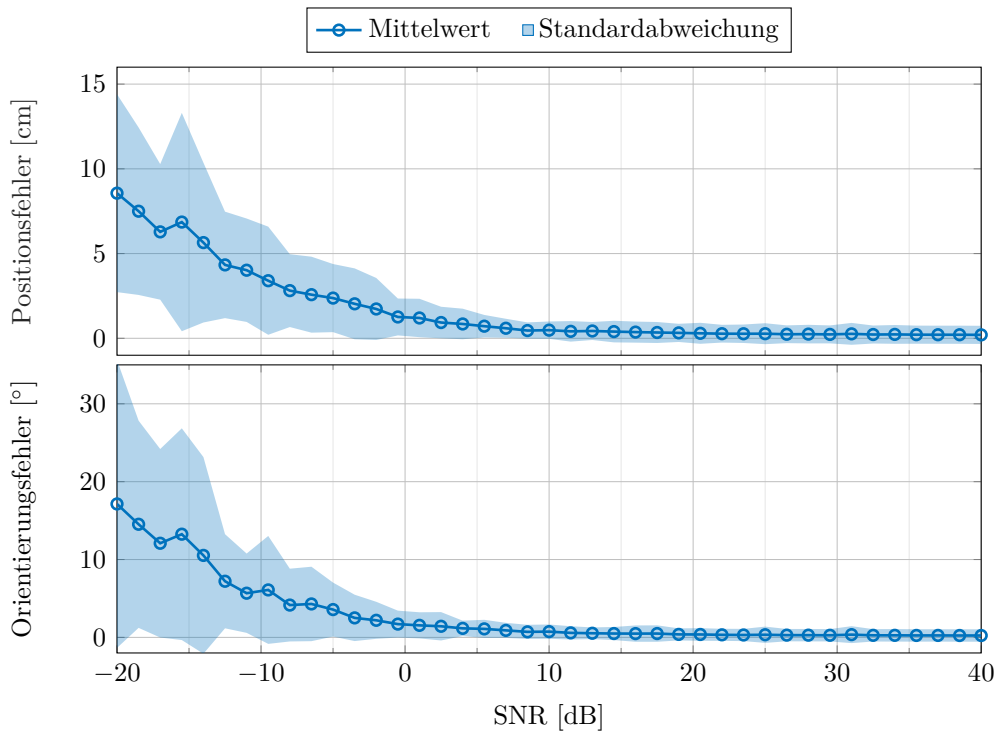


Abbildung 5.6: Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene SNR-Bedingungen.

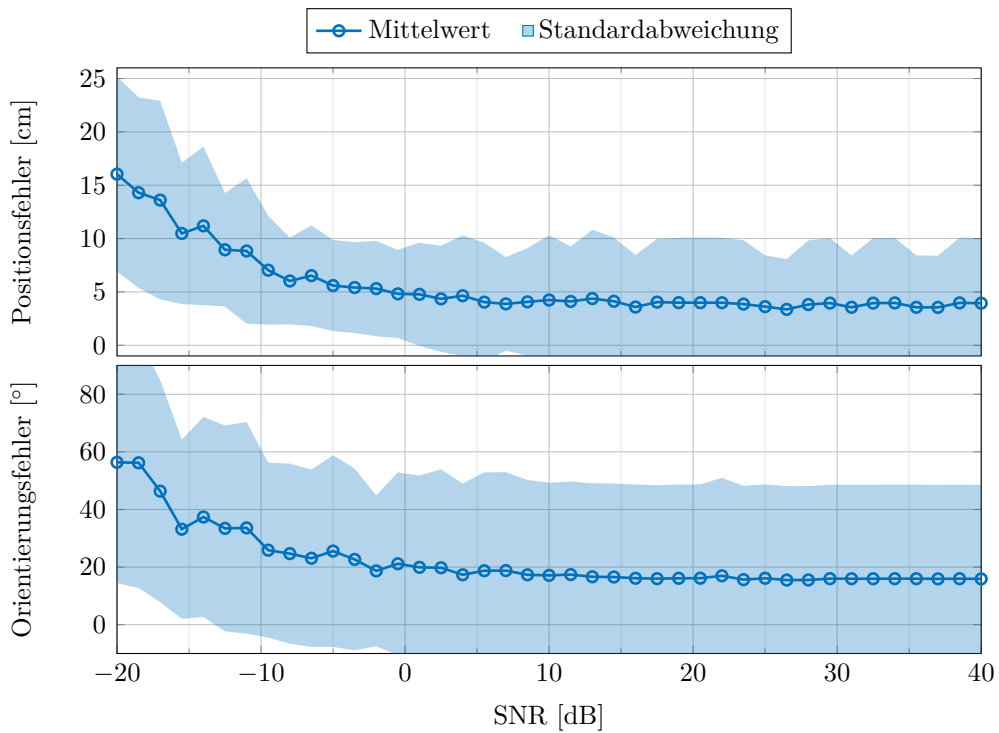
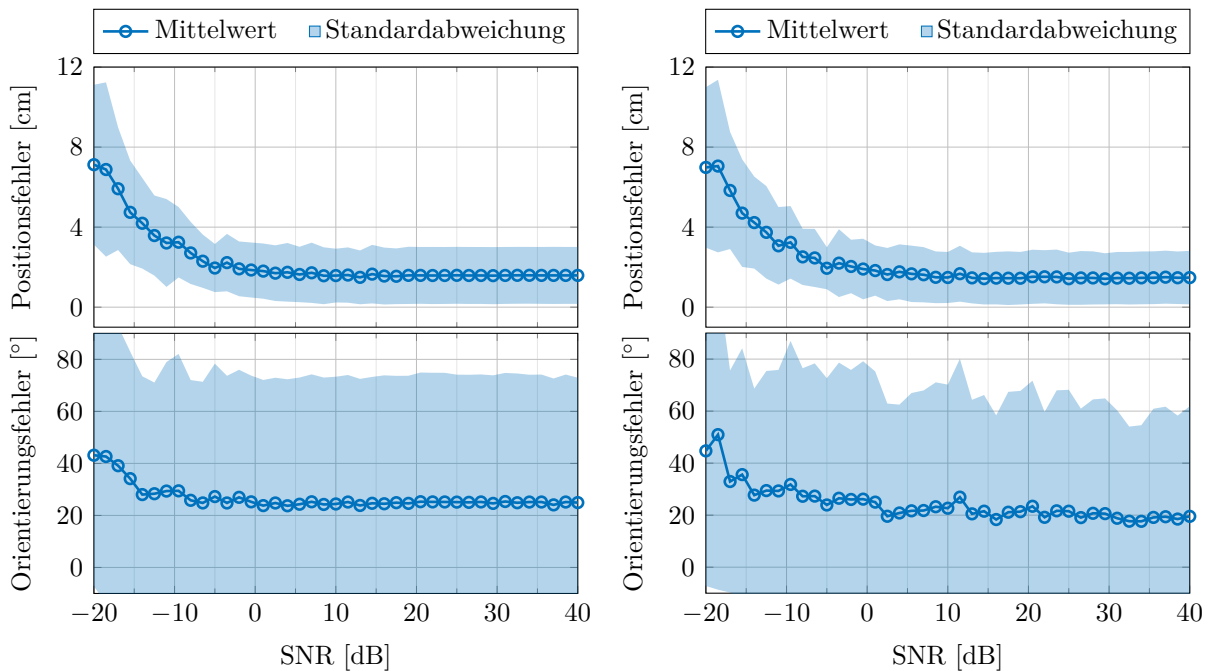


Abbildung 5.7: Genauigkeit der Lokalisierung in 3D für einen Einzelsensor bei verschiedenen SNR-Bedingungen.



(a) Ohne Trilaterationsalgorithmus.

(b) Mit Trilaterationsalgorithmus.

Abbildung 5.8: Genauigkeit der Lokalisierung in 3D für ein 3D-Sensorarray bei verschiedenen SNR-Bedingungen.

Auch hier wird ersichtlich, dass die Lokalisierung für niedrigere SNR-Werte ungenauer wird. Jedoch ist eine Arrayanwendung robuster gegenüber niedrigen SNR-Werten und es entstehen (zumindest für die Positionsschätzung) weniger hohe Lokalisierungsfehler. Zwischen der Lokalisierung ohne und mit Trilaterationsalgorithmus gibt es keine signifikanten Unterschiede, d.h. der Trilaterationsalgorithmus kann auch bei schlechten SNR-Bedingungen vor die iterative Lokalisierung geschaltet werden.

5.3.2 Mit Nachverarbeitung

In Messumgebungen mit starkem Rauschen oder starken Störungen, kommt es wie zuvor gesehen zu starken Beeinträchtigungen der Lokalisierungsgenauigkeit. Um die Genauigkeit zu verbessern, wird ein Kalman-Filter verwendet, welches die Positions- und Orientierungsdaten des Sensors bzw. des Sensorarrays auf Basis der Lokalisierungsergebnisse über der Zeit schätzt. Genaueres hierzu ist in Abschnitt 4.3 erläutert. Um den Einfluss des Kalman-Filters zu untersuchen, wurden erneut 100 verschiedene Positions-/Orientierungspaare bei verschiedenen SNR-Bedingungen lokalisiert. Dabei wurde nun nicht nur ein einzelner Zeitschritt, sondern 50 aufeinanderfolgende Zeitschritte betrachtet. Die Lokalisierungsergebnisse wurden mittels eines Kalman-Filters geglättet, dabei wurde die Varianz des Prozessrauschens σ_P^2 , die Varianz des Messrauschens σ_M^2 und die Varianz der Zustandsmatrix σ_S^2 variiert. Zur Bestimmung der Genauigkeit wurde der Mittelwert über

alle Zeitschritte und anschließend der Mittelwert über die Mittelwerte der 100 verschiedenen Positions-/Orientierungspaare gebildet. In Abbildung 5.9 sind die Ergebnisse für verschiedene Einstellungen des Kalman-Filters gezeigt. Hierbei wurde zur besseren Übersicht nur der 2D-Lokalisierungsfall betrachtet.

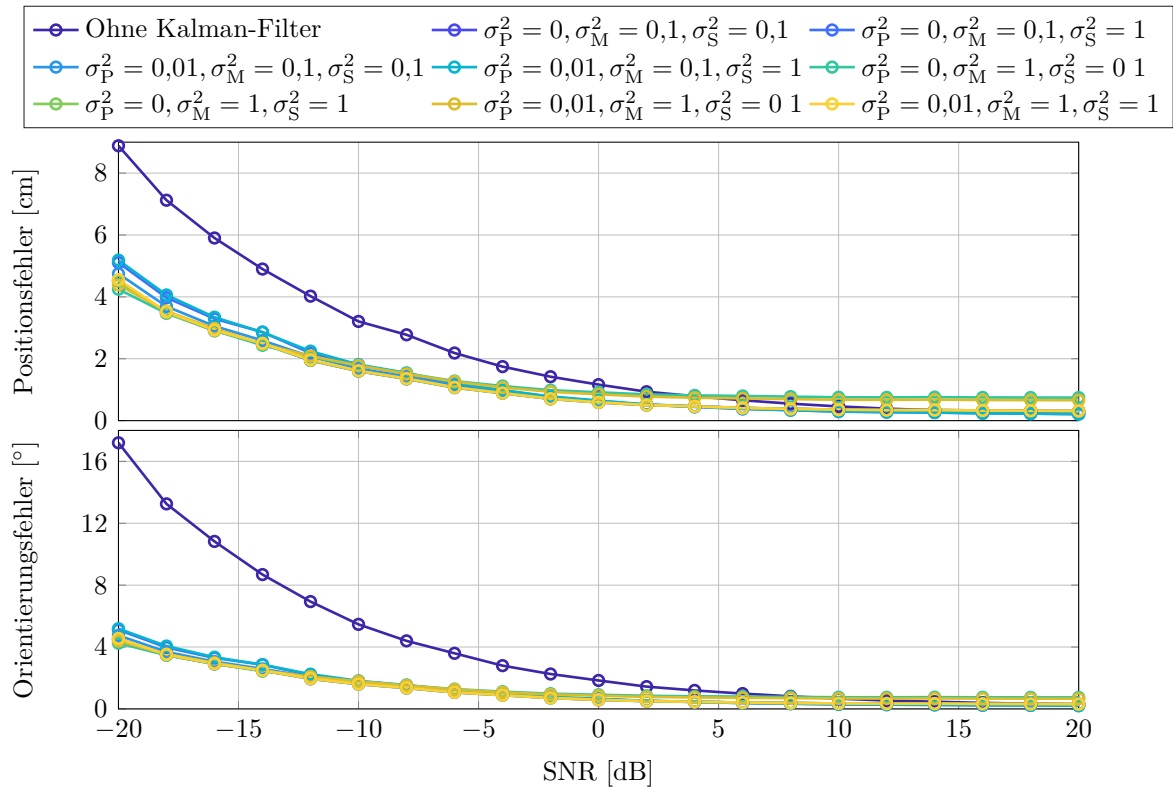


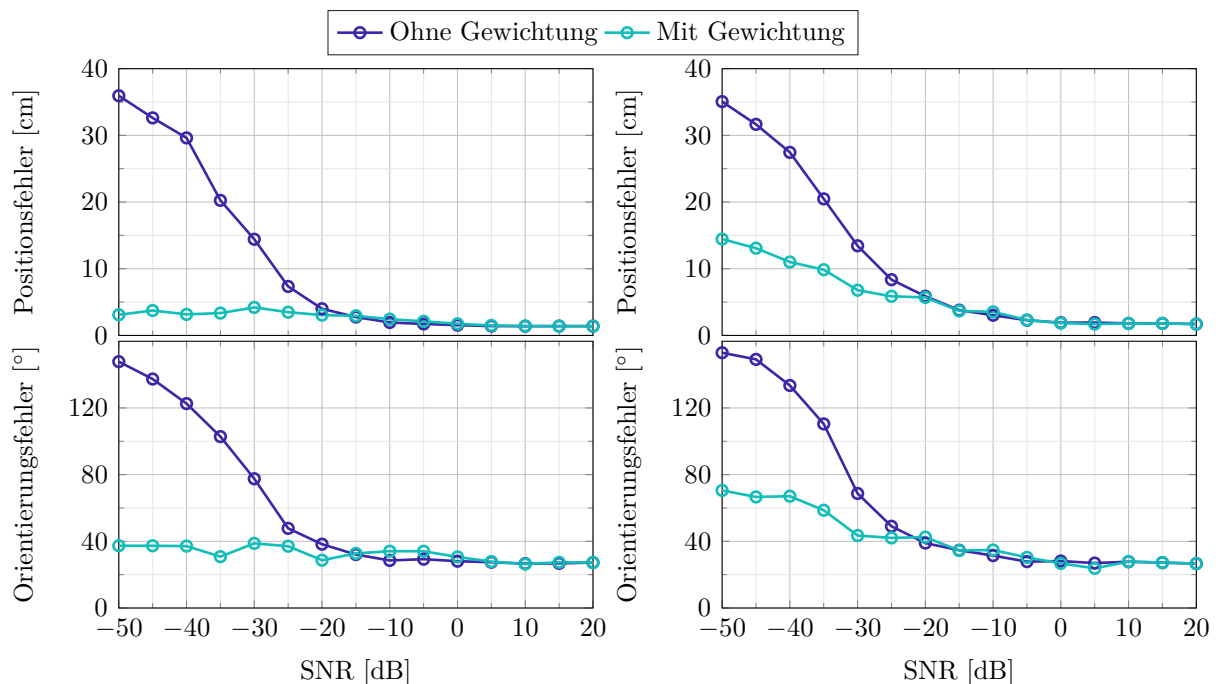
Abbildung 5.9: Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene SNR-Bedingungen bei Verwendung eines Kalman-Filters mit verschiedenen Parametern.

Deutlich ersichtlich wird hier, dass die Lokalisierung mit nachgeschaltetem Kalman-Filter bei niedrigen SNR-Bedingungen bessere Ergebnisse als die reine Positions- und Orientierungsschätzung ohne Kalman-Filter liefert. Insgesamt ergibt sich für niedrige SNR-Werte eine um den Faktor zwei verbesserte Positionsschätzung und um den Faktor vier verbesserte Orientierungsschätzung. Je höher die Kovarianz des Messrauschens gewählt wird, desto besser sind die Ergebnisse bei niedrigen SNR-Bedingungen. Ansonsten gibt es zwischen den einzelnen Einstellungen wenig Unterschiede. Im Folgenden werden für das Kalman-Filter die Varianz des Prozessrauschens zu $\sigma_P^2 = 0,01$, die Varianz des Messrauschens zu $\sigma_M^2 = 0,1$ und die Varianz der initialen Zustandsmatrix zu $\sigma_S^2 = 0,1$ gesetzt. Durch diese Werte kann ein guter Kompromiss für die Lokalisierungsgenauigkeit für niedrige und hohe SNR-Bedingungen erzielt werden.

5.4 Störung eines Sensors

Im vorherigen Abschnitt 5.3 wurde bereits untersucht, wie das SNR die Lokalisierungsgenauigkeit beeinflusst. Hier wurde angenommen, dass alle Sensoren von gleich starken Störungen betroffen sind. Zudem kann aber auch eine Störung bei nur einem einzelnen Sensor vorliegen. Da sich die Störung des Sensors für einen Einzelsensor nicht von niedrigen SNR-Werten unterscheidet - zumindest wenn die Störung über den kompletten Frequenzbereich vorliegt - werden hier im Weiteren nur Sensorarrays betrachtet.

Hierzu wird die 3D-Lokalisierung mit einem 3D-Sensor untersucht, wobei für jedes Positions-/Orientierungspaar jeweils ein zufällig gewählter Sensor des Arrays von einer Störung betroffen ist. Um zu untersuchen inwieweit die Gewichtung (vgl. Abschnitt 4.2.3) hierbei zu einer genaueren Lokalisierung beiträgt, wird zum einen eine Lokalisierung ohne Gewichtung und zum anderen eine mit Gewichtung durchgeführt. In Abbildung 5.10 sind die Ergebnisse der Lokalisierung mit und ohne Gewichtung dargestellt. Dabei wurde unterschieden, ob der Trilaterationsalgorithmus vor die iterative Lokalisierung geschaltet wurde oder nicht. Es wurde hier erneut nur ein einzelner Zeitschritt betrachtet, sodass das Kalman-Filter nicht verwendet wurde. Für die Bestimmung der Gewichtungsfaktoren wurde das SNR über den gesamten Frequenzbereich betrachtet. Das minimale SNR für



(a) Ohne Trilaterationsalgorithmus.

(b) Mit Trilaterationsalgorithmus.

Abbildung 5.10: Genauigkeit der Lokalisierung in 3D, wenn nur ein Sensor in einem 3D-Sensorarray von einer Störung betroffen ist. Die Störung wird hier als weißes Rauschen modelliert. Es wird unterschieden zwischen einer Lokalisierung mit und ohne Gewichtungsmodul.

die Bestimmung der Gewichtungsfaktoren wurde zu $SNR_{\min}^{\text{dB}} = -20$ dB und das maximale SNR zu $SNR_{\max}^{\text{dB}} = 10$ dB gesetzt (vgl. Abschnitt 4.2.3). Die Rauschleistung wurde mittels des Verfahrens aus Gleichung (4.32) geschätzt.

Durch das Gewichtungsmodul kann eine deutliche Verbesserung der Lokalisierungs-genauigkeit für niedrige SNR-Werte erzielt werden. Die Lokalisierungs-genauigkeit ist (fast) so gut wie für hohe SNR-Werte. Zudem ist erkennbar, dass bei niedrigen SNR-Werten (< -20 dB) der Fehler leicht steigt, wenn der Trilaterationsalgorithmus vorgeschaltet wird. Dies liegt daran, dass auf Basis aller drei Sensorsignale der Schnittpunkt der Kugelober-flächen bestimmt wird (vgl. Abschnitt 4.2.1). Hat ein Sensor ein sehr niedriges SNR, wird die Größe der Kugel falsch geschätzt, sodass eine falsche erste Schätzung der Position des Sensorarrays zustande kommt. Ist die Abweichung von der richtigen Position zu hoch, liegt die richtige Position nicht mehr im aufgespannten Lokalisierungsbereich, sodass trotz Gewichtung ein Fehler in der Lokalisierung entsteht. Allerdings wird hier trotzdem eine deutliche Verbesserung der Lokalisierungs-genauigkeit im Vergleich zu keiner Gewichtung erzielt. Aufgrund dieser Erkenntnisse werden für die Messungen mit einem 3D-Sensorarray der Trilaterationsalgorithmus und das Gewichtungsmodul verwendet.

5.5 Fehler im Vorwärtsmodell

Neben klassischen Störungen in Form von Rauschen können auch Fehler im Vorwärtsmodell die Genauigkeit der Lokalisierung stark beeinflussen [Pfe18]. Als größte Fehlerquellen sind hier zu nennen, dass die Positionen und/oder Orientierungen der Spulen nicht mit den Werten im Vorwärtsmodell übereinstimmen. Zudem kann ebenfalls das Sensormodell ungenau sein. Im Folgenden werden die Auswirkungen auf die Genauigkeit der Lokalisierung im Detail untersucht. Um ausschließlich diese Auswirkungen auf die Lokalisierungs-genauigkeit zu untersuchen, wurde erneut ein System ohne Rauschen modelliert.

5.5.1 Spulenpositionen

Da die Spulen manuell um das Lokalisierungsgebiet herum platziert werden, kann in der Praxis eine große Fehlerquelle eine Ungenauigkeit in der Positionierung der Spulen sein. Daher soll der Einfluss dieser Ungenauigkeit hier untersucht werden. Hierzu wurden erneut 100 zufällig verteilte Positions-/Orientierungspaare betrachtet. Die Spulenpositionen wurden im Vergleich zu den im Vorwärtsmodell vorgegebenen Positionen variiert, sodass eine Abweichung zwischen Vorwärtsmodell und Simulationsaufbau entstanden ist. Hierbei wurde(n) die Spule(n) auf einem zufälligen Punkt auf einem Kreis mit dem Radius der Abweichung um die eigentlich korrekte Position positioniert. Dies wurde für 1 bis N_{Sp} Spulen untersucht. Wurden nicht alle N_{Sp} Spulen verwendet, wurden die verwendeten Spulen, die eine Abweichung aufweisen, zufällig ausgewählt. Die Ergebnisse für verschiedene Ab-

weichungen zwischen Vorwärtsmodell und simuliertem System für eine 2D-Lokalisierung sind in Abbildung 5.11 dargestellt.

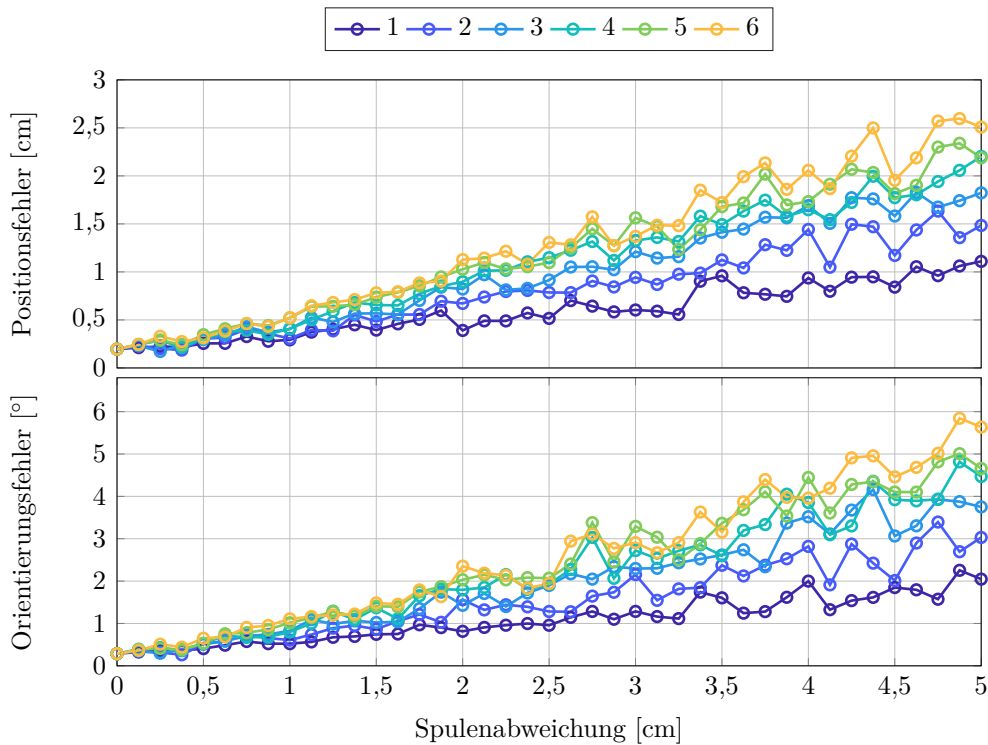


Abbildung 5.11: Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene Abweichungen der Spulenpositionen.

Eine Abweichung der Spulenposition(en) zwischen wirklichem System und Vorwärtsmodell führt zu einem Fehler in der Lokalisierung. Je mehr Spulen abweichen, desto höher fällt der Lokalisierungsfehler aus. Bis zu einer Abweichung von 1 cm ist der Fehler mit ca. 0,5 cm und 1° jedoch noch relativ moderat. Es kann durch die manuelle Positionierung ein gewisser Fehler in den Spulenpositionen auftreten. Mit Abweichungen > 1 cm ist jedoch auch hierbei nicht zu rechnen.

Außerdem wurde auch hier der Fehler für den 3D-Aufbau untersucht. In Abbildung 5.12 sind die Fehler für einen Einzelsensor und einen 3D-Sensor bei abweichenden Spulenpositionen gezeigt. Für das 3D-Sensorarray wurde zusätzlich der Trilaterationsalgorithmus verwendet. Die Ergebnisse entsprechen den Ergebnissen aus der 2D-Lokalisierung. Je größer die Spulenabweichung ist, desto höher fällt der Lokalisierungsfehler aus. Zudem wird der Lokalisierungsfehler höher, je mehr Spulen von ihrer Position abweichen. Im Vergleich zum Einzelsensor steigt der Positionsfehler jedoch für das 3D-Sensorarray bei größerer Spulenpositionsabweichung weniger stark an. Der Orientierungsfehler steigt für den Einzelsensor und das 3D-Sensorarray gleich stark an. D.h. auch bei der Abweichung der Spulenposition ist das 3D-Sensorarray insgesamt weniger anfällig als der Einzelsensor.

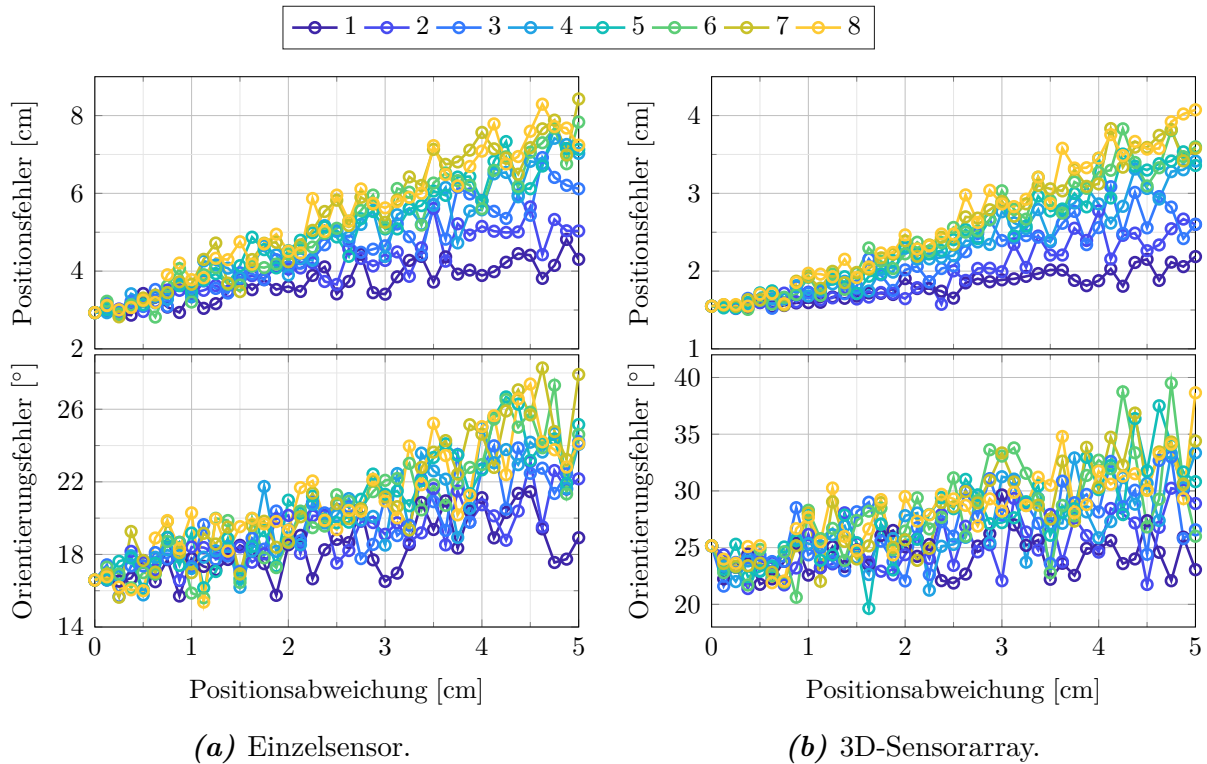
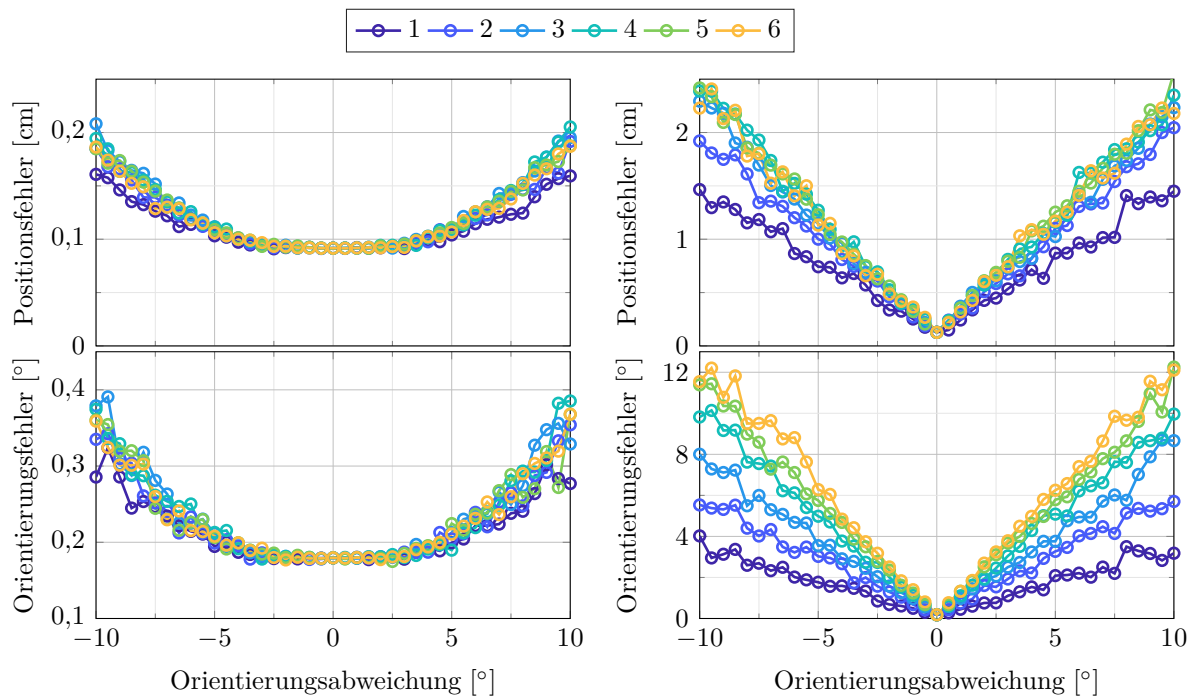


Abbildung 5.12: Genauigkeit der Lokalisierung in 3D für verschiedene Abweichungen der Spulenpositionen.

5.5.2 Spulenorientierungen

Eine weitere Fehlerquelle ist eine Abweichung zwischen den Spulenorientierungen im echtem System im Vergleich zum Vorwärtsmodell. Die Orientierung der Spule kann ebenfalls in Roll φ , Pitch θ und Yaw ψ angegeben werden. Da die Spule rotationssymmetrisch ist, kann die φ -Komponente hier außer Acht gelassen werden. Zunächst werden die Auswirkungen der Abweichungen in θ und ψ getrennt voneinander betrachtet. Dabei wird wieder der Einfluss für 1 bis N_{Sp} evaluiert. In Abbildung 5.13 sind die Ergebnisse für einen 2D-Lokalisierungsaufbau gezeigt.

Hierbei ist deutlich zu sehen, dass eine Abweichung in Yaw ψ einen wesentlich größeren Einfluss auf die Lokalisierungsgenauigkeit hat als eine Abweichung in Pitch θ . Eine Abweichung in θ hat erst ab ca. 2° einen Einfluss auf den Lokalisierungsfehler, während eine Abweichung in ψ direkt eine Auswirkung hat. Zudem ist auch hier (deutlich zu sehen für die ψ -Abweichung) eine Abweichung von nur einer Spule weniger ausschlaggebend als eine Abweichung von mehreren Spulen. Die Abweichung in θ ist hier vermutlich weniger ausschlaggebend, da das Lokalisierungsgebiet nicht auf die z-Ebene ausgedehnt wird. Eine Abweichung in θ wird daher bei einer 3D-Lokalisierung einen deutlich stärkeren Einfluss haben.



(a) Abweichung der Pitch-Komponente θ . (b) Abweichung der Yaw-Komponente ψ .

Abbildung 5.13: Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene Abweichungen der Spulenorientierungen.

Zusätzlich soll der Einfluss einer gemeinsamen Abweichung in θ und ψ untersucht werden. Dies ist in Abbildung 5.14 beispielhaft für die Abweichung einer einzelnen Spule dargestellt. Dabei wurden die jeweils abweichende Spulen zufällig für jedes Positions-/Orientierungspaar ausgewählt. Es wurden erneut 100 zufällig verteilte Positions-/Orientierungspaare simuliert und der Mittelwert des Lokalisierungsfehlers bestimmt.

Hier ist wie zuvor schon in Abbildung 5.13 zu sehen, dass eine Abweichung in θ kaum Auswirkungen hat, während eine Abweichung in ψ zu großen Lokalisierungsfehlern führt. Bei einer Abweichung in ψ ist es dabei unerheblich, ob die Abweichung in θ groß oder klein ist, der Lokalisierungsfehler wird hiervon weder stärker noch schwächer.

Zusätzlich soll der Einfluss einer Abweichung in θ und ψ der Spulenorientierung für eine Lokalisierung in 3D untersucht werden. Dabei wurde auch hier erneut zwischen Einzelsensoranwendung und 3D-Sensor-Lokalisierung unterschieden. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.15 dargestellt. Bei der Lokalisierung mit dem 3D-Sensorarray wurde erneut der Trilaterationsalgorithmus vor der iterativen Lokalisierung verwendet. Da in dieser Simulation kein additives Rauschen hinzugefügt wurde, wurde das Gewichtungsmodul hier nicht angewendet.

Sowohl in Abbildung 5.15(a) als auch in Abbildung 5.15(c) ist deutlich zu erkennen, dass eine Abweichung der Spulenorientierung in θ einen großen Einfluss auf die Lokalisierungsgenauigkeit hat, im Vergleich zur Lokalisierung in 2D (siehe Abbildung 5.13(a)).

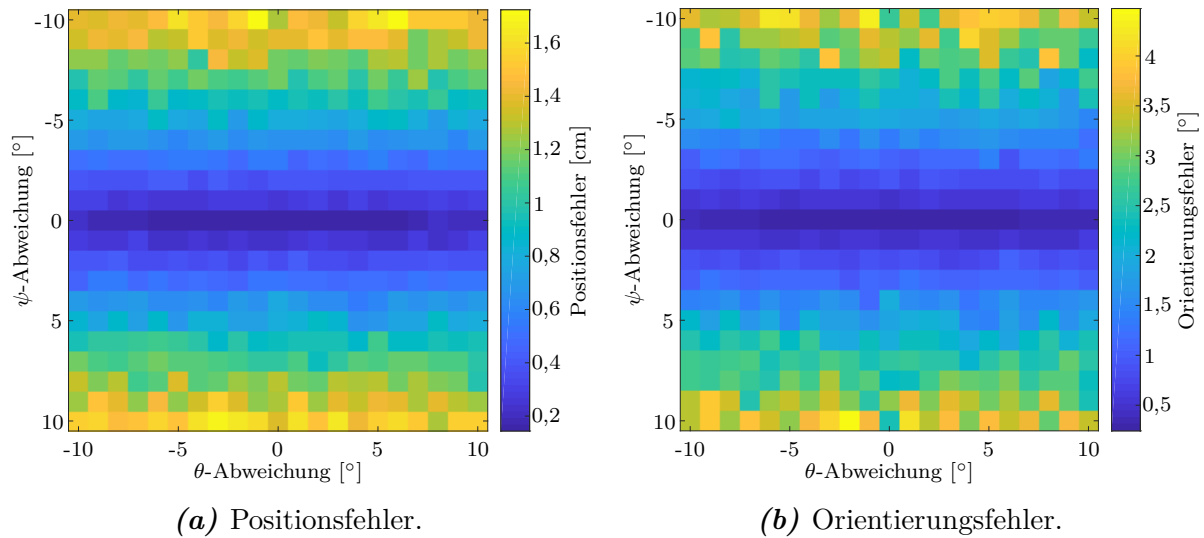
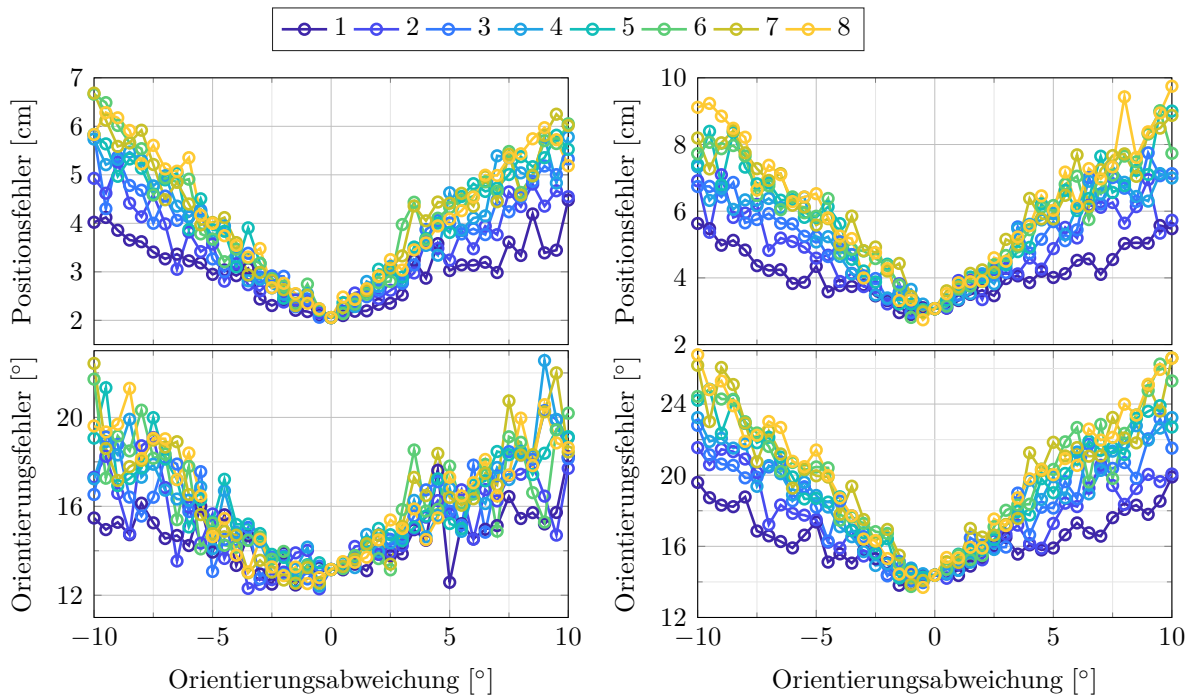


Abbildung 5.14: Genauigkeit der Lokalisierung in 2D bei gleichzeitiger Abweichung der Spulenorientierungen in Pitch θ und Yaw ψ .

Der Einfluss ist ähnlich groß, wie eine Abweichung in ψ . Nichtsdestotrotz ist eine Abweichung, sowohl in θ als auch in ψ bis ca. $\pm 2^\circ$ noch relativ unproblematisch für die angestrebte Lokalisierungsgenauigkeit in dieser Arbeit. Insgesamt ist das 3D-Sensorarray weniger anfällig gegenüber einer Abweichung der Spulenorientierung in θ und/oder ψ als der Einzelsensor. Insbesondere der Orientierungsfehler wird nicht durch eine Abweichung der Spulenorientierung in θ beeinflusst. Eine Abweichung in ψ hat hingegen einen Einfluss auf den Orientierungsfehler, jedoch ist auch dieser Einfluss gering. Der Positionsfehler steigt mit der Anzahl an abweichenden Spulen an, während dies beim Orientierungsfehler nur bei einer Abweichung in ψ der Fall ist.

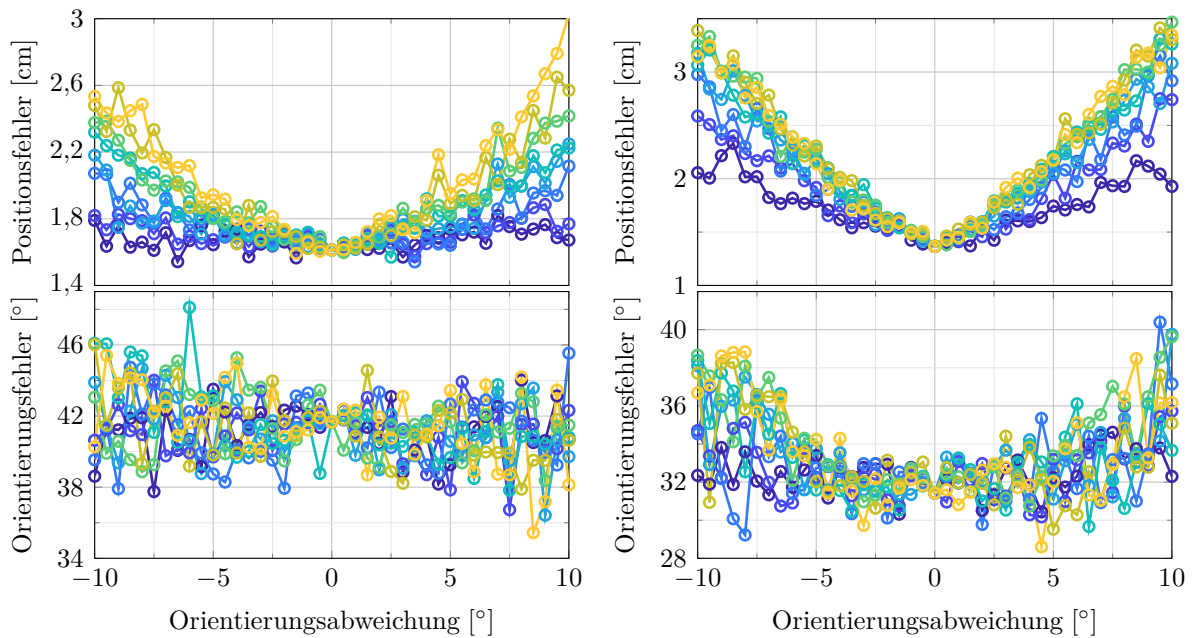
5.5.3 Sensormodell

Zusätzlich soll der Einfluss eines falsch kalibrierten Sensors auf die Lokalisierungsgenauigkeit untersucht werden. Da bei dem vorgestellten Lokisierungsalgorithmus Verhältnisse zwischen den einzelnen Spulenamplituden verglichen werden, wird eine Änderung der Empfindlichkeit (d.h. einem über der Frequenz konstanten Faktor) keinen Einfluss auf die Lokalisierungsgenauigkeit haben, solange dieser während einer Lokalisierungsiteration konstant bleibt. Daher wird hier eine frequenzabhängige Abweichung zwischen Vorwärtsmodell des Sensors und wirklichem (simuliertem) Sensor betrachtet. Hierbei wird der Einfluss einer Abweichung der Resonanzfrequenz (bei Nutzung eines ME-Sensors in direkter Detektion) und der Bandbreite (sowohl für einen ME-Sensor als auch ein Fluxgate-Magnetometer) auf die Lokalisierungsgenauigkeit untersucht. Es werden erneut 100 zufällig ausgewählte Positions-/Orientierungspaare erzeugt. Zur besseren Übersicht wird im Folgenden ausschließlich eine 2D-Lokalisierung betrachtet. Die Ergebnisse lassen



(a) Abweichung der Pitch-Komponente bei einem Einzelsensor.

(b) Abweichung der Yaw-Komponente bei einem Einzelsensor.



(c) Abweichung der Pitch-Komponente bei einem 3D-Sensor.

(d) Abweichung der Yaw-Komponente bei einem 3D-Sensor.

Abbildung 5.15: Genauigkeit der Lokalisierung in 3D für verschiedene Abweichungen der Spulenorientierungen.

sich auf eine Lokalisierung in 3D übertragen. Die simulierten Frequenzgänge des Fluxgate-Magnetometers und des ME-Sensors sind in Abbildung 5.16 dargestellt.

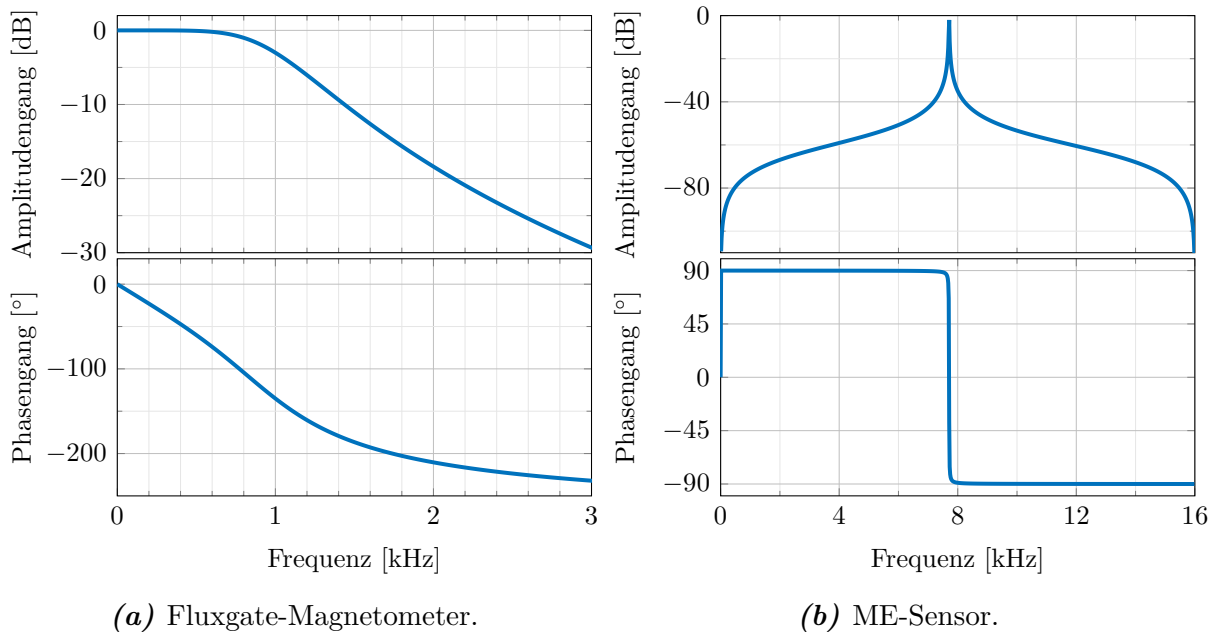


Abbildung 5.16: Frequenzgänge des simulierten Fluxgate-Magnetometers und ME-Sensors.

Zunächst wird der Einfluss des Bandbreitenunterschiedes auf die Lokalisierung eines Fluxgate-Magnetometers untersucht. Dazu wird der Frequenzgang des Sensor im Vorwärtsmodell als Tiefpass-Filter mit einer Bandbreite von 1 kHz approximiert (siehe Abbildung 5.16(a)). Für das simulierte System wird nun die Bandbreite, d.h. die -3 dB-Grenzfrequenz des Tiefpass-Filters variiert. Die Ergebnisse für eine 2D-Lokalisierung sind in Abbildung 5.17 dargestellt.

Sowohl für den Fall, dass die Bandbreite höher wird, als auch dass sie kleiner wird, steigen der Positions- und der Orientierungsfehler an. Jedoch steigen der Positions- und der Orientierungsfehler tendenziell mehr für kleinere Bandbreiten an. Eine Abweichung von 100 Hz zwischen Vorwärtsmodell und wirklichem Sensor ist jedoch sehr unrealistisch und es würde sich vermutlich eher um einige wenige Hz Abweichung handeln. Für eine Abweichung von ± 20 Hz fallen der zusätzliche Positions- und Orientierungsfehler jedoch kaum ins Gewicht. Daher wird eine minimale Abweichung zwischen Vorwärtsmodell und wirklichem Sensor für eine Fluxgate-Lokalisierung mit hoher Wahrscheinlichkeit kaum einen Einfluss haben.

Für die Lokalisierung eines ME-Sensors wird, wie in Abschnitt 4.1.1 beschrieben, ein TDMA-Ansatz gewählt. Hierzu wird der Sensor mit gefensternten Kosinus-Signalen in Resonanz angeregt. Eine leichte Verschiebung der Resonanzfrequenz kann beispielsweise durch unterschiedliche Bias-Felder hervorgerufen werden [Dur19]. Ändert sich nun die Resonanzfrequenz oder die Bandbreite des Sensors im Vergleich zum Vorwärtsmodell, könnte dies

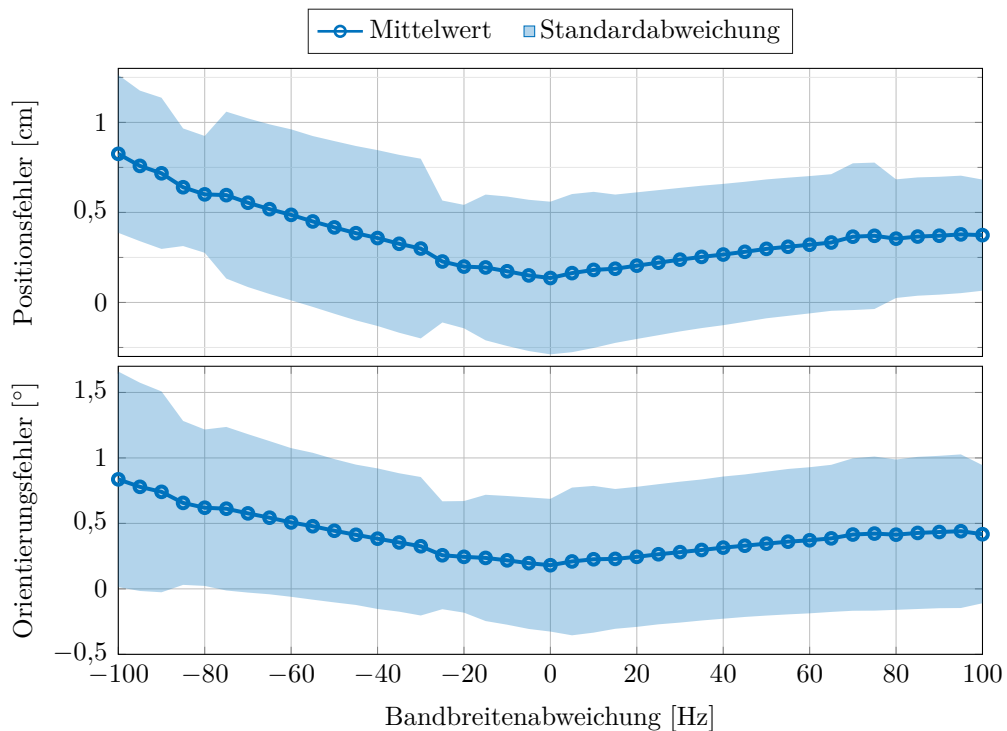


Abbildung 5.17: Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene Abweichungen der Bandbreite bei Lokalisierung eines Fluxgate-Sensors.

einen Einfluss auf die Lokalisierungsgenauigkeit haben. Um diese Einflüsse zu untersuchen, wurde ein Sensor mit einer Resonanzfrequenz von 7708 Hz und einer Bandbreite von 10,4 Hz im Vorwärtsmodell angenommen (siehe Abbildung 5.16(b)). Dies entspricht den Daten des Sensors B2 (siehe Anhang B).

Zunächst wird ausschließlich der Einfluss einer Änderung der Resonanzfrequenz des Sensors untersucht. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.18 dargestellt. Eine Veränderung der Resonanzfrequenz im Bereich ± 20 Hz hat zunächst keinen bzw. wenig Einfluss auf die Lokalisierungsgenauigkeit des ME-Sensors. Sobald die Resonanzfrequenz weiter abweicht, entstehen sehr hohe Lokalisierungsfehler sowohl in der Position als auch in der Orientierung. Der Positionsfehler ist bei ca. ± 34 Hz maximal, bei einer größeren Abweichung sinkt dieser erneut. Der Orientierungsfehler steigt ab ± 34 Hz auf 180° an, d.h. die magnetisch empfindliche Achse wird genau umgekehrt lokalisiert. Dies liegt daran, dass ab dann die Phasenverschiebung zwischen Vorwärtsmodell und simuliertem Sensor zu einer Vorzeichenumkehr der gefilterten Signale $x_{mf}(k)$ führt.

Nun wird ausschließlich der Einfluss einer Änderung der Bandbreite des Sensors untersucht. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.19 dargestellt. Eine deutliche Verringerung der Bandbreite führt zu einem ansteigenden Lokalisierungsfehler. Eine Vergrößerung der Bandbreite hingegen hat keinen Einfluss auf die Lokalisierungsgenauigkeit.

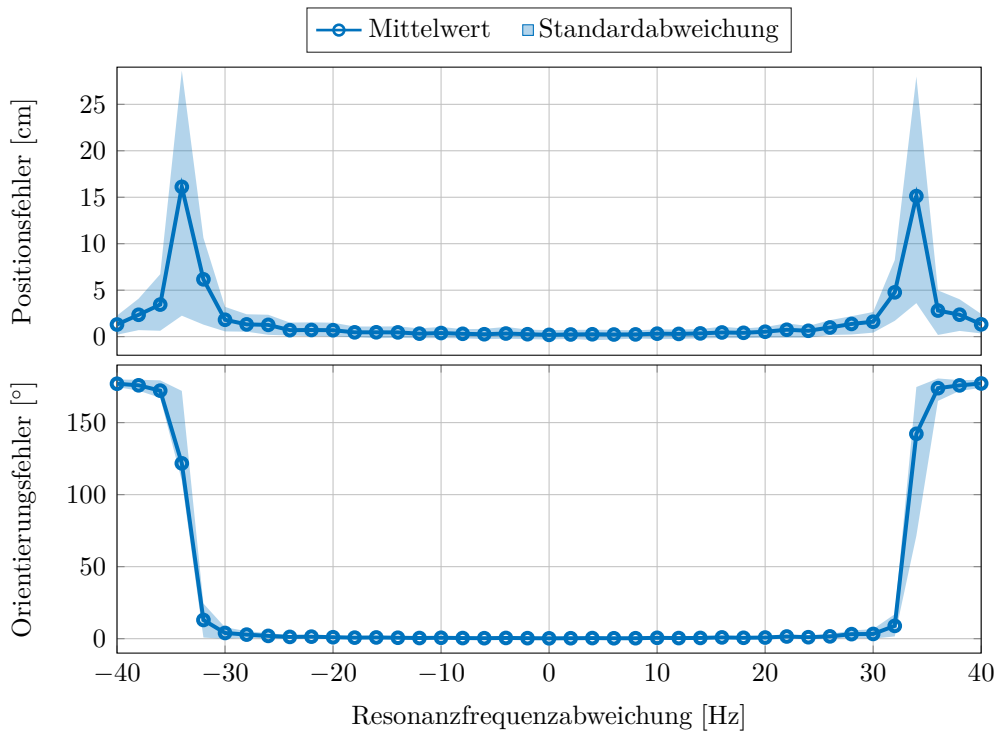


Abbildung 5.18: Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene Abweichungen der Resonanzfrequenz bei Lokalisierung eines ME-Sensors.

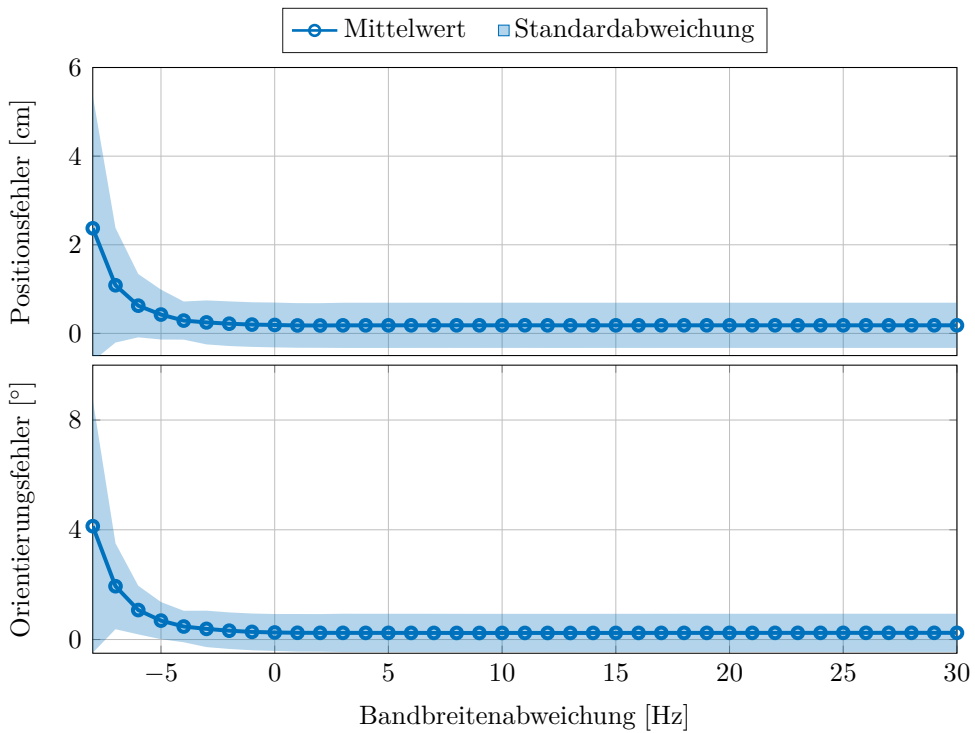


Abbildung 5.19: Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene Abweichungen der Bandbreite bei Lokalisierung eines ME-Sensors.

Um abschließend den Einfluss einer gleichzeitigen Änderung der Resonanzfrequenz und der Bandbreite des Sensors zu untersuchen, wurden beide Größen variiert. Die mittlere Abweichung ist in Abbildung 5.20 gezeigt. Die Standardabweichung wird hier nicht weiter betrachtet.

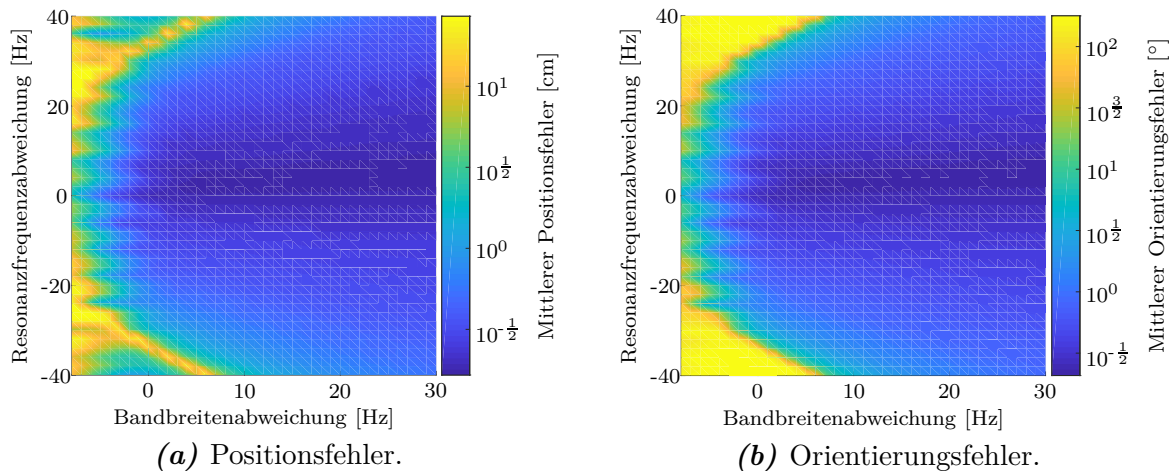


Abbildung 5.20: Genauigkeit der Lokalisierung in 2D für verschiedene Abweichungen der Resonanzfrequenz und Bandbreite bei Lokalisierung eines ME-Sensors.

Hier ist eindeutig zu sehen, dass eine Verringerung der Bandbreite und eine gleichzeitige Veränderung der Resonanzfrequenz (sowohl eine positive als auch eine negative Verschiebung) zu den stärksten Lokalisierungsfehlern, sowohl in der Position als auch in der Orientierung, führen. Für den Positionsfehler gibt es hierbei einen Bereich, in dem der Positionsfehler erneut kleiner wird, wenn die Bandbreite nur um ± 5 Hz und die Resonanzfrequenz mehr als ± 34 Hz abweicht. Diese Erkenntnisse decken sich mit den Erkenntnissen aus Abbildung 5.18.

Abschließend lässt sich feststellen, dass sowohl der FDMA-Ansatz als auch der TDMA-Ansatz, d.h. in diesem Fall die Lokalisierung mit einem ME-Sensor, robust gegenüber Änderungen des Sensormodells sind. Da sich die Eigenschaften des ME-Sensors auch durch verschiedene Umgebungsparameter ändern können (bspw. Bias-Feld, Temperatur etc. [Dur19]) ist dieses eine wichtige Erkenntnis für die Lokalisierungsgenauigkeit des Sensors in realen Messumgebungen.

Es sollte hier erwähnt werden, dass in realen Messumgebungen immer ein gewisses Rauschen vorliegt. Insbesondere bei dem TDMA-Ansatz kann durch eine Abweichung der Resonanzfrequenz das vorliegende SNR sehr stark sinken, sodass hier erneut große Fehler auftreten. Um dies genauer zu untersuchen, wurden die Analysen erneut wiederholt, wobei nun verschiedene SNR-Bedingungen am Sensor vorlagen. Die Ergebnisse für den Fluxgate-Sensor sind in Abbildung 5.21 und für den ME-Sensor in Abbildung 5.22 zu sehen. Hierbei wurde nun für eine bessere Übersicht ausschließlich der Mittelwert über

die 100 Positions-/Orientierungspaare ohne die entsprechende Standardabweichung dargestellt.

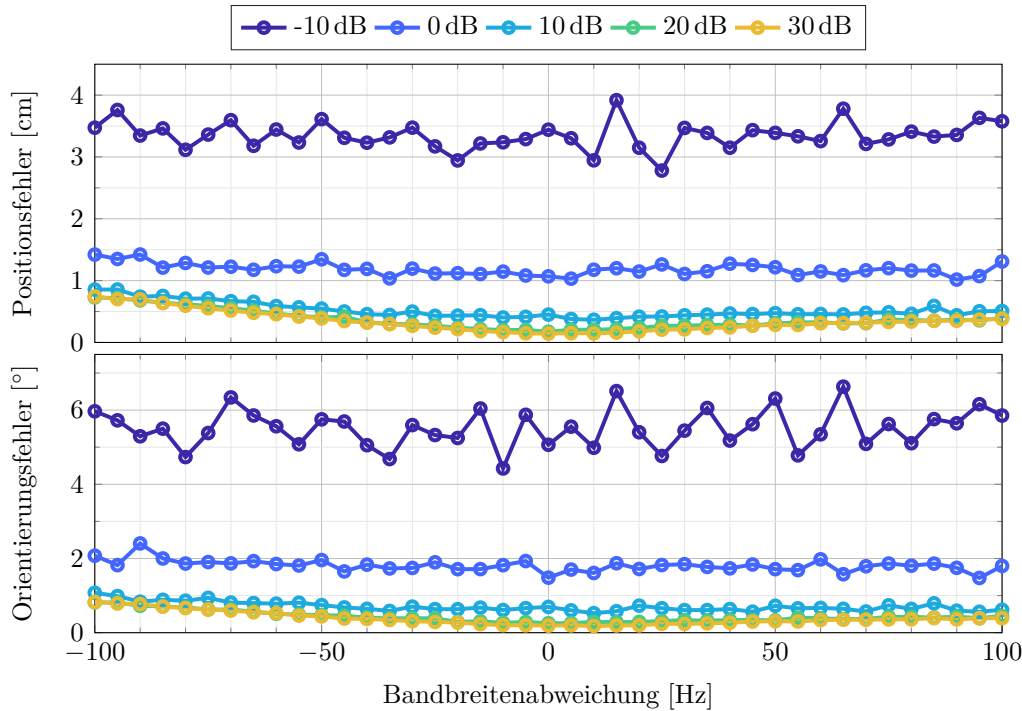
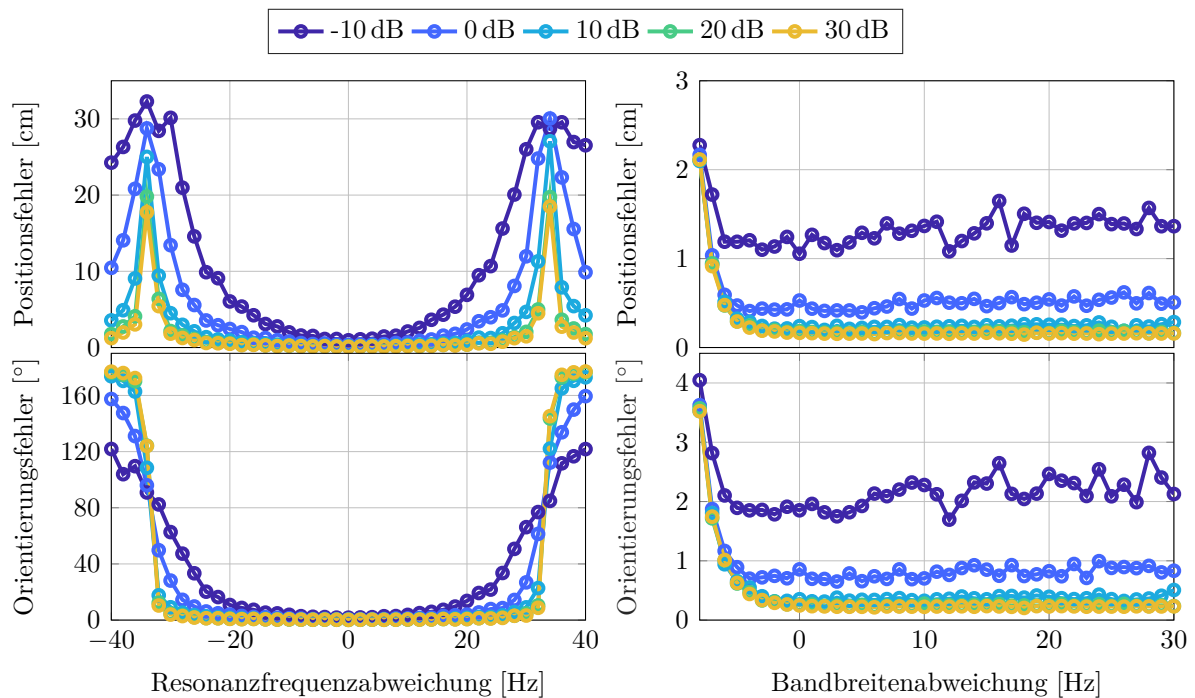


Abbildung 5.21: Lokalisierungsfehler in 2D bei Bandbreitenabweichung eines Fluxgate-Sensors für verschiedene SNR-Bedingungen.

Der Fluxgate-Sensor zeigt eine starke Abhängigkeit vom SNR. Niedrige SNR-Bedingungen führen zu einem hohen Lokalisierungsfehler, hohe SNR-Bedingungen wiederum zu einem niedrigen Lokalisierungsfehler. Dabei steigt der Lokalisierungsfehler bei niedrigen SNR-Bedingungen (hier -10 dB und 0 dB) nicht weiter an, wenn die Bandbreite des Sensors vom Vorwärtsmodell abweicht. Dieses Verhalten kann nur bei hohen SNR-Bedingungen beobachtet werden.

Für den ME-Sensor wurden erneut die Abweichungen der Resonanzfrequenz und der Bandbreite getrennt voneinander betrachtet. Verschlechtert sich das SNR, so führt eine Resonanzfrequenzabweichung früher zu starken Lokalisierungsfehlern. Zudem werden die Positionsfehler immer höher (insbesondere ab ± 20 Hz Abweichung). Der Orientierungsfehler sinkt leicht bei höheren Abweichungen der Resonanzfrequenz, steigt aber schon bei niedrigeren Abweichungen stärker an als bei guten SNR-Bedingungen. Da es sich bei guten SNR-Bedingungen jedoch um eine Umdrehung der magnetisch empfindlichen Achse handelt (der Lokalisierungsfehler liegt bei 180°), ist eine Verkleinerung des Orientierungsfehlers für niedrige SNR-Bedingungen hier nicht als positiv zu bewerten.

Der Lokalisierungsfehler bei verschiedenen Abweichungen der Bandbreite ist für eine Verringerung der Bandbreite für alle SNR-Bedingungen relativ ähnlich. Bei einer Vergrößerung der Bandbreite sind höhere Lokalisierungsfehler bei niedrigen SNR-Bedingungen



(a) Abweichung der Resonanzfrequenz.

(b) Abweichung der Bandbreite.

Abbildung 5.22: Lokalisierungsfehler in 2D bei Bandbreiten- und Resonanzfrequenzabweichung eines ME-Sensors für verschiedene SNR-Bedingungen.

vorhanden, dies liegt aber nur an den SNR-Bedingungen und nicht an einer Kopplung zwischen Bandbreite und SNR-Bedingungen. Dies kann beispielsweise ebenfalls aus Abbildung 5.6 geschlossen werden.

5.6 Besonderheiten bei Bewegungen

Der vorgestellte Algorithmus ist echtzeitfähig und kann daher auch einen sich bewegenden Sensor live lokalisieren. Wie bereits in Abschnitt 3.1 diskutiert, wird es beim Verwenden des TDMA-Ansatz voraussichtlich zu stärkeren Fehlern in der Lokalisierung kommen, wenn sich der Sensor schnell bewegt, da sich der Sensor während einer Iteration für alle Spulen an unterschiedlichen Orten befindet. Aber auch beim FDMA-Ansatz werden Fehler durch schnelle Bewegungen entstehen, da sich der Sensor während des Aussendens des Signals bewegt. Daher soll nun ein sich bewegendes Sensor lokalisiert werden. Der Sensor verfolgt dabei in der Position und Orientierung die in Abbildung 5.23 dargestellte Trajektorie. In T_{sig} Sekunden legt der Sensor eine Strecke von 50 cm zurück. D.h. die Geschwindigkeit des Sensors entspricht hier $v = \frac{1}{T_{\text{sig}}} 0,5 \frac{\text{m}}{\text{s}}$. Selbstverständlich funktioniert die Lokalisierung ebenso mit einem sich drehenden Sensor. Da jedoch bei den Messungen im folgenden Kapitel die gleiche Bewegung wie in Abbildung 5.23 mit den Sensoren vollzogen wurde, wird diese auch zu Vergleichszwecken in der Simulation analysiert.

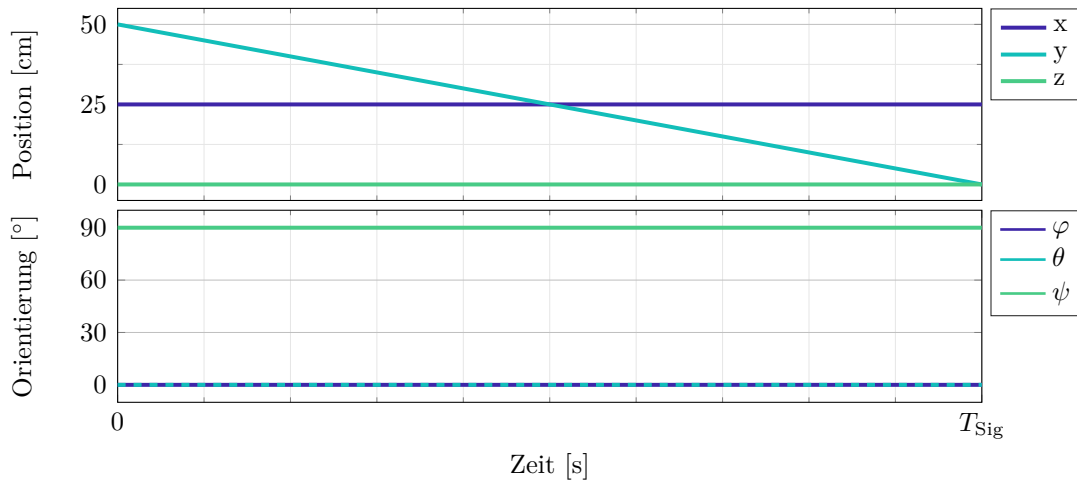


Abbildung 5.23: *Simulierte Bewegung des Sensors.*

Der simulierte Sensor bewegt sich in unterschiedlichen Geschwindigkeiten auf dieser Bahn. Dabei wird zum einen ein Fluxgate-Magnetometer (d.h. ein FDMA-Ansatz) und zum anderen ein ME-Sensor (d.h. ein TDMA-Ansatz) untersucht. Der Lokalisierungsfehler wird zum einen ohne und zum anderen mit Glättung durch ein Kalman-Filter bestimmt. Zudem werden drei unterschiedliche SNR-Bedingungen angenommen, eine rauscharme Umgebung (40 dB), eine leicht verrauschte Umgebung (10 dB), sowie eine verrauschte Umgebung (-10 dB).

In Abbildung 5.24 sind die Ergebnisse für den simulierten Fluxgate-Sensor dargestellt. In der vorliegenden Simulation entspricht eine Iteration mit den Fluxgate-Magnetometern 96 ms.

Insgesamt treten bei guten SNR-Bedingungen kaum Fehler auf, unabhängig von der Geschwindigkeit des Sensors. Bei schlechteren SNR-Bedingungen wird die Lokalisierung trotz Kalman-Filter ungenau. Nichtsdestotrotz kann durch das Kalman-Filter eine Verbesserung der Lokalisierungsgenauigkeit erzielt werden. Da das Kalman-Filter jedoch eine gewisse Zeit zum Einschwingen benötigt, bringt es erst ab niedrigeren Geschwindigkeiten eine Verbesserung der Lokalisierungsgenauigkeit. Bei sehr hohen Geschwindigkeiten ($v > 5 \frac{\text{cm}}{\text{s}}$) ist eine Verschlechterung der Positionsgenauigkeit durch das Kalman-Filter zu beobachten. Theoretisch müssten zudem die Kalman-Filter-Parameter an die verschiedenen SNR-Bedingungen angepasst werden. Hier wurde jedoch zur besseren Übersicht eine Einstellung der Parameter für alle SNR-Bedingungen gewählt.

In Abbildung 5.25 sind die Ergebnisse für den simulierten ME-Sensor dargestellt. Eine Iteration entspricht in der Simulation 960 ms, da $N_{\text{Sp}} = 6$ Spulen mit einer Signallänge von 160 ms verwendet werden.

Wie bereits erwartet, entstehen beim TDMA-Verfahren größere Lokalisierungsfehler schon bei geringen Geschwindigkeiten des Sensors. Genauigkeiten von < 1 cm und $< 5^\circ$ lassen sich bereits ab einer Geschwindigkeit von $10 \frac{\text{cm}}{\text{s}}$ erzielen. Für eine genauere Lokali-

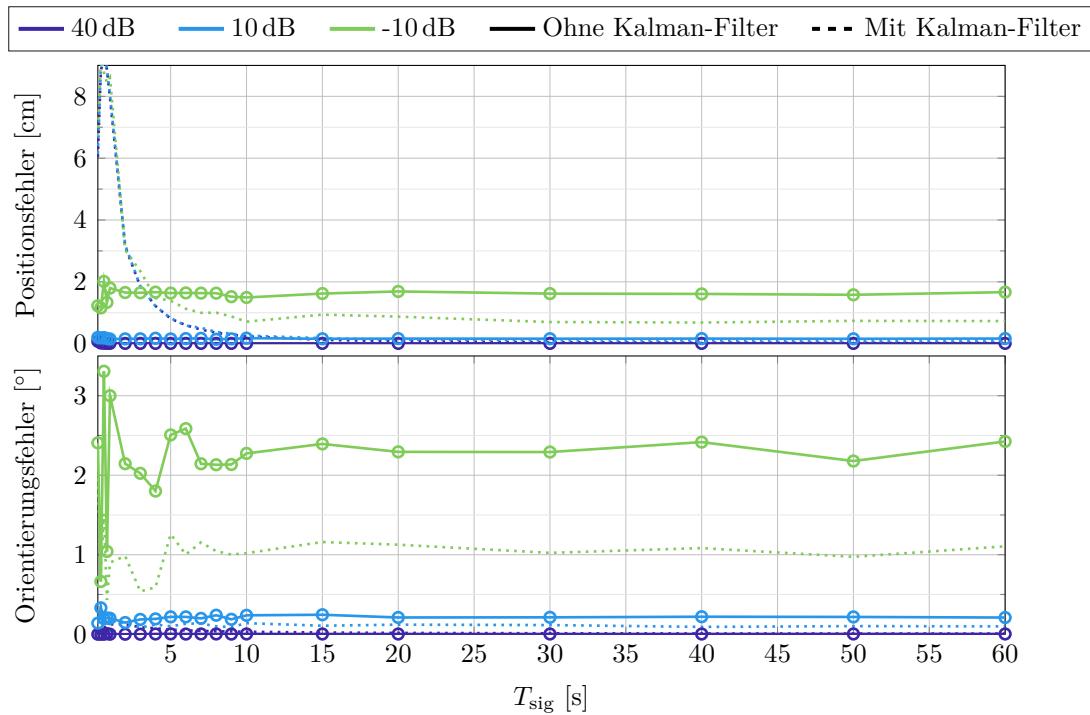


Abbildung 5.24: Ergebnisse der Echtzeitlokalisierung für einen sich bewegenden Fluxgate-Sensor für unterschiedliche Bewegungsdauern (d.h. unterschiedliche Geschwindigkeiten) und SNR-Bedingungen.

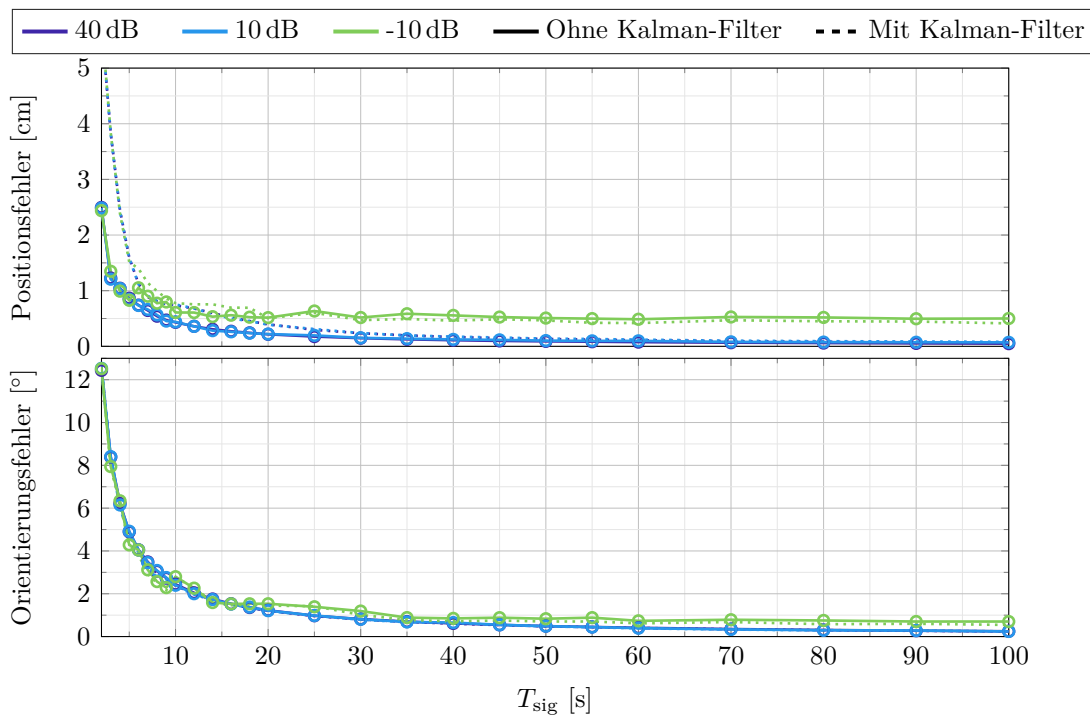


Abbildung 5.25: Ergebnisse der Echtzeitlokalisierung für einen sich bewegenden ME-Sensor für unterschiedliche Geschwindigkeiten und SNR-Bedingungen.

sierung ($< 1 \text{ mm}$ und $< 1^\circ$) darf die Geschwindigkeit allerdings höchstens $0,9 \frac{\text{cm}}{\text{s}}$ betragen. Das Kalman-Filter ist auch hier erst bei niedrigeren Geschwindigkeiten (ab ca. $5 \frac{\text{cm}}{\text{s}}$) hilfreich.

Für eine Lokalisierung in 3D gilt erneut das gleiche Prinzip. Jedoch wird sich die Iterationsdauer für den TDMA-Ansatz erneut verlängern, da zwei neue Spulen hinzukommen. Wird derselbe Sensor mit den gleichen Signalen verwendet, würde sich die Iterationsdauer hier auf 1,28 s erhöhen. Dadurch verringert sich die zeitliche Auflösung erneut, sodass noch geringere Geschwindigkeiten mit dem ME-Sensor eingenommen werden müssen, um eine möglichst genaue Lokalisierung durchzuführen. Die zeitliche Auflösung für den FDMA-Ansatz ändert sich nicht, sodass hier die Genauigkeit nicht durch die zusätzlichen zwei Spulen beeinflusst wird, sondern nur durch die Erweiterung auf ein 3D-Lokalisierungsgebiet.

Kapitel 6

Experimentelle Evaluierung

Um das präsentierte Gesamtsystem zu evaluieren, wurden verschiedene Messungen durchgeführt und die Genauigkeit der Lokalisierung überprüft. Die Messungen sind alle mit demselben Messaufbau erfolgt, welcher in Abbildung 6.1 gezeigt ist. Die Spulenanordnung ist hier für den 3D-Fall dargestellt. Bei einer 2D-Lokalisierung muss die Spulenanordnung geändert werden.

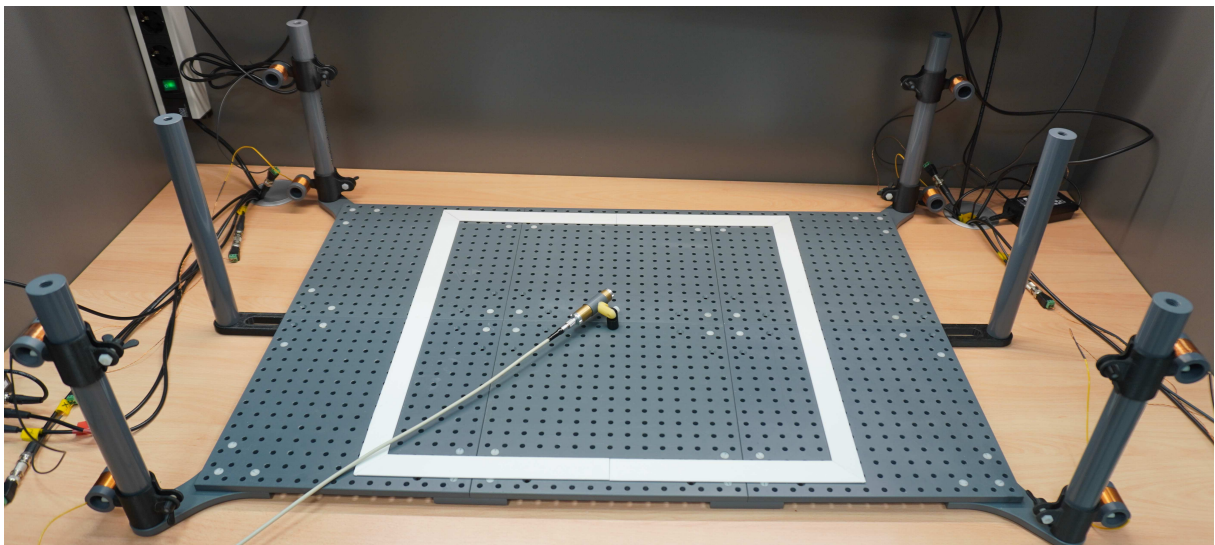


Abbildung 6.1: Hardwareaufbau zur Lokalisierung von magnetischen Sensoren. Außerhalb des Lokalisierungsgebiets (markiert durch die weiße Umrandung) sind Spulen platziert, welche orthogonale Signale aussenden.

In Abbildung 6.2 ist zusätzlich die Hardware zum Auslesen der Signale dargestellt. Der Spulenverstärker (vgl. Abschnitt 3.2) ist hier mit acht Kanälen angeschlossen. Dabei werden die acht Kanäle als Kanäle 1 bis 8 bezeichnet. Für das Anregen der Spulen und das Auslesen der Sensoren wurde die Soundkarte *Fireface UFX+* der Firma RME verwendet [RME]. Da die Soundkarte lediglich sechs Line-Ausgangskanäle mit dem gleichen Wider-

stand hat und acht Spulen für eine 3D-Messung verwendet werden, wurde eine zweite Soundkarte dazugeschaltet.



Abbildung 6.2: Anrege-/Ausleseelektronik für die Lokalisierung. Es werden hier zwei Soundkarten parallel verwendet.

Die Messungen sowie die Lokalisierung wurden mit Hilfe des Echtzeitsystems KiRAT (Kiel Real-time Application Toolkit) des Lehrstuhls für Digitale Signalverarbeitung und Systemtheorie in Kiel durchgeführt. In Anhang C ist das Echtzeitsystem im Detail beschrieben. Das Programm wurde auf einem *AMD Ryzen 9 3900X 12-Core* Prozessor ausgeführt. Die iterative Lokalisierung kann auf mehrere Threads aufgeteilt werden, um somit die Echtzeitfähigkeit des Systems zu gewährleisten. Für alle Messungen wurden acht Threads zur Aufteilung der Rechenlast verwendet.

Es wurden sowohl Messungen mit den ME-Sensoren als auch Fluxgate-Magnetometer-Messungen als Referenz durchgeführt. Hierbei wurden sowohl Einzelsensor- als auch Arraymessungen, sowie Messungen in 2D und 3D durchgeführt. In dem 2D-Aufbau wurde nur die xy -Ebene des Aufbaus betrachtet. Die Größe des (initialen) Lokalisierungsgebietes beträgt 50×50 cm. Zudem wurde der Sensor hier nur in Yaw ψ gedreht. Es wurden $N_{Sp} = 6$ Spulen verwendet, welche ebenfalls in der xy -Ebene positioniert sind (siehe Abschnitt 5.1). Bei dem 3D-Aufbau wird das Lokalisierungsgebiet noch um die z -Komponente erweitert. Die Größe beträgt somit $50 \times 50 \times 20$ cm. Der Sensor kann in Roll φ , Pitch θ und Yaw ψ gedreht werden. Wenn jedoch ein Einzelsensor lokalisiert wird, kann eine Drehung in Roll φ nicht unterschieden werden, sodass der Sensor dann nur in Pitch θ und Yaw ψ lokalisiert werden kann. Hierbei werden insgesamt $N_{Sp} = 8$ Spulen verwendet. Vier der Spulen sind in der xy -Ebene für $z = 0$ cm verteilt, die restlichen vier sind an den selben x - und y -Positionen mit $z = 20$ cm positioniert (siehe Abschnitt 5.1).

Obwohl der vorgestellte Lokisierungsalgorithmus echtzeitfähig ist, wurden zur Evaluierung der Lokisierungsgenauigkeit fixe Positions-/Orientierungspaare lokalisiert. Für jede Messung wurden N_{mp} verschiedene Paare verwendet, wobei jedes Positions-/Orien-

tierungspaar j vom Sensor T_{meas} Sekunden gemessen wurde. Für jeden diskreten Zeitschritt k kann dann der Fehler zwischen echter und geschätzter Position

$$e_{r,j}(k) = \sqrt{(\hat{x}_{\text{enh},j}(k) - x_{\text{Sen},j})^2 + (\hat{y}_{\text{enh},j}(k) - y_{\text{Sen},j})^2 + (\hat{z}_{\text{enh},j}(k) - z_{\text{Sen},j})^2} \quad (6.1)$$

sowie echter und geschätzter Orientierung

$$e_{o,j}(k) = \sqrt{(\hat{\varphi}_{\text{enh},j}(k) - \varphi_{\text{Sen},j})^2 + (\hat{\theta}_{\text{enh},j}(k) - \theta_{\text{Sen},j})^2 + (\hat{\psi}_{\text{enh},j}(k) - \psi_{\text{Sen},j})^2} \quad (6.2)$$

berechnet werden. Zur Gesamtevaluierung kann nun der mittlere Fehler über die gesamten, in den T_{meas} erzielten Ergebnisse N_{meas} , für die Position

$$\bar{e}_{r,j} = \frac{1}{N_{\text{meas}}} \sum_{k=1}^{N_{\text{meas}}} e_{r,j}(k) \quad (6.3)$$

und für die Orientierung

$$\bar{e}_{o,j} = \frac{1}{N_{\text{meas}}} \sum_{k=1}^{N_{\text{meas}}} e_{o,j}(k) \quad (6.4)$$

ermittelt werden [Bal21]. Der Mittelwert über alle N_{mp} Positions-/Orientierungspaare ergibt schließlich die mittlere Lokalisierungsgenauigkeit für die vorgestellte Messreihe.

Zusätzlich wurde in jeder Messreihe eine Bewegung aufgezeichnet, um die Echtzeitfähigkeit des Systems zu demonstrieren. Da es sich hierbei um manuelle Bewegungen handelt, ist es schwierig die echte Bewegung nachzuvollziehen. Hierzu würde es beispielsweise ein optisches Trackingsystem als Referenz benötigen [Opt; Qua], welches zum Zeitpunkt der Arbeit noch nicht in der Arbeitsgruppe verfügbar war. Daher werden diese Ergebnisse nur qualitativ bewertet.

Für das Kalman-Filter wurde die Varianz des Messrauschens zu $\sigma_M^2 = 0,1$ und die Varianz des Prozessrauschens zu $\sigma_P^2 = 0,01$ gesetzt. Die Varianz der initialen Zustandmatrix wurde zu $\sigma_S^2 = 0,1$ gesetzt.

6.1 Fluxgate-Magnetometer

Die Fluxgate-Magnetometer haben eine -3 dB-Grenzfrequenz von 1 kHz [Ste], wie auch in Anhang A gezeigt. In Abbildung 6.3 ist das Rauschspektrum eines einzelnen Fluxgate-Magnetometers, welches mittig am Messplatz platziert wurde, dargestellt. Hier wird ersichtlich, dass 50 Hz-Störungen sowie deren Harmonische (insbesondere ungerade Vielfache) stark vertreten sind. Bis 1450 Hz sind Harmonische im Spektrum sichtbar, besonders stark sind diese bis 850 Hz. Da der Sensor eine Grenzfrequenz von 1 kHz hat, wurde versucht, die Signale bei möglichst hohen Frequenzen zu platzieren, in diesem Fall also in dem Frequenzbereich zwischen 600 Hz und 1 kHz. Zudem wurde darauf geachtet, dass die Signale nicht direkt auf Vielfachen von 50 Hz platziert sind.

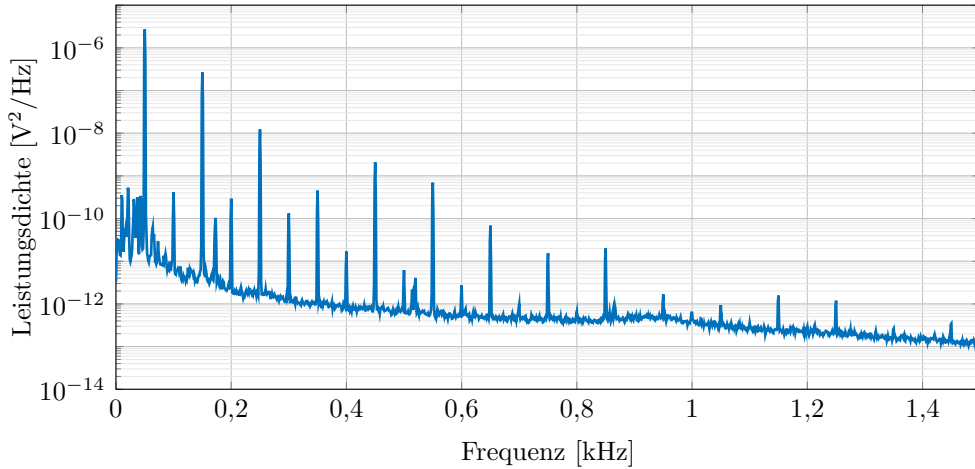


Abbildung 6.3: Typisches Rauschspektrum eines Fluxgate-Sensors, welcher mittig im Messaufbau positioniert wurde. Die 50 Hz-Störungen und Harmonische sind deutlich sichtbar.

6.1.1 Zweidimensionale Lokalisierung

Zunächst soll die Lokalisierungsgenauigkeit des Systems für einen 2D-Aufbau mit einem Einzelsensor untersucht werden. Es werden gefensterter Chirp-Signale mit einer Bandbreite von 30 Hz über die Spulen ausgesendet. Die Signaldauer beträgt dabei 96 ms. In Tabelle 6.1 sind die Parameter der Spulensignale zusammengefasst.

Tabelle 6.1: Übersicht über die Signalparameter für die 2D-Fluxgate-Messungen.

Spule	1	2	3	4	5	6
f_{\min} [Hz]	610	660	710	760	810	860
f_{\max} [Hz]	640	690	740	790	840	890
Bandbreite [Hz]	30	30	30	30	30	30

Zudem ist in Abbildung 6.4 die Korrelation $s_{\tilde{x}_{E_{q,i_1}}x_{E_{q,i_2}}}(0)$ zwischen den einzelnen Signalen $\tilde{x}_{E_{q,i_1}}(n)$ und $x_{E_{q,i_2}}(n)$ dargestellt (vgl. Kapitel 4.1). Hierbei fällt auf, dass benachbarte Signale eine höhere Korrelation zueinander aufweisen, als Signale, deren Frequenzbereiche weiter auseinander liegen. Nichtsdestotrotz liegt die Kreuzkorrelation zwischen benachbarten Signalen bei maximal -67 dB, sodass dies gering genug ist, um sich bei der Lokalisierung nicht gegenseitig zu stören.

Zur Überprüfung der Lokalisierungsgenauigkeit wurden $N_{\text{mp}} = 25$ zufällig ausgewählte Positions-/Orientierungspaare untersucht, welche in Abbildung 6.5 dargestellt sind. Die Kreise stellen die jeweilige Position und die Pfeile die Orientierung des Sensors dar.

Die Lokalisierungsergebnisse sind in Abbildung 6.6 zusammengefasst. Der Positionsfehler schwankt zwischen $0,53$ cm und $2,03$ cm und der Orientierungsfehler zwischen $0,27^\circ$ und $99,45^\circ$. Es ergibt sich ein mittlerer Positionsfehler von $1,13$ cm und ein mittlerer Ori-

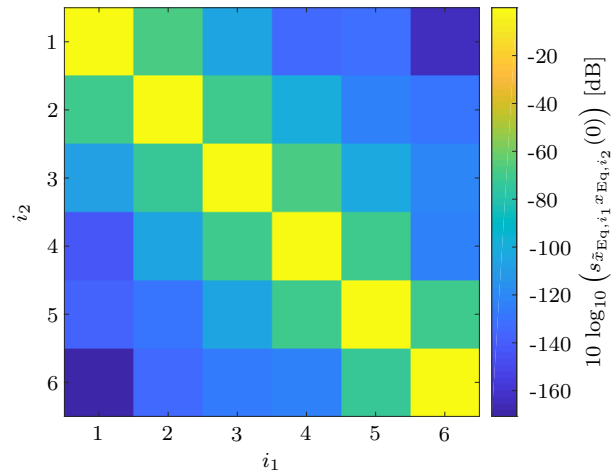


Abbildung 6.4: Korrelation zwischen den Spulensignalen für den 2D-Fluxgate-Lokalisierungsaufbau.

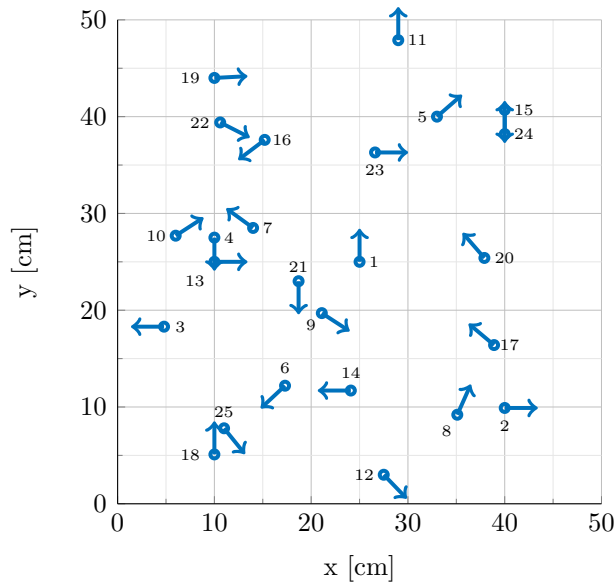


Abbildung 6.5: Fixe Positions-/Orientierungspaare zur Evaluierung der Genauigkeit der Lokalisierung eines einachsigen Fluxgate-Magnetometers in 2D.

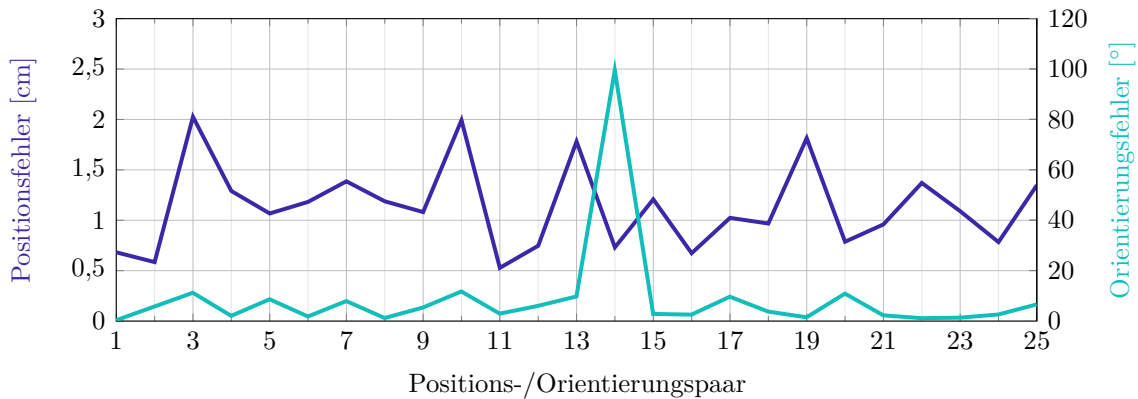


Abbildung 6.6: Lokalisierungsgenauigkeit eines einachsigen Fluxgate-Magnetometers in 2D.

entierungsfehler von $8,72^\circ$ über alle 25 Positions-/Orientierungspaare. Auffällig sind die Ergebnisse des Positions-/Orientierungspaars 14. Der Positionsfehler ist zwar relativ gering, der Orientierungsfehler ist mit $99,45^\circ$ jedoch sehr hoch. Wird der Ausreißer außen vor gelassen, ergibt sich ein mittlerer Fehler von $1,15$ cm und $4,94^\circ$.

Im Vergleich zu den simulativen Ergebnissen ist die Lokalisierungsgenauigkeit leicht schlechter. Dies liegt zum einen an vorhandenen Störungen, die in realen Messumgebungen vorhanden sind, zum anderen aber auch daran, dass der Sensor hier als Punktsensor angenommen und die Ausmaße des Sensors unberücksichtigt gelassen wurden. Zudem kommen Positionierungsgenauigkeiten, sowohl der Spulen als auch des Sensors, hinzu.

Mit den acht Threads zur Durchführung des Least-Mean-Square-Modules ergibt sich die mittlere Rechenzeit für die Lokalisierung zu $0,404$ ms. Mit einer Rahmenlänge von $N_{\text{Frame}} = 512$ Takten und einer Abtastrate von $f_s = 32$ kHz ergibt sich somit eine mittlere Auslastung von $2,52\%$. Die maximale Auslastung liegt bei $2,38$ ms, d.h. $14,87\%$. Dadurch dass die Signallänge der Spulen 96 ms beträgt und eine Rahmenlänge $\frac{512}{32000}$ s = 16 ms entspricht, wird das Lokalisierungsergebnis nur in jedem sechsten Rahmen erneuert. D.h. auch, dass sowohl die iterative Lokalisierung als auch das Kalman-Filter nur in jedem sechsten Rahmen arbeiten.

Zusätzlich soll untersucht werden, wie gut die Lokalisierungsgenauigkeit bei einem sich bewegenden Sensor ist. Hierzu wurde der Sensor zwischen 50 cm und 0 cm in der y -Richtung bewegt, wobei versucht wurde, den Sensor möglichst konstant in $x = 25$ cm und $z = 0$ cm zu halten. Auch die Orientierung wurde möglichst konstant bei $\varphi = 0^\circ$, $\theta = 0^\circ$ und $\psi = 90^\circ$ gehalten. Die Ergebnisse sind in Abbildung 6.7 dargestellt. Die Schwankungen entstehen zum einen durch die Lokalisierung an sich, da Störungen in der Messumgebung die Ergebnisse beeinflussen, wie bereits bei den fixen Positions-/Orientierungspaaren zu sehen. Zum anderen konnte die Position durch die manuelle Bewegung nicht gleichförmig ausgeführt werden. Nichtsdestotrotz ist hier deutlich erkennbar, dass es prinzipiell möglich ist die Bewegung in Echtzeit mit einer guten Genauigkeit zu detektieren.

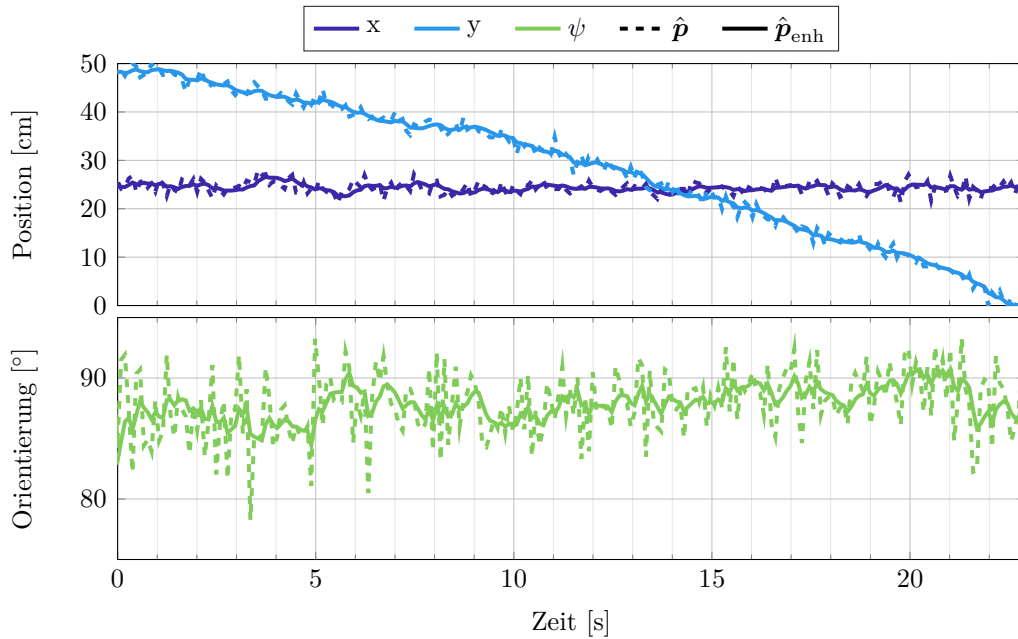


Abbildung 6.7: Lokalisierungsergebnisse für eine Bewegung mit einem einachsigen Fluxgate-Magnetometer in 2D.

6.1.2 Dreidimensionale Lokalisierung

Für die Messung in 3D werden $N_{\text{Sp}} = 8$ Spulen verwendet. Auch hier werden gefensterte Chirp-Signale zur Erzeugung der orthogonalen Sequenzen generiert. Die Länge der Signale beträgt erneut $T_{\text{ex}} = T_{\text{w}} = 96$ ms. In Tabelle 6.2 sind die Parameter der Signale aufgelistet.

Tabelle 6.2: Übersicht über die Signalparameter für die 3D-Fluxgate-Messungen.

Spule	1	2	3	4	5	6	7	8
f_{min} [Hz]	610	660	710	760	810	860	910	960
f_{max} [Hz]	640	690	740	790	840	890	940	990
Bandbreite [Hz]	30	30	30	30	30	30	30	30

Zusätzlich ist in Abbildung 6.8 erneut die Korrelation zwischen den Signalen abgebildet. Es wird deutlich, dass zwar eine leichte Restkorrelation zwischen benachbarten Signalen vorherrscht, d.h. die Signale nicht perfekt orthogonal zueinander sind (siehe Abschnitt 3.1), diese jedoch so gering ist, dass sie nicht weiter von Bedeutung ist. Die maximale Kreuzkorrelation beträgt -67 dB.

Es wurden sowohl ein einzelner einachsiger Fluxgate-Sensor in 3D lokalisiert, als auch ein 3D-Sensorarray, bestehend aus drei einachsigen Fluxgate-Magnetometern (siehe Anhang A.3).

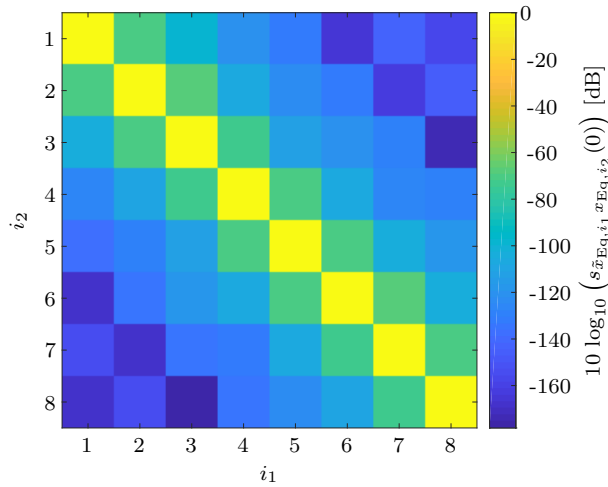


Abbildung 6.8: Korrelation zwischen den Signalen für den 3D-Fluxgate-Lokalisierungsaufbau.

Einzelnsensor

Für die Messungen mit dem Einzelnsensor wurde der Sensor erneut auf $N_{mp} = 25$ verschiedenen Positions-/ Orientierungspaaren platziert und dieser mit dem System lokalisiert. Die verwendeten Positions-/Orientierungspaare sind in Abbildung 6.9 dargestellt.

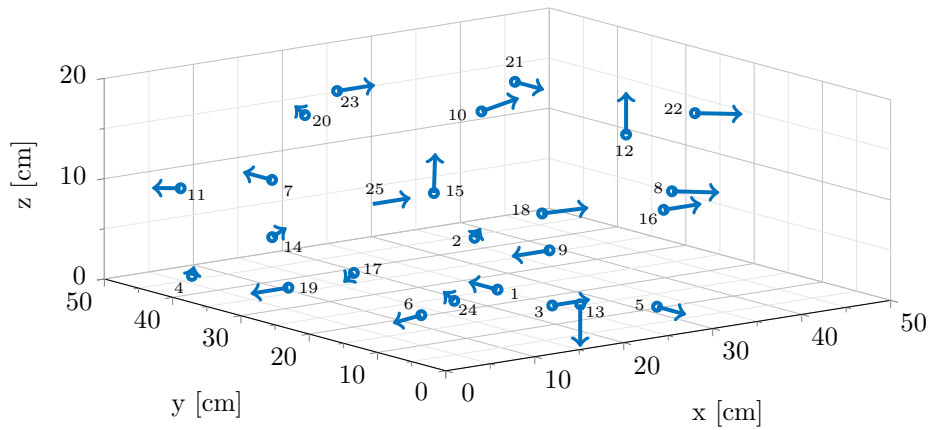


Abbildung 6.9: Fixe Positions-/Orientierungspaare zur Evaluierung der Genauigkeit der Lokalisierung eines einachsigen Fluxgate-Magnetometers in 3D.

Da im 3D-Fall die acht Spulen mit zwei verschiedenen (gekoppelten) Soundkarten angesteuert werden, wird hier zum Ausgleich einer möglichen Asynchronität zwischen diesen eine Anzahl von $\pm N_{Mf} = 4$ Abtastwerten, d.h. $125 \mu s$, um den ursprünglichen Abtastwert zur Bestimmung des Maximums/Minimums des signalangepassten Filters betrachtet (siehe Kapitel 4.1.3). Die entsprechenden Lokalisierungsgenauigkeiten sind in Abbildung 6.10 zu sehen.

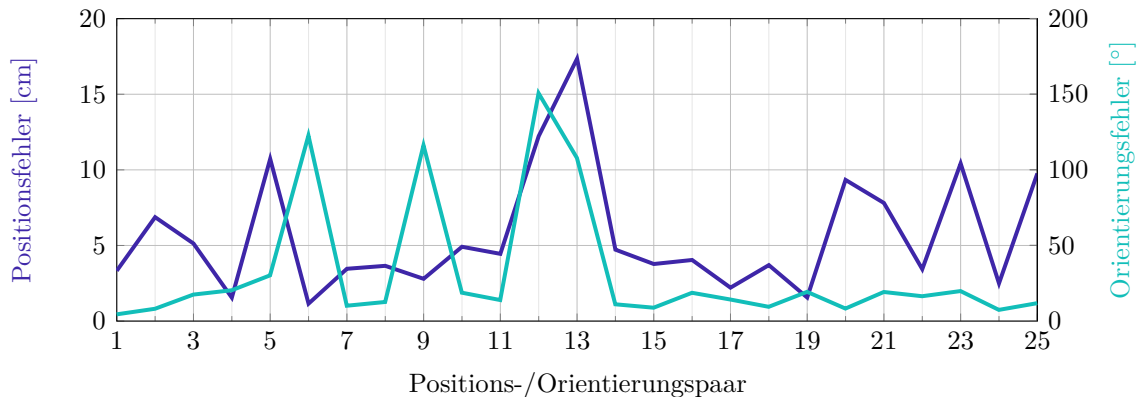


Abbildung 6.10: Lokalisierungsgenauigkeit eines einachsigen Fluxgate-Magnetometers in 3D.

Der Fehler schwankt zwischen 1,15 cm und 17,35 cm in der Position und 4,34° und 150,55° in der Orientierung. Insgesamt ergibt sich eine mittlere Positionsgenauigkeit von 5,64 cm und eine mittlere Orientierungsgenauigkeit von 31,82°. Die Lokalisierungsgenauigkeit ist deutlich geringer als bei der Lokalisierung in 2D. Dies wurde schon simulativ im vorhergehenden Kapitel gezeigt (siehe Abschnitt 5.2). Auch hier sind die Fehler größer als die simulativ ermittelten Fehler. Dies kann zum einen an den nicht berücksichtigten Ausmaßen des Sensors liegen, zum anderen aber auch an vorhandenen Störungen, Fehlern in den Spulenpositionen und -orientierungen, sowie in der Positionierung des Sensors selbst. Es wurden erneut acht Threads zur Durchführung des Least-Mean-Square-Modules genutzt. Die mittlere Rechenzeit für die Lokalisierung ergibt sich zu 1,28 ms. Mit einer Rahmenlänge von $N_{\text{Frame}} = 512$ Takten ergibt sich somit eine mittlere Auslastung von 9,43%. Die maximale Auslastung liegt bei 13,51 ms, d.h. 58,94%.

Der Sensor wurde wie bereits im 2D-Fall zwischen 50 cm und 0 cm in der y-Richtung bewegt, wobei versucht wurde, den Sensor möglichst konstant in $x = 25$ cm und $z = 8,8$ cm zu halten. Auch die Orientierung wurde möglichst konstant bei $\varphi = 0^\circ$, $\theta = 0^\circ$ und $\psi = 90^\circ$ gehalten. Die Ergebnisse sind in Abbildung 6.11 dargestellt. Es ist deutlich zu sehen, dass die Lokalisierung der Bewegung in Echtzeit durchaus möglich ist. Allerdings ist die Genauigkeit im Vergleich zu einer Bewegung in 2D verschlechtert. Insbesondere zu Beginn und zum Ende der Bewegung schwanken die geschätzten x- und y-Positionen stark. Bei der Orientierungsschätzung schwankt die θ -Komponente stärker als die ψ -Komponente.

3D-Sensor

Der 3D-Fluxgate-Sensor wurde aus drei einzelnen Fluxgate-Magnetometern zusammengesetzt. Die genauen Abmaße und verwendeten Sensoren sind in Anhang A.3 beschrieben. In Abbildung 6.12 sind die untersuchten Positions-/Orientierungspaare für das 3D-Sensorarray dargestellt. Eine Drehung um φ ist farblich gekennzeichnet. Die dargestellte Position und Orientierung beschreibt dabei die des Referenzpunktes des Sensorarrays.

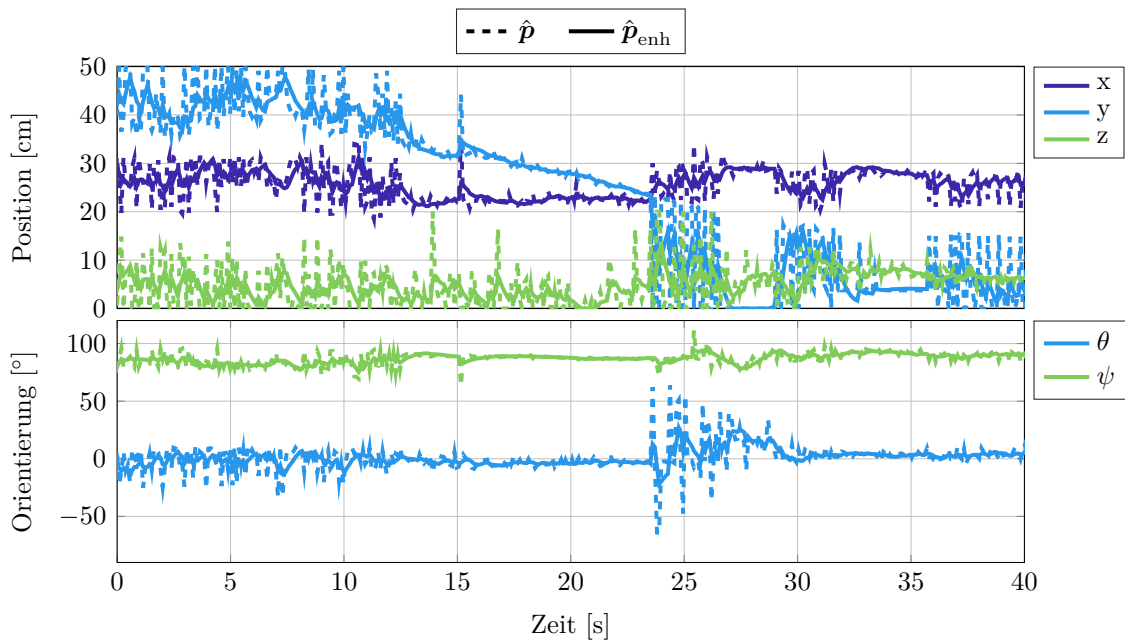


Abbildung 6.11: Lokalisierungsergebnisse für eine Bewegung mit einem einachsigen Fluxgate-Magnetometer in 3D.

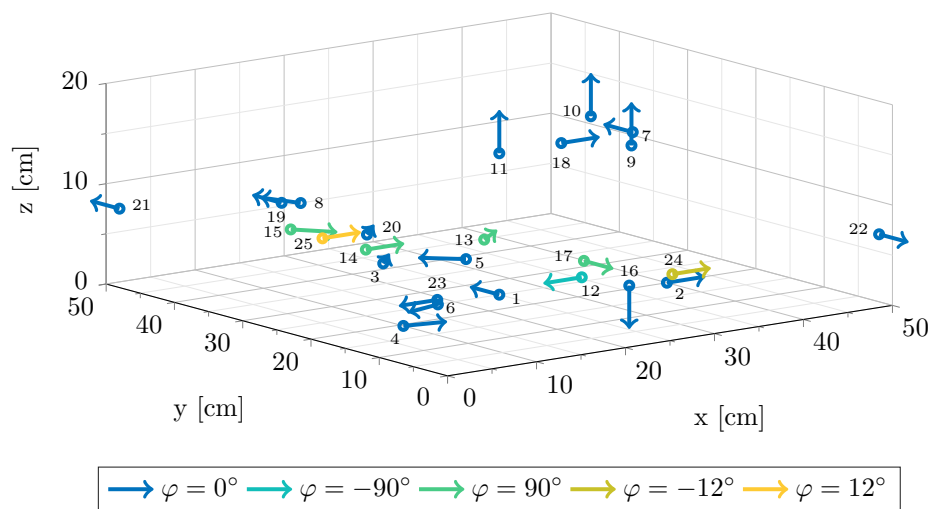


Abbildung 6.12: Fixe Positions-/Orientierungspaare zur Evaluierung der Genauigkeit der Lokalisierung eines 3D-Fluxgate-Magnetometers in 3D.

Die Ergebnisse für die 25 untersuchten Positions-/Orientierungspaare sind in Abbildung 6.13 dargestellt. Für das Gewichtungsmodul wurde das minimale und maximale SNR zu $SNR_{\min}^{\text{dB}} = -20 \text{ dB}$ und $SNR_{\max}^{\text{dB}} = 0 \text{ dB}$ gesetzt. Die untere Frequenz zur Berechnung des SNR beträgt $f_u^{\text{SNR}} = 500 \text{ Hz}$ und die obere $f_o^{\text{SNR}} = 1500 \text{ Hz}$. Das Rauschen wurde mittels Gleichung (4.32) geschätzt.

Der Fehler schwankt zwischen 0,65 cm und 5,85 cm in der Position und $1,07^\circ$ und $176,7^\circ$ in der Orientierung. Die Paare mit den schlechtesten Orientierungsgenauigkeiten sind die

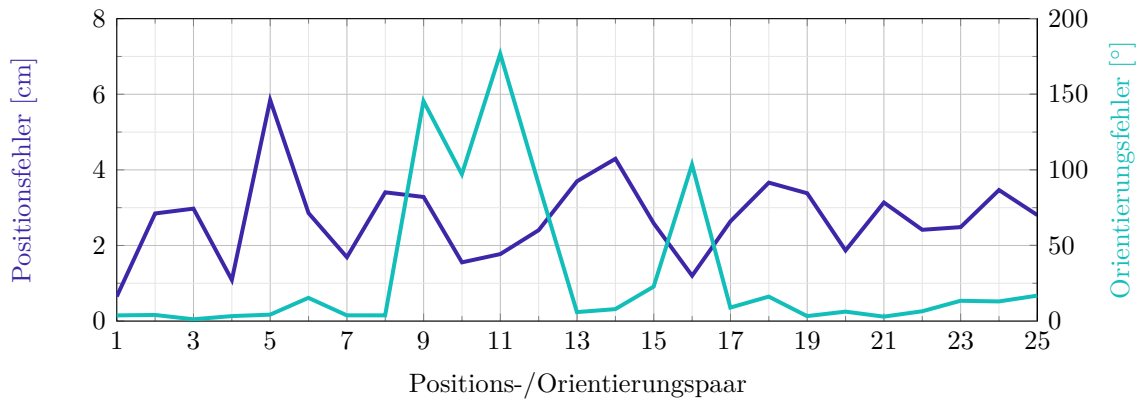


Abbildung 6.13: Lokalisierungsgenauigkeit eines 3D-Fluxgate-Magnetometers in 3D.

Paare, bei denen der Sensor in $\theta = \pm 90^\circ$ orientiert wurde (d.h. die Positions-/Orientierungspaare 9, 10, 11 und 16). Dies führt zu Mehrdeutigkeiten im Ergebnis [IEE09], wie bereits in Kapitel 3.5 erläutert. Insgesamt ergibt sich eine mittlere Positionsgenauigkeit von 2,72 cm und eine mittlere Orientierungsgenauigkeit von 30,96°. Werden die vier Positions-/Orientierungspaare außer Acht gelassen, ergibt sich eine mittlere Genauigkeit von 2,87 cm und 11,98°. Es wurden hier acht Threads zur Durchführung des Least-Mean-Square-Modules genutzt. Um die Echtzeitfähigkeit des Systems zu gewährleisten, wurde die Rahmenlänge auf $N_{\text{Frame}} = 1024$ Takte, d.h. 32 ms erhöht. Die mittlere Rechenzeit für die Lokalisierung ergibt sich zu 7,81 ms. Mit einer Rahmenlänge von $N_{\text{Frame}} = 1024$ Takten ergibt sich somit eine mittlere Auslastung von 24,41 %. Die maximale Auslastung liegt bei 31,44 ms, d.h. 98,24 %.

Der Sensor wurde wie bereits im 2D-Fall zwischen 50 cm und 0 cm in der y-Richtung bewegt, wobei versucht wurde, den Sensor möglichst konstant in $x = 25$ cm und $z = 7,3$ cm zu halten. Auch die Orientierung wurde möglichst konstant bei $\varphi = 0^\circ$, $\theta = 0^\circ$ und $\psi = 90^\circ$ gehalten. Die Ergebnisse sind in Abbildung 6.14 dargestellt.

Die Bewegung des 3D-Sensors kann mit einer sehr hohen Genauigkeit lokalisiert werden. Es sind nur minimale Schwankungen der x- und y-Position zu erkennen, die ebenfalls durch die manuelle Bewegung an sich entstanden sein können. Die z-Komponente weist ein wenig mehr Schwankungen auf, wird jedoch auch nahezu korrekt geschätzt. Die Winkel φ , θ und ψ werden ebenfalls gut geschätzt, wobei die Schätzung des Winkels θ leichte Schwankungen aufweist. Insgesamt ist eine deutliche Verbesserung der Positions- und Orientierungsschätzung der Bewegung im Vergleich zur Lokalisierung eines Einzelsensors sichtbar. Die Ergebnisse sind nahezu so gut wie im 2D-Fall.

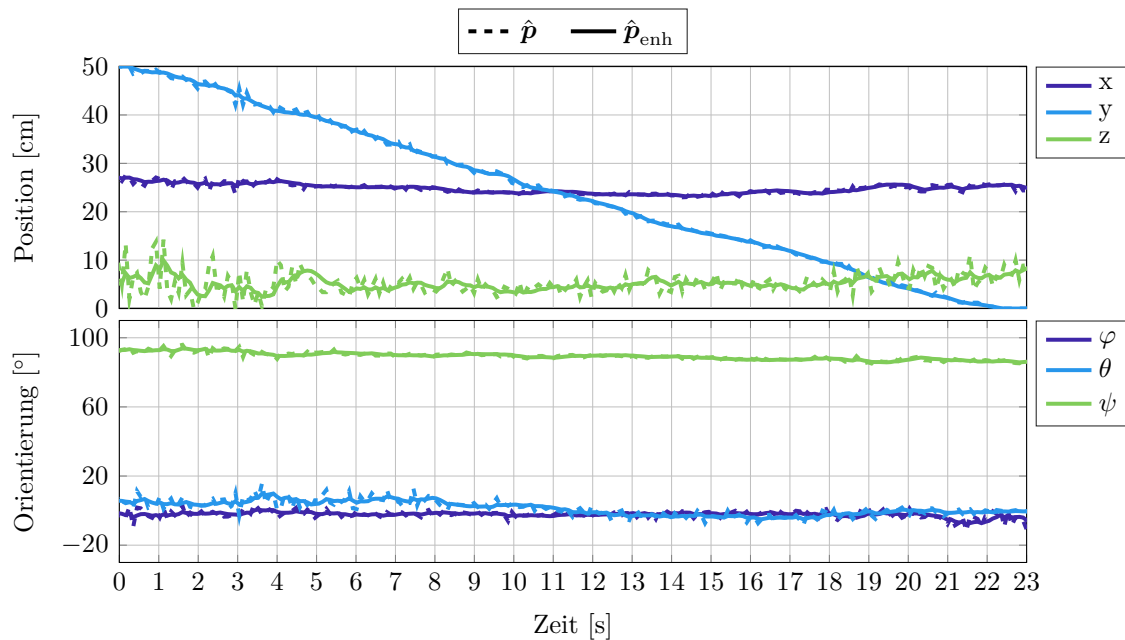


Abbildung 6.14: Lokalisierungsergebnisse für eine Bewegung mit einem 3D-Fluxgate-Magnetometer in 3D.

6.2 ME-Sensoren

Für die ME-Sensor-Messungen wurden die in Abschnitt 2.2 beschriebenen Sensortypen verwendet. Da die Sensoren sehr schmalbandig sind, wird hier auf einen TDMA-Ansatz zurückgegriffen. Die Sensoren werden jeweils mit einem gefensterten Kosinus-Signal in Resonanz angeregt.

In Abbildung 6.15 ist das Rauschspektrum der zur Lokalisierung verwendeten ME-Sensoren dargestellt. Hierbei wurde der Sensor B2 zur klassischen Lokalisierung verwendet. Der Sensor B4 wird zur klassischen Lokalisierung und im Dual-Mode-Betrieb verwendet, sodass hier sowohl das Rauschspektrum mit als auch ohne elektrische Anregung abgebildet ist. Deutlich zu erkennen ist, dass die Rauschleistungsdichte für den Sensor B2 deutlich unter der Rauschleistungsdichte des Sensors B4 liegt. Dies liegt daran, dass der Sensor B4 hier ohne Messingzylinder betrieben wurde (näheres hierzu im Abschnitt 6.2.1). Dadurch misst der Sensor sehr viele und hohe Störungen bei 50 Hz und Harmonischen. Wird der Sensor im Dual-Mode-Betrieb ausgelesen, d.h. zusätzlich elektrisch angeregt, erhöht sich die Rauschamplitude des Sensors nochmal drastisch. Hierdurch sind die 50 Hz-Störungen und Harmonische nur noch bis ca. 1 kHz deutlich im Spektrum sichtbar. Alles darüber hinaus wird von dem Anstieg des Rauschens überlagert. Die elektrische Anregung bei 48 058 Hz ist hier durch die Beschränkung des Frequenzbereichs nicht dargestellt.

Zur Evaluierung der Lokalisierungsfähigkeit der Sensoren, werden erneut Messungen in einem 2D- und einem 3D-Aufbau durchgeführt. Die entsprechenden Signalparameter für die einzelnen Messungen sind in Tabelle 6.3 zusammengefasst.

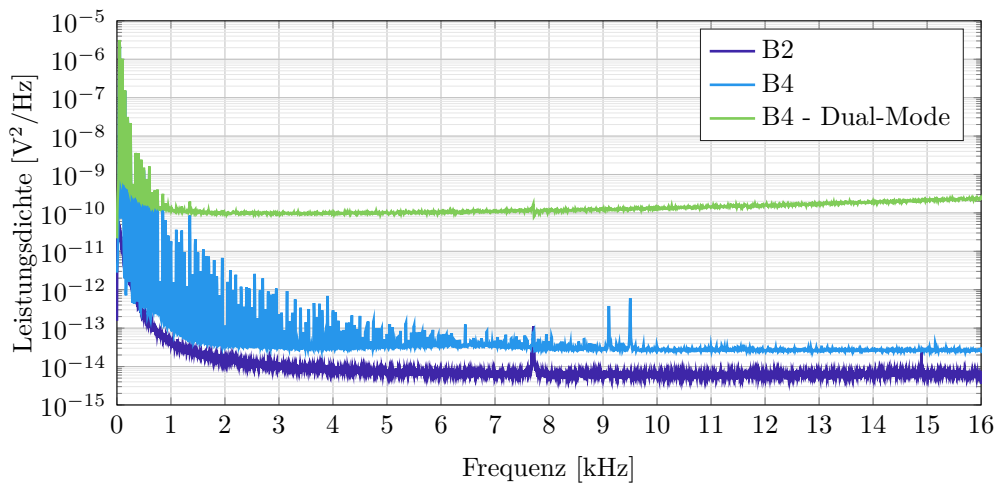


Abbildung 6.15: Rauschspektrum der verwendeten ME-Sensoren (Einzelsensoren), welche mittig im Messaufbau platziert wurden.

Tabelle 6.3: Übersicht über die Signalparameter für die ME-Sensor-Lokalisierung.

	Parameter	N_{Sp}	L_w	L_{Ex}	$\frac{L_{\text{Ex}}}{N_{\text{Sp}}}$	f_s [kHz]	T_{Ex} [s]	Sensor
2D	Einzelmessung	6	512	30720	5120	32	0,96	B2
	Dual-Mode	6	2048	172032	28672	192	0,896	B4
3D	Einzelnsensor	8	512	40960	5120	32	1,28	B2
	3D-Sensorarray	8	512	40960	5120	32	1,28	3D-ME

6.2.1 Zweidimensionale Lokalisierung

In dem 2D-Aufbau wird jeweils ein Einzelsensor lokalisiert. Dabei wird zum einen ausschließlich eine Lokalisierung und zum anderen eine Lokalisierung im Dual-Mode-Betrieb durchgeführt.

Lokalisierung

Zunächst wurde der Sensor B2 lokalisiert. Die Kreuzkorrelation zwischen den Spulensignalen ist in Abbildung 6.16 dargestellt. Auch hier ist die Korrelation bei zwei benachbarten Signalen (d.h. wenn die Signale aufeinanderfolgend ausgesendet werden) höher, als bei den restlichen Signalen. Die maximale Kreuzkorrelation beträgt jedoch unter -51 dB, sodass dieses Übersprechen vernachlässigbar ist.

Die 25 fixen Positions-/Orientierungspaare zur Lokalisierung in 2D sind in Abbildung 6.17 dargestellt. Die Pfeilrichtung beschreibt dabei die Ausrichtung der langen Achse des Sensors. Die Verkipfung des Sensors zur langen Achse ist in Kapitel 2.4 beschrieben und beträgt bei dem verwendeten Sensor (B2) ca. $\varphi_{\text{tilt}} = -23^\circ$. Dabei kann die Verkipfung

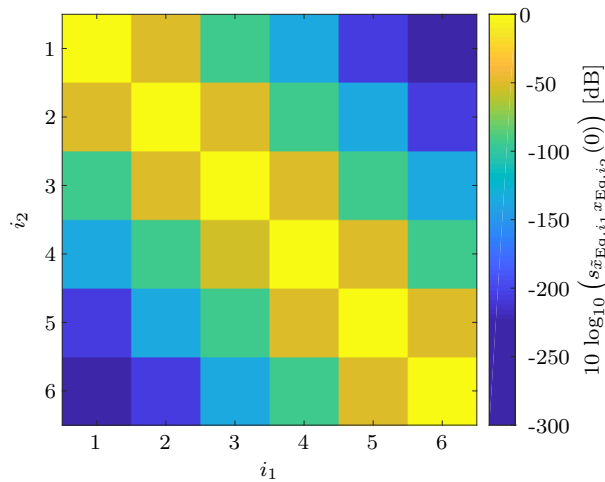


Abbildung 6.16: Korrelation zwischen den Spulensignalen für den 2D-ME-Lokalisierungsaufbau.

sich, wie bereits in Kapitel 2.4 beschrieben, je nach vorherrschenden Bedingungen (Biasfeld etc.) ändern.

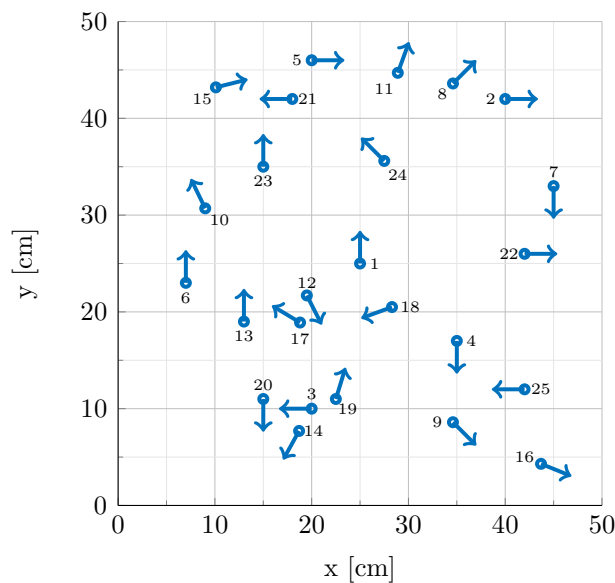


Abbildung 6.17: Fixe Positions-/Orientierungspaare zur Evaluierung der Genauigkeit der Lokalisierung eines ME-Sensors in 2D.

Die Ergebnisse sind in Abbildung 6.18 dargestellt. Der Fehler schwankt zwischen 1,77 cm und 5,31 cm in der Position und $19,27^\circ$ und $31,1^\circ$ in der Orientierung. Insgesamt ergibt sich eine mittlere Positionsgenauigkeit von 2,7 cm und eine mittlere Orientierungsgenauigkeit von $24,71^\circ$. Es ist deutlich erkennbar, dass die Lokalisierung schlechter ist als bei der Lokalisierung eines Fluxgate-Magnetometers in 2D. Insbesondere die Orientierungs-

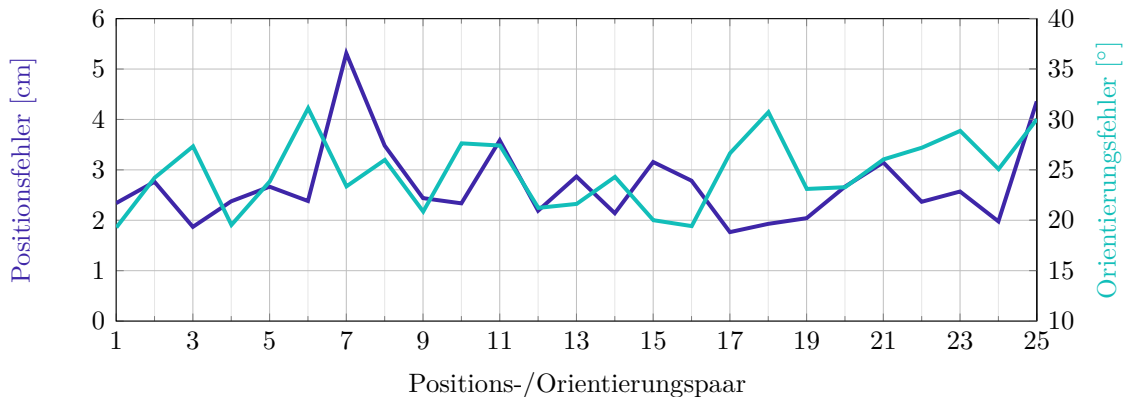


Abbildung 6.18: Lokalisierungsgenauigkeit eines ME-Sensors in 2D.

schätzung hat einen großen Offset von ca. 24° . Da die Schätzung des Verkipfungswinkels aus Kapitel 2.4 noch im Anfangsstadium und daher noch nicht so zuverlässig ist, kann es sein, dass die Verkippfung doch wie erwartet eher bei ca. -35° liegt, sodass sich der Orientierungsfehler verkleinern würde. Hier müssten weitere Untersuchungen stattfinden, um zu verifizieren, ob der Fehler alleine durch die Orientierungsschätzung der Lokalisierung zustande kommt oder der Verkipfungswinkel falsch geschätzt wurde. Die mittlere Rechenzeit für die Lokalisierung ergibt sich zu $0,22$ ms. Mit einer Rahmenlänge von $N_{\text{Frame}} = 512$ Takten ergibt sich somit eine mittlere Auslastung von $1,4\%$. Die maximale Rechenzeit beträgt $3,11$ ms, d.h. $19,45\%$. Durch die Iterationslänge von 960 ms und der Rahmenlänge von 16 ms wird das Lokalisierungsergebnis nur alle 60 Rahmen berechnet.

Auch hier wurde der Sensor zwischen 50 cm und 0 cm in der y-Position bewegt, während die x-Position möglichst konstant bei 25 cm und die z-Position bei 0 cm gehalten wurde. Die lange Achse des Sensors wurde zu $\varphi = 0^\circ$, $\theta = 0^\circ$ und $\psi = 90^\circ$ gesetzt. Die Bewegung wurde hier deutlich langsamer ausgeführt, da im vorhergehenden Kapitel (vgl. Abschnitt 5.6) gezeigt wurde, dass durch die Länge der Lokalisierungssignale nur sehr langsame Bewegungen mit einer ausreichenden Genauigkeit aufgelöst werden können. Die Lokalisierungsergebnisse sind in Abbildung 6.19 dargestellt. Prinzipiell kann ebenfalls mit dem ME-Sensor eine Bewegung detektiert werden. Diese hat hier jedoch eine deutlich geringere Geschwindigkeit. Zudem ist die Verkabelung des Sensors anfällig gegenüber Bewegungen und Erschütterungen, sodass hierdurch einige Störungen hervorgerufen wurden. Die Orientierungsschätzung ist erneut ca. -45° von den 90° entfernt und nicht -23° wie sie es laut Charakterisierung sein müsste. Soll eine schnellere Bewegung detektiert werden, wie beispielsweise bei einer Bewegungsanalyse, muss auf einen anderen Ansatz zurückgegriffen werden [Hof21; Hof22].

Dual-Mode-Betrieb

Wie bereits in Kapitel 2.3.3 beschrieben, können die hier verwendeten ME-Sensoren auch im Dual-Mode-Betrieb verwendet werden [Spe21a]. Im Dual-Mode-Betrieb kann gleichzei-

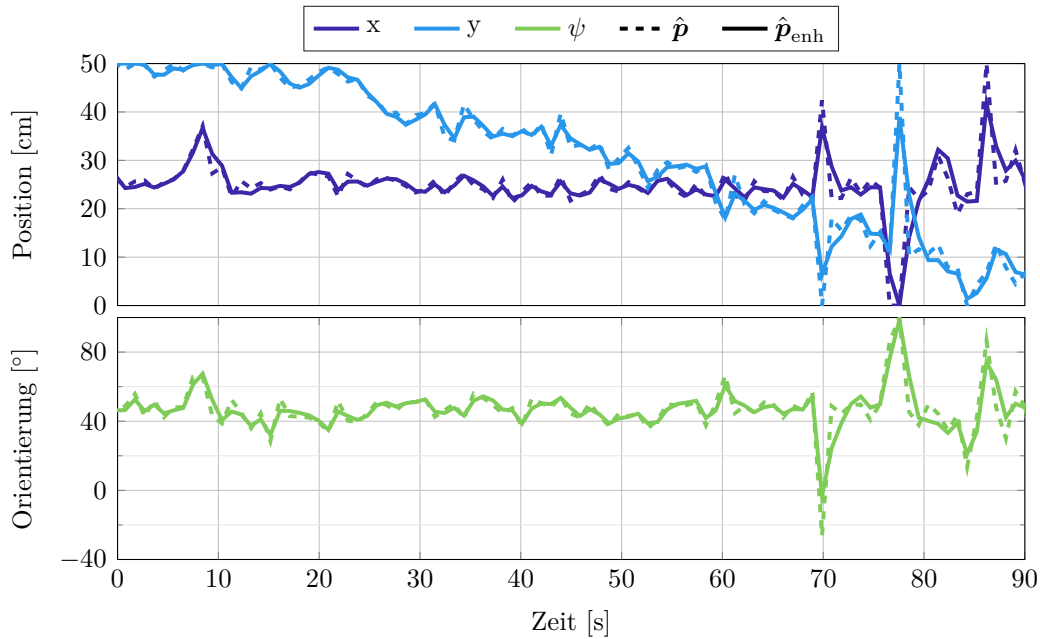


Abbildung 6.19: Lokalisierungsergebnisse für eine Bewegung mit einem einachsigen ME-Sensor in 2D.

tig ein (niederfrequentes) Nutzsignal mit dem Sensor gemessen und der Sensor lokalisiert werden. Für die Messung wurde in dieser Arbeit der Sensor B4 verwendet. Als Nutzsignal wurde ein künstlich erzeugtes Herzsignal über eine Spule ausgesendet. Da hier nun zusätzlich die zweite Mode ausgelesen wurde, wurde die Abtastrate auf 192 kHz erhöht. Die Signale haben eine Länge von 0,896 s. Die Korrelation zwischen den Spulensignalen ist in Abbildung 6.20 dargestellt. Die maximale Kreuzkorrelation zwischen zwei aufein-

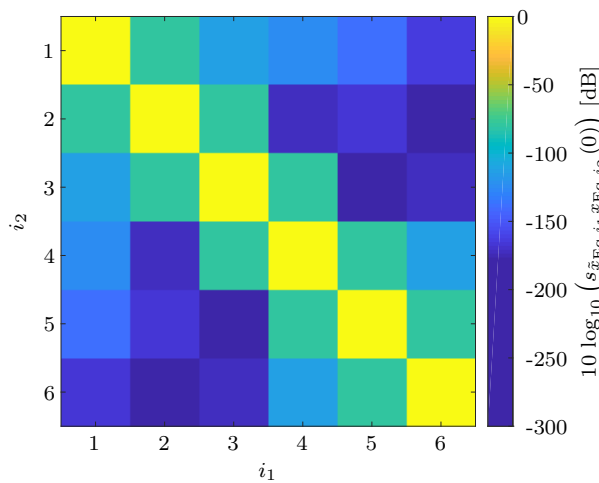
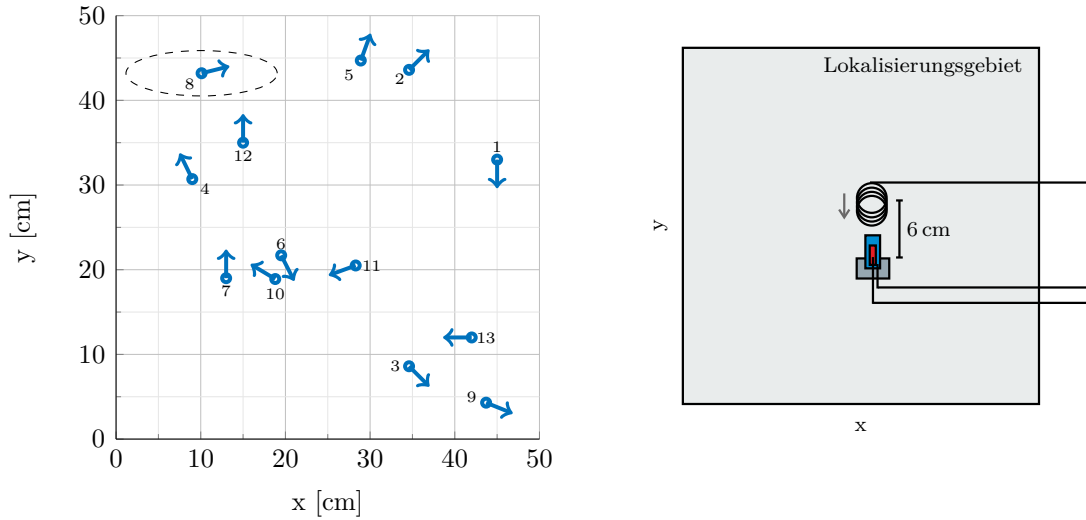


Abbildung 6.20: Korrelation zwischen den Spulensignalen für den 2D-ME-Lokalisierungsaufbau im Dual-Mode-Betrieb.

ander folgenden Signalen beträgt weniger als -81 dB, sodass dieser Einfluss auch hier vernachlässigbar ist.

Zur Überprüfung des Dual-Mode-Betriebes wurde zum einen eine Lokalisierung mit dem Sensor B4 ohne Anregung durchgeführt und zum einen mit elektrischer Anregung in der zweiten Mode. Die 13 Positions-/Orientierungspaare sind in Abbildung 6.21(a) zu sehen. Dabei stellt die Pfeilausrichtung erneut die Ausrichtung der langen Achse des Sensors dar. Die Verkippung des Sensors wurde bestimmt zu $\varphi_{\text{tilt}} = -10^\circ$. Die in dieser Messreihe verwendeten Positions-/Orientierungspaare stellen ein Subset der Positions-/Orientierungspaare dar, welche für die klassische Lokalisierung in 2D mit einem ME-Sensor verwendet wurden (vgl. Abbildung 6.17). Die anderen Positions-/Orientierungspaare konnten hier leider nicht betrachtet werden, weil entweder das SNR zu schlecht war (d.h. die Lokalisierungssignale waren im Vergleich zu dem erhöhten Rauschlevel zu klein) oder die Anregung des Sensors ausgefallen ist. Die Spulensignale konnten leider nicht weiter erhöht werden, da ansonsten Einkopplungen in die Zuleitungen oder Auslesebox die Lokalisierung gestört hätten. Die 13 verwendbaren Positions-/Orientierungspaare geben jedoch einen guten Eindruck, ob die Lokalisierungsergebnisse mit und ohne Dual-Mode-Betrieb vergleichbar sind. Zudem wurde in [Spe21a] mit einem anderen Sensor aus der Charge bereits gezeigt, dass eine Lokalisierung im Dual-Mode-Betrieb mit einer guten Genauigkeit möglich ist. Der in dieser Arbeit verwendete Sensor ist von der Performance deutlich schlechter, sodass evaluiert werden kann, ob auch mit einem Sensor mit niedriger Empfindlichkeit und niedrigem Detektionslimit eine Lokalisierung über den Dual-Mode-Betrieb möglich ist. Das künstliche Herz (die Spule) wurde jeweils in 6 cm Abstand zum Sensor platziert, wie schematisch in Abbildung 6.21(b) skizziert, wobei der Orientierungsvektor der Spule in Richtung der langen Achse des Sensors zeigte.

Die Empfindlichkeit des Sensors B4 ist im Vergleich zum Sensor B2 recht gering (vgl. Anhang B). Dadurch war der Sensor noch anfälliger gegenüber Störungen durch bspw. Einkoppeln der Spulensignale in die Zuleitung bzw. die Auslesebox. Um die Empfindlichkeit zu steigern, wurde für diese Messung der Messingzylinder entfernt, sodass die Empfindlichkeit ca. um einen Faktor 5 [Spe21a] gesteigert werden konnte. Allerdings sind hierdurch ebenfalls deutlich mehr Störungen in den Sensor eingekoppelt. Um Laufzeitunterschiede auszugleichen, wurden $\pm N_{\text{mf}} = 192$ Abtastwerte um den berechneten Abtastzeitpunkt des signalangepassten Filters berücksichtigt. Mit einer Abtastrate von 192 kHz ergibt sich somit ein Bereich von ± 1 ms. Da nun ein großer Bereich berücksichtigt wird, sind mehrere Schwingungen vorhanden. Ohne Rauschen könnte trotzdem das korrekte Maximum bzw. Minimum aus diesem Bereich bestimmt werden. Da hier jedoch sehr niedrige SNR-Bedingungen vorherrschen, ist auch das Ausgangssignal des signalangepassten Filters verrauscht und somit könnten falsche Minima bzw. Maxima detektiert werden. Leichte Variationen in den Amplituden des signalangepassten Filters verschlechtern zwar das Lokalisierungsergebnis, haben jedoch einen relativ geringen Einfluss. Das größere Problem könnten die falschen Vorzeichen der Ausgangssignale sein. Hierdurch entsteht ein



(a) Fixe Positions-/Orientierungspaare im Dual-Mode-Betrieb. (b) Positionierung des künstliches Herzens (Spule) zum Sensor.

Abbildung 6.21: Untersuchte Positions-/Orientierungspaare und Positionierung der Spule zum Generieren des künstlichen Herzsignals im Dual-Mode-Betrieb in 2D.

großer Abstand in der Kostenfunktion (vgl. Gleichung (4.20)), obwohl der Abstand klein sein müsste. Dies kann umgangen werden, indem die Berechnung der Kostenfunktion leicht abgewandelt wird. In der Gleichung (4.20) wird sich zu Nutze gemacht, dass der Ausgang des signalangepassten Filters sowohl positive als auch negative Werte annehmen kann. Dadurch kann eine möglichst genaue Schätzung der Position und Orientierung erfolgen und bspw. die Orientierung des Sensors gut unterschieden werden. Um bei Unklarheiten über das Vorzeichen der Signale trotzdem möglichst gute Ergebnisse zu erzielen, können die Beträge der Leadfeldmatrixvektoren und der Ausgänge des signalangepassten Filters miteinander verglichen werden. Somit ergibt sich eine modifizierte Variante der Kostenfunktion zu

$$c_j(k) = \sum_{i=1}^{N_{\text{In}}} g_{\text{In},i}(k) \left| \frac{|a_{ij}|}{\max\{|a_j|\}} - \frac{|m_i(k)|}{\max\{|m(k)|\}} \right|^2. \quad (6.5)$$

Die Ergebnisse für die untersuchten Positions-/Orientierungspaare sind in Abbildung 6.22 dargestellt. Dabei wurde unterschieden zwischen den Lokalisierungsergebnissen im Dual-Mode-Betrieb und für die klassische Lokalisierung (d.h. ohne elektrische Anregung des Sensors). Alle Messungen wurden, bevor sie mit Hilfe des signalangepassten Filters weiterverarbeitet wurden, mit einem Bandpass mit den Grenzfrequenzen $f_l = 7,5 \text{ kHz}$ und $f_h = 8 \text{ kHz}$ gefiltert, um die Störungen (vgl. Abbildung 6.15) möglichst zu entfernen. Ohne die Filterung würden die Ausgangssignale des signalangepassten Filters durch die elektrische Anregung stark gestört werden.

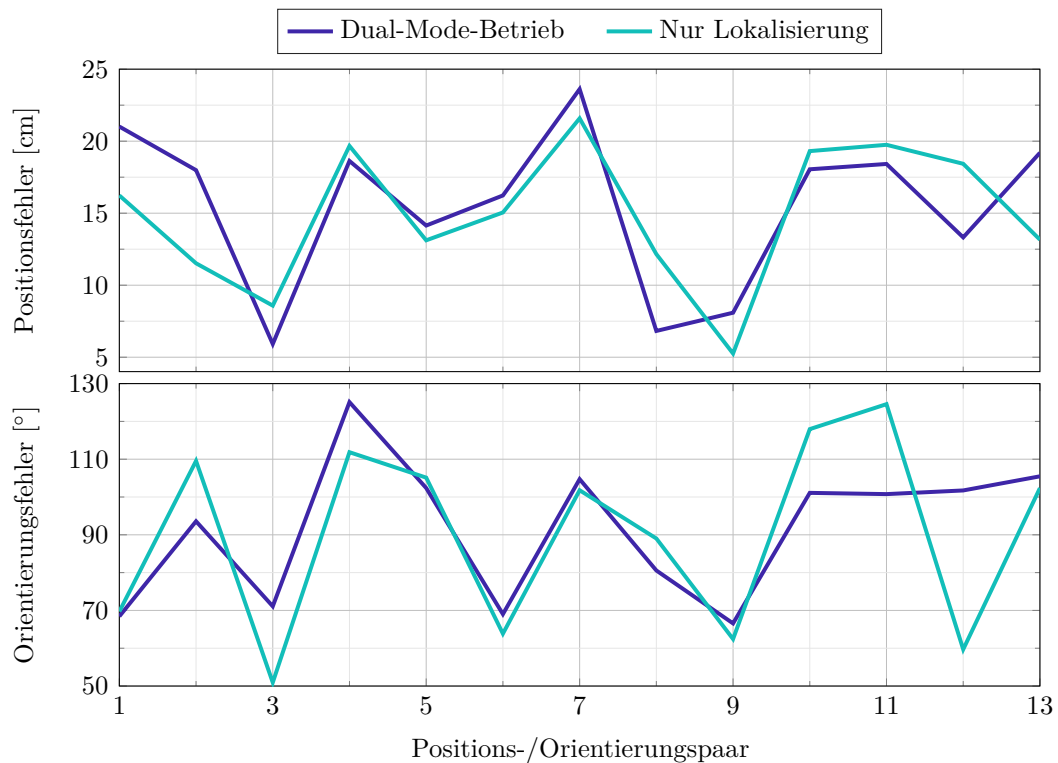


Abbildung 6.22: Lokalisierungsgenauigkeit eines ME-Sensors (B_4) in 2D bei klassischer Lokalisierung und im Dual-Mode-Betrieb.

Der Fehler schwankt für die reine Lokalisierung mit dem Sensor B_4 zwischen 5,26 cm und 21,58 cm in der Position und $50,94^\circ$ und $124,56^\circ$ in der Orientierung. Insgesamt ergibt sich eine mittlere Positionsgenauigkeit von 14,91 cm und eine mittlere Orientierungsgenauigkeit von $89,91^\circ$. Für die Lokalisierung im Dual-Mode-Betrieb schwankt der Fehler zwischen 5,92 cm und 23,61 cm in der Position und $65,36^\circ$ und $123,96^\circ$ in der Orientierung. Insgesamt ergibt sich hier eine mittlere Positionsgenauigkeit von 15,49 cm und eine mittlere Orientierungsgenauigkeit von $90,62^\circ$. Die Fehler über die einzelnen Positions-/Orientierungspaare haben einen ähnlichen Verlauf für die Lokalisierung mit und ohne Dual-Mode-Betrieb.

Die mittlere Rechenzeit für die Lokalisierung (gemittelt über die Lokalisierung ohne und mit Dual-Mode-Betrieb) ergibt sich zu 0,4 ms. Mit einer Abtastrate von $f_s = 192$ kHz und einer Rahmenlänge von $N_{\text{Frame}} = 4096$ Takten ergibt sich somit eine Auslastung von 1,88 %. Die maximale Rechenzeit beträgt 4,86 ms, d.h. 22,8 %.

Zunächst wird deutlich, dass die Lokalisierung mit dem Sensor B_4 in 2D wesentlich schlechtere Ergebnisse liefert als die Lokalisierung in 2D mit dem Sensor B_2 (vgl. Abbildung 6.18). Die Lokalisierungsgenauigkeit ist so niedrig, dass eine Lokalisierung mit dem Sensor B_4 nahezu unmöglich ist. Dies liegt insbesondere an der niedrigen Empfindlichkeit des Sensors. Die Lokalisierung im Dual-Mode-Betrieb weicht dabei leicht von der Lokalisierung ohne Dual-Mode-Betrieb ab, bringt prinzipiell aber eine ähnliche (schlech-

te) Lokalisierungsgenauigkeit. Dies liegt hier aber nicht an dem Dual-Mode-Betrieb an sich, sondern an der schlechten Performance des Sensors B4. Durch die sehr ähnlichen Ergebnisse der Lokalisierung mit und ohne Dual-Mode-Betrieb, kann darauf geschlossen werden, dass der Dual-Mode-Betrieb keinen Einfluss auf die Lokalisierungsgenauigkeit des Systems hat, solange die Signalleistung groß genug ist. In [Spe21a] konnte mit einem Sensor mit höherer Empfindlichkeit gezeigt werden, dass eine gute Genauigkeit in der Lokalisierung auch im Dual-Mode-Betrieb erreicht werden kann. Prinzipiell sollte jedoch darauf geachtet werden, dass die Spulensignale deutlich über dem Rauschlevel des Sensors mit elektrischer Anregung liegen.

Das künstlich erzeugte Herzsignal wird mittels des ΔE -Betriebes in der zweiten Mode gemessen. Nach einer IQ-Demodulation und Nachverarbeitung ergibt sich das rekonstruierte Herzsignal, wie in Abbildung 6.23 zu sehen. Hier wurde ein Signalausschnitt aus der Messung mit dem Positions-/Orientierungspaar 8 verwendet. Das entsprechende Positions-/Orientierungspaar ist in Abbildung 6.21(a) markiert. Dabei wurde das Signal mit einem Tiefpassfilter mit der Grenzfrequenz $f_{c,tp} = 45$ Hz und einem Hochpassfilter mit der Grenzfrequenz $f_{c,hp} = 1$ Hz gefiltert, um sowohl hochfrequente Störungen, als auch den Trend des Signals zu entfernen. Zusätzlich wurde ein Entzerrer auf das Signal angewandt, um den Einfluss des Sensorfrequenzgangs und der Spulenimpedanz zu entfernen, da auch hier die Spule mit einer Spannungsquelle angeregt wurde. Zu Vergleichszwecken wurde ebenfalls das ausgesendete Signal dargestellt und beide Signale auf ihre Leistung normiert. Zu dem rekonstruierten Signal wurde ein Gleichanteil addiert, um auf die gleiche Nulllinie zu kommen.

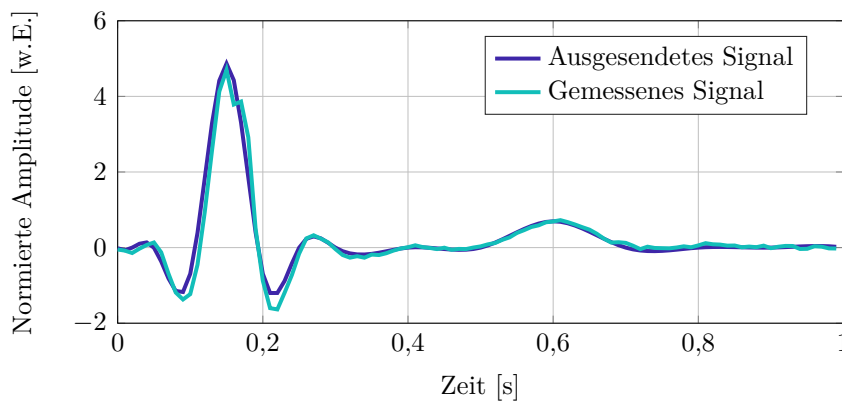


Abbildung 6.23: Ausgesendetes und gemessenes (rekonstruiertes) Herzsignal. Die Signale sind jeweils normiert dargestellt, um eine bessere Vergleichbarkeit zu gewährleisten.

Das Herzsignal kann nahezu komplett rekonstruiert werden. Leichte Abweichungen sind im QRS-Komplex [Elz22] zu erkennen. Die Amplitude der R-Zacke am Sensor lag bei allen Messungen ungefähr bei $2,75 \mu\text{T}$ und damit deutlich über der maximalen Magnetfeldamplitude von 100 pT eines echten menschlichen Herzsignals [Zhu22].

In dieser Messreihe wurde auf eine Bewegung verzichtet, da es darum ging, die Lokalisierung im Dual-Mode-Betrieb zu evaluieren und die Ergebnisse mit einer reinen Lokalisierung (d.h. nicht im Dual-Mode-Betrieb) zu vergleichen.

6.2.2 Dreidimensionale Lokalisierung

Auch für die ME-Sensoren soll die Genauigkeit der Lokalisierung in 3D untersucht werden. Hierzu wird zum einen ein Einzelsensor in 3D lokalisiert und zum anderen ein 3D-ME-Sensorarray¹ (vgl. Anhang B) verwendet.

Einzelsensor

Für die Einzelsensorlokalisierung wurde erneut der Sensor B2 (wie schon bei der 2D-Lokalisierung) verwendet, da dieser die höchste Empfindlichkeit der vorhandenen Sensoren aufweist. Die Korrelation der Spulensignale (siehe Tabelle 6.3) ist in Abbildung 6.24 dargestellt. Durch die Verwendung von $N_{\text{Sp}} = 8$ Spulen erhöht sich die Gesamtdauer einer Lokalisierungsiteration auf 1,28 s.

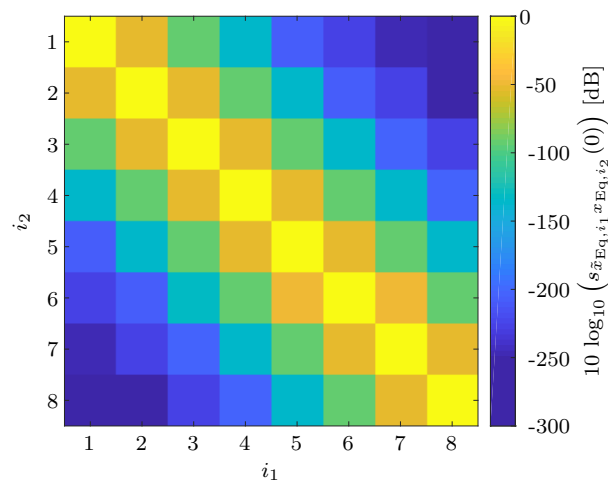


Abbildung 6.24: Korrelation zwischen den Spulensignalen für den 3D-ME-Lokalisierungsaufbau mit einem Einzelsensor.

Die untersuchten Positions-/Orientierungspaare sind in Abbildung 6.25 dargestellt. Auch hier zeigt die Richtung des Pfeils die Ausrichtung der langen Achse des Sensors an.

Wie bereits für die 3D-Lokalisierung der Fluxgate-Magnetometer wurden in dieser Messung zwei Soundkarten zusammenschaltet, da erneut acht Spulen angeregt wurden. Nichtsdestotrotz wurde hier ausnahmsweise darauf verzichtet, weitere Abtastwerte des signalangepassten Filters um den ursprünglichen Abtastzeitpunkt zu betrachten. Dies liegt

¹Die Sensoren für das 3D-ME-Sensorarray wurden von Hanna Lewitz (SFB 1261, Projekt Z1) hergestellt. Die Elektronik wurde von Henrik Wolfram (SFB 1261, Projekt B1) entwickelt. Der Hardware-Aufbau wurde von Henrik Wolfram und Johannes Hoffmann (SFB 1261, Projekt B9) umgesetzt.

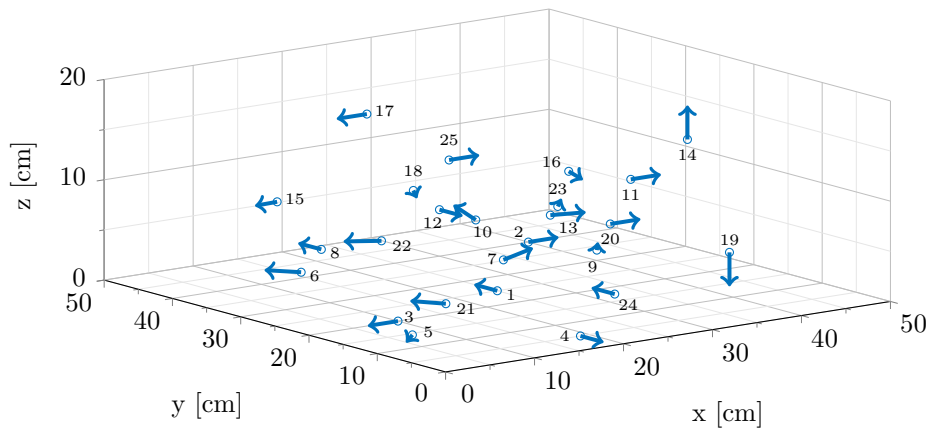


Abbildung 6.25: Fixe Positions-/Orientierungspaare zur Evaluierung der Genauigkeit der Lokalisierung eines ME-Sensors in 3D.

daran, dass durch die höhere Frequenz der Lokalisierungssignale erneut mehrere Schwingungen betrachtet werden würden (wie im Fall der Dual-Mode-Lokalisierung). Um jedoch sowohl positive als auch negative Werte in die Berechnung der Kostenfunktion mit einzubeziehen und somit eine bessere Orientierungsgenauigkeit zu erlangen, ist die Betrachtung des Abtastzeitpunktes alleine ein guter Kompromiss und sorgt in der Einzelsensormessung für eine ausreichende Positions- und Orientierungsgenauigkeit. Der mittlere Lokalisierungsfehler für die 25 untersuchten Positions-/Orientierungspaare ist in Abbildung 6.26 dargestellt.

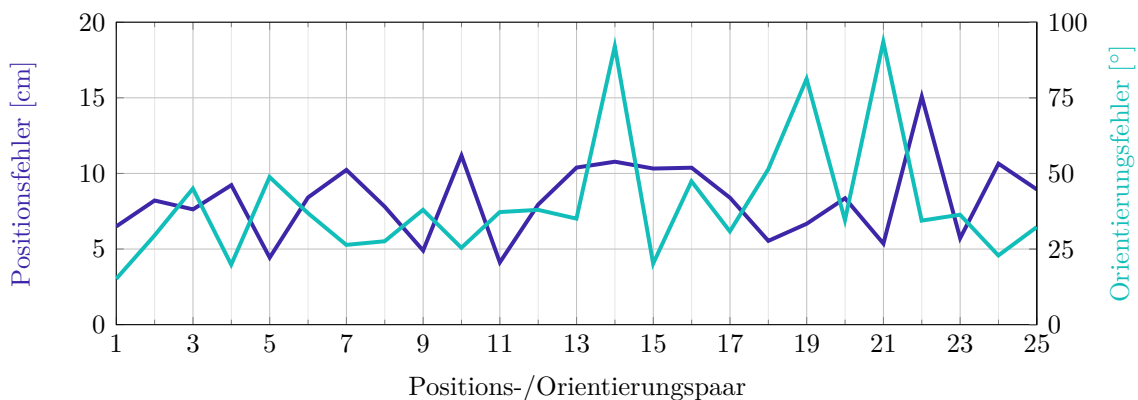


Abbildung 6.26: Lokalisierungsgenauigkeit eines einachsigen ME-Sensor in 3D.

Wie zu erwarten, sind die Lokalisierungsergebnisse schlechter als für den 2D-Aufbau. Der Fehler schwankt zwischen 4,12 cm und 15,08 cm in der Position und 15,16° und 93,56° in der Orientierung. Insgesamt ergibt sich eine mittlere Positionsgenauigkeit von 8,29 cm und eine mittlere Orientierungsgenauigkeit von 40,03°. Die Lokalisierungsgenauigkeit ist vergleichbar mit der Genauigkeit eines einachsigen Fluxgate-Magnetometers in 3D (siehe Abbildung 6.10). Wie bereits bei der 2D-Lokalisierung sollte sich in den Ergebnissen nicht

auf die Verkippung der magnetisch empfindlichen Achse verlassen werden. Das Least-Mean-Square-Modul wurde erneut mit acht Threads prozessiert. Die mittlere Rechenzeit für die Lokalisierung ergibt sich zu 0,48 ms. Mit einer Rahmenlänge von $N_{\text{Frame}} = 512$ Takten ergibt sich somit eine mittlere Auslastung von 3,01 %. Die maximale Rechenzeit beträgt 9,13 ms, d.h. 57,09 %.

Auf eine Lokalisierung im Dual-Mode-Betrieb wurde für den 3D-Fall verzichtet, da schon im vorhergehenden Abschnitt gezeigt wurde, dass die Lokalisierungsgenauigkeit mit und ohne Dual-Mode-Betrieb ähnlich bleibt. Zudem war bereits die Lokalisierung des Sensors B4 in 2D deutlich schlechter als die Lokalisierung des Sensors B2 in 3D, sodass bei einer Lokalisierung des Sensors B4 in 3D deutlich schlechtere Ergebnisse zu erwarten sind.

Auch hier wurde der Sensor B2 zwischen 50 cm und 0 cm in der y-Position bewegt, während die x-Position möglichst konstant bei 25 cm und die z-Position bei 8,8 cm gehalten wurde. Die lange Achse des Sensors wurde auf $\varphi = 0^\circ$, $\theta = 0^\circ$ und $\psi = 90^\circ$ ausgerichtet. Da eine Lokalisierungsiteration hier noch länger dauert als im 2D-Fall, muss der Sensor nun wieder deutlich langsamer bewegt werden. Die Lokalisierungsergebnisse sind in Abbildung 6.27 dargestellt.

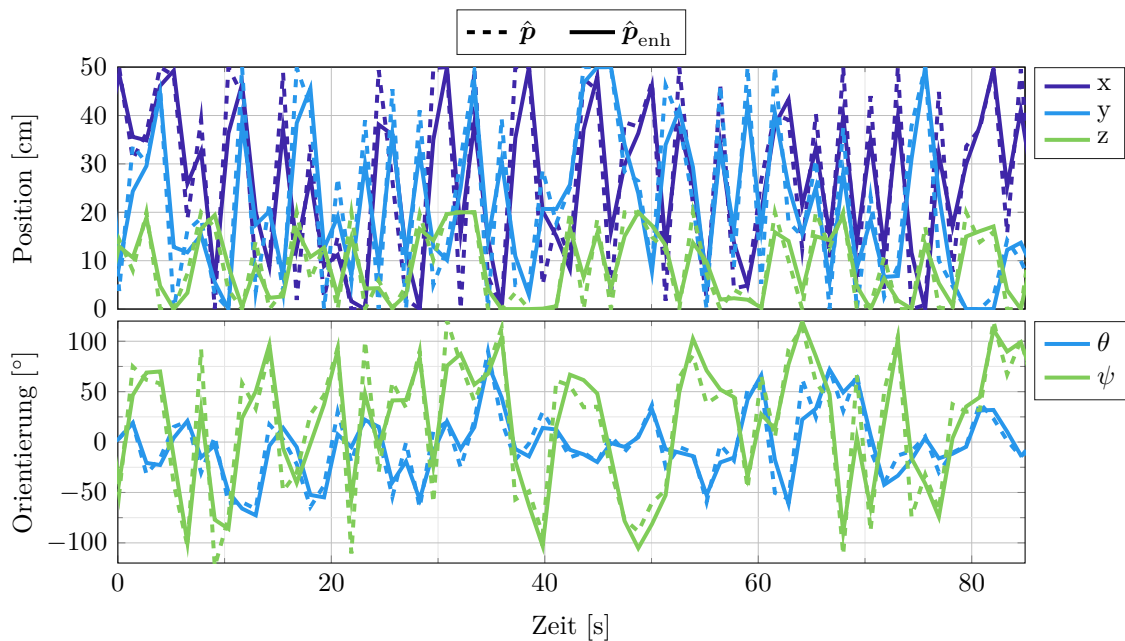


Abbildung 6.27: Lokalisierungsergebnisse für eine Bewegung mit einem einachsigen ME-Sensor in 3D.

Eine Schätzung einer Bewegung ist hier kaum möglich. Zwar ist die Winkelschätzung relativ konstant, jedoch schwankt die Positionsschätzung des Sensors sehr stark. Dies liegt zum einen an der langen Iterationsdauer des Verfahrens und damit einhergehend Fehlern in der Lokalisierung. Zum anderen ist das gesamte Sensorsystem sehr anfällig gegenüber Bewegungen des Kabels, wodurch die Messung einer Bewegung schwierig wird.

Hier sollte in Zukunft auf eine andere Ausleseelektronik/Hardware zurückgegriffen werden, die weniger anfällig gegenüber Bewegungen des Kabels ist.

3D-Sensor

Als 3D-Sensor wurden drei einachsige ME-Sensoren verschaltet (siehe Anhang B). Da die Sensoren alle unterschiedliche Resonanzfrequenzen aufweisen, wurden über die Spulen jeweils drei überlagerte, gefensterte Kosinus-Signale bei den jeweiligen Resonanzfrequenzen ausgesendet. Die Kreuzkorrelationen zwischen den Signalen des signalangepassten Filters sind in Abbildung 6.28 dargestellt. Hierbei wurde zwischen den einzelnen Sensoren unterschieden. Die Farbskala ist jedoch für alle Sensoren identisch.

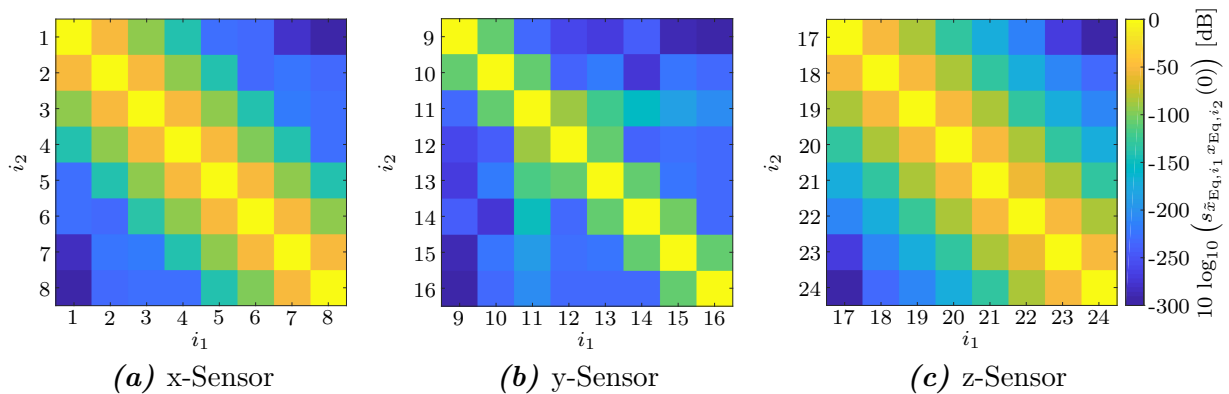


Abbildung 6.28: Korrelation zwischen den Spulensignalen für den 3D-ME-Lokalisierungsaufbau mit einem 3D-Sensor.

Auch diese Sensoren weisen eine Verkippung der magnetisch empfindlichen Achse gegenüber der langen Achse des Sensors auf. Da die Sensoren zu einem Sensorarray zusammengeschaltet werden, muss die Verkippung ebenso wie die Abstände der Sensoren zueinander im Vorwärtsmodell berücksichtigt werden (vgl. Kapitel 3.4.2). Die Verkippungen wurden erneut mit dem System aus Kapitel 2.4 bestimmt. Wie schon in vorhergehenden Messungen gezeigt, ist diese Schätzung bei höheren Frequenzen fehleranfällig, sodass hierdurch Probleme bei der Lokalisierung auftreten können. Die bestimmten Verkippungen sowie die Abstände der Sensoren zueinander sind im Anhang in Tabelle B.2 zusammengefasst.

In Abbildung 6.29 sind die 25 getesteten Positions-/Orientierungspaare dargestellt. Die Pfeile geben die Ausrichtung des Sensorarrays (bezogen auf den Referenzpunkt des Arrays) an. Eine Drehung des Arrays um φ ist farblich gekennzeichnet.

Da es sich hierbei erneut um eine 3D-Lokalisierung handelt, bei der zwei Soundkarten zusammengeschaltet wurden, wird erneut eine Verzögerung von $\pm 125 \mu\text{s}$ um den ursprünglichen Abtastzeitraum für das signalangepasste Filter betrachtet. Bei einer Abtastrate von $f_s = 32 \text{ kHz}$ ergibt das $\pm N_{\text{mf}} = 4$ Abtastwerte. Wie bereits bei der Loka-

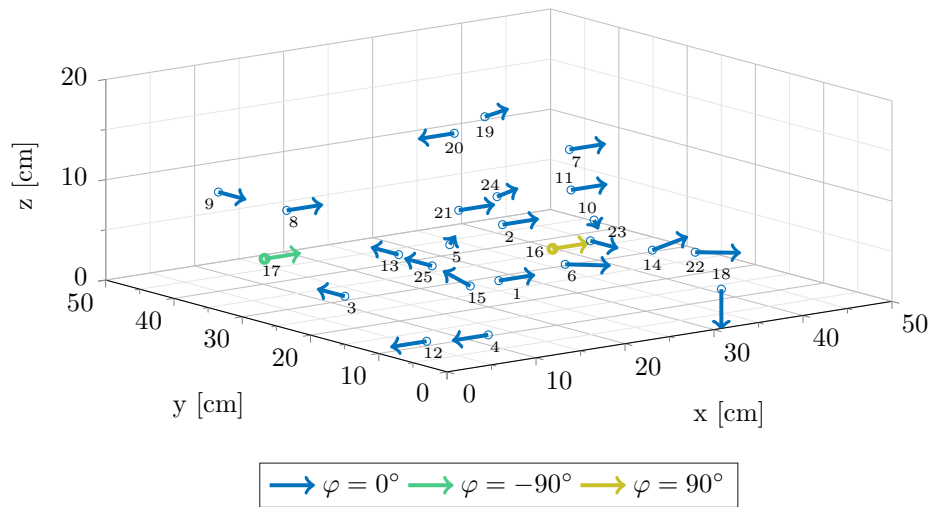


Abbildung 6.29: Fixe Positions-/Orientierungspaare zur Evaluierung der Genauigkeit der Lokalisierung eines 3D-ME-Sensorarrays in 3D.

lisierung des 3D-Fluxgate-Arrays wurde hier die Rahmenlänge auf $N_{\text{frame}} = 1024$ Takte erhöht, um die Echtzeitfähigkeit des Algorithmus zu gewährleisten. Zusätzlich wurde hier das Gewichtungsmodul verwendet. Das minimale und maximale SNR wurde hier zu $SNR_{\text{min}}^{\text{dB}} = -20$ dB und $SNR_{\text{max}}^{\text{dB}} = 10$ dB gesetzt. Die untere Frequenz zur Berechnung des SNR beträgt $f_u^{\text{dB}} = 6$ kHz und die obere Frequenz $f_o^{\text{dB}} = 10$ kHz. Um mögliche Fehler in der Charakterisierung des Verkippungswinkels φ_{tilt} weniger stark ins Gewicht fallen zu lassen, wurde hier ebenfalls der Betrag der Leadfeldmatrixeinträge und der Ausgänge des signalangepassten Filters zur Berechnung der Kostenfunktion verwendet (siehe Gleichung (6.5)). Die entsprechenden Lokalisierungsfehler für die getesteten Positions-/Orientierungspaare sind in Abbildung 6.30 dargestellt.

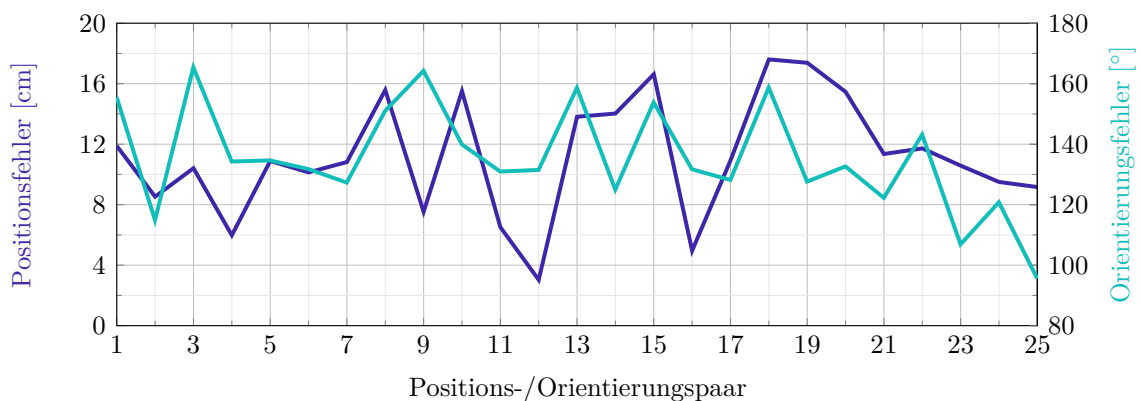


Abbildung 6.30: Lokalisierungsgenauigkeit eines 3D-ME-Sensorarrays in 3D.

Die Ergebnisse der Lokalisierung des 3D-ME-Sensorarrays sind deutlich schlechter als die Ergebnisse des Einzelsensors. Die Orientierung kann mit dem Sensor gar nicht geschätzt werden. Ein möglicher Grund ist die fehlerhafte Bestimmung der Verkippung der

magnetisch empfindlichen Achse zur langen Achse des Sensors für alle drei Sensoren im Array. Hierdurch ist das Vorwärtsmodell fehlerhaft, sodass der Lokalisierungsalgorithmus von sehr ungenauen Grundannahmen ausgeht. Die Positionsgenauigkeit ist hiervon nicht so stark betroffen, da der Trilaterationsalgorithmus vor die iterative Lokalisierung geschaltet wurde und somit schon eine erste grobe Positionsschätzung liefert. Nichtsdestotrotz kann auch der Trilaterationsalgorithmus stark gestört sein, wenn die magnetisch empfindlichen Achsen der Sensoren nicht orthogonal zueinander stehen. Der Fehler schwankt zwischen 3,03 cm und 17,61 cm in der Position und $95,61^\circ$ und $165,4^\circ$ in der Orientierung. Insgesamt ergibt sich eine mittlere Positionsgenauigkeit von 11,2 cm und eine mittlere Orientierungsgenauigkeit von $135,5^\circ$. Das Least-Mean-Square-Modul wurde erneut mit acht Threads prozessiert. Die mittlere Rechenzeit für die Lokalisierung ergibt sich zu 0,66 ms. Mit einer Rahmenlänge von $N_{\text{Frame}} = 1024$ Takten ergibt sich somit eine mittlere Auslastung von 2,06 %. Die maximale Rechenzeit beträgt 29,43 ms, d.h. 91,97 %.

Zusätzlich wurde auch hier der Sensor erneut entlang der y-Achse bewegt. Die restlichen Positionen wurden möglichst konstant bei $x = 25$ cm und $z = 9,9$ cm gehalten. Die Ausrichtung des 3D-Sensorarrays wurde zu $\varphi = 0^\circ$, $\theta = 0^\circ$ und $\psi = 90^\circ$ gesetzt. Die Ergebnisse der Lokalisierung sind in Abbildung 6.31 dargestellt.

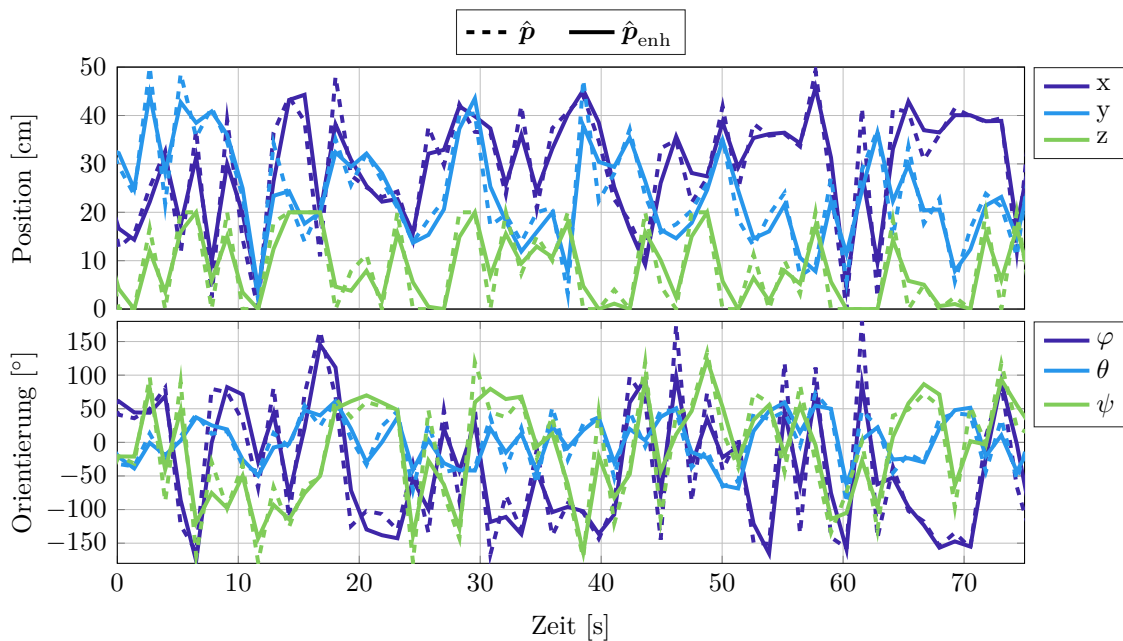


Abbildung 6.31: Lokalisierungsergebnisse für eine Bewegung mit einem 3D-ME-Sensorarrays in 3D.

Wie bereits bei den Ergebnissen der fixen Positions-/Orientierungspaaren zu sehen, kann die Orientierung des Sensorarrays auch für den sich bewegenden Sensor nicht geschätzt werden. Die Orientierungsschätzung ist willkürlich. Auch die Positionsschätzung liefert keine guten Ergebnisse. Dennoch ist bspw. zu erkennen, dass die Schätzung der x-Position um die 25 cm schwankt, ebenso wie die z-Position um die 8,8 cm. Allerdings

sind hier sehr deutliche Schwankungen zu sehen. Für die Schätzung der y -Position ist nur ein leichter Trend von 50 cm zu 0 cm zu erkennen. Dieser ist jedoch so klein, dass er kaum wahrnehmbar ist.

6.3 Praxisbeispiel mit einem Ultraschallgerät

Wie bereits in der Einleitung erwähnt, kann die Lokalisierung auch als Einzelanwendung verwendet werden. Hier wird dies am Beispiel der Lokalisierung eines Ultraschallkopfes gezeigt. Ultraschalluntersuchungen sind eine häufig genutzte Untersuchungsmethode im klinischen Alltag. Bisher müssen die Mediziner während bzw. nach der Untersuchung die Position und Orientierung des Ultraschallkopfes in einem 2D-Piktogramm, wie in Abbildung 6.32 gezeigt, manuell eintragen. Dies ist zum einen fehleranfällig und zum anderen, insbesondere bei vielen Messpositionen, zeitaufwändig. Daher ist hier eine automatische Bestimmung der Position und Orientierung vorteilhaft. Zudem gibt es einige Untersuchungen, bei denen die Ultraschallsonde in den Körper eingeführt wird. Hierbei handelt es sich um eine sogenannte Endosonografie, bei der die genaue Position und Orientierung des Ultraschallkopfes nicht von außen sichtbar ist [Hün02].

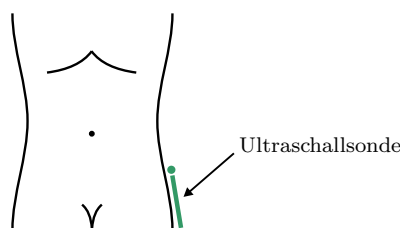


Abbildung 6.32: Piktogramm in einem konventionellen Ultraschallgerät.

Um das Problem der fehlerhaften bzw. fehlenden Positions- und Orientierungsinformation der Ultraschallsonde zu umgehen, kann beispielsweise eine automatische Lokalisierung basierend auf einer magnetischen Ortung durchgeführt werden [Leo97; Bal22]. Hierzu sollten im Idealfall magnetische Sensoren in den Ultraschallkopf integriert werden. In dieser Arbeit wurde der Sensor auf dem Ultraschallkopf positioniert. Dazu wurde ein 3D-Fluxgate-Sensor verwendet. Die Lokalisierung eines Ultraschallkopfes mit Hilfe eines 3D-Fluxgate-Sensors wurde bereits in [Bal22] veröffentlicht. Eine Ortung basierend auf optischen Trackingverfahren ist hier beispielsweise nicht zielführend, da Kameras im Behandlungszimmer zum einen für den Patienten eine unangenehme Situation darstellen könnten und zum anderen bei einer Ultraschallsonde innerhalb des Körpers keine Sichtverbindung haben.

Um auszuschließen, dass die magnetische Lokalisierung durch das Ultraschallgerät bzw. die Ultraschallsonde gestört wird, wurden sowohl eine Rauschmessung als auch eine Messung mit Spulensignalen durchgeführt. Hierbei wurde jeweils einmal das Ultraschallgerät

ausgeschaltet sowie einmal eingeschaltet². In Abbildung 6.33 sind die jeweiligen Ergebnisse der Messungen zu sehen.

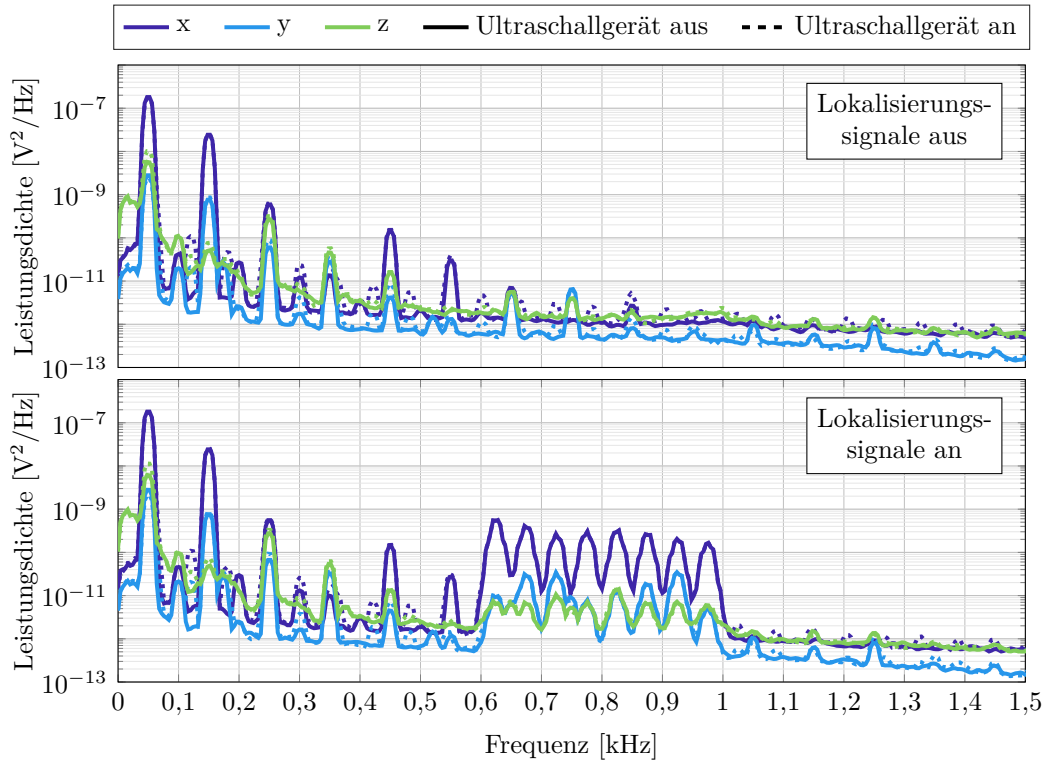


Abbildung 6.33: Leistungsdichtespektren des 3D-Fluxgate-Arrays mit aus- und eingeschaltetem Ultraschallgerät. In der oberen Abbildung werden keine Magnetfelder über die Spulen generiert, in der unteren werden die Signale ausgesendet.

Hier wird ersichtlich, dass beim Einschalten des Ultraschallgerätes zusätzliche Rauschkomponenten im niedrigen Frequenzbereich auftreten. Diese sind jedoch vergleichsweise gering. Zudem werden die Signale (zwischen 610 Hz und 990 Hz) hiervon nicht beeinträchtigt [Bal22].

Nichtsdestotrotz soll überprüft werden, ob durch den Ultraschallkopf an sich eine Beeinträchtigung oder Veränderung der Lokalisierung auftritt. Daher wurde erneut eine Lokalisierung mit einem 3D-Fluxgate-Array durchgeführt auf dem ein Ultraschallkopf positioniert wurde. Die Positions-/Orientierungspaare sind die gleichen wie bereits bei der Lokalisierung des 3D-Fluxgate-Arrays ohne Ultraschallkopf (vgl. Abbildung 6.12). Die Ergebnisse für die einzelnen Positions-/Orientierungspaare mit Ultraschallkopf sind in Abbildung 6.34 dargestellt.

Die mittlere Lokalisierungsgenauigkeit liegt hier bei 2,75 cm in der Position und 26,22° in der Orientierung und ist damit vergleichbar mit den Ergebnissen ohne den Ultraschallkopf aus Abschnitt 6.1.2. Durch den Ultraschallkopf kamen ein paar Probleme bei der

²Das Ultraschallgerät wurde uns von Prof. Dr. med. Robert Bergholz (UKSH, Kinderchirurgie) für Messungen zur Verfügung gestellt. Es handelt sich um ein *SONOLINE G40* der Firma Siemens [Sie].

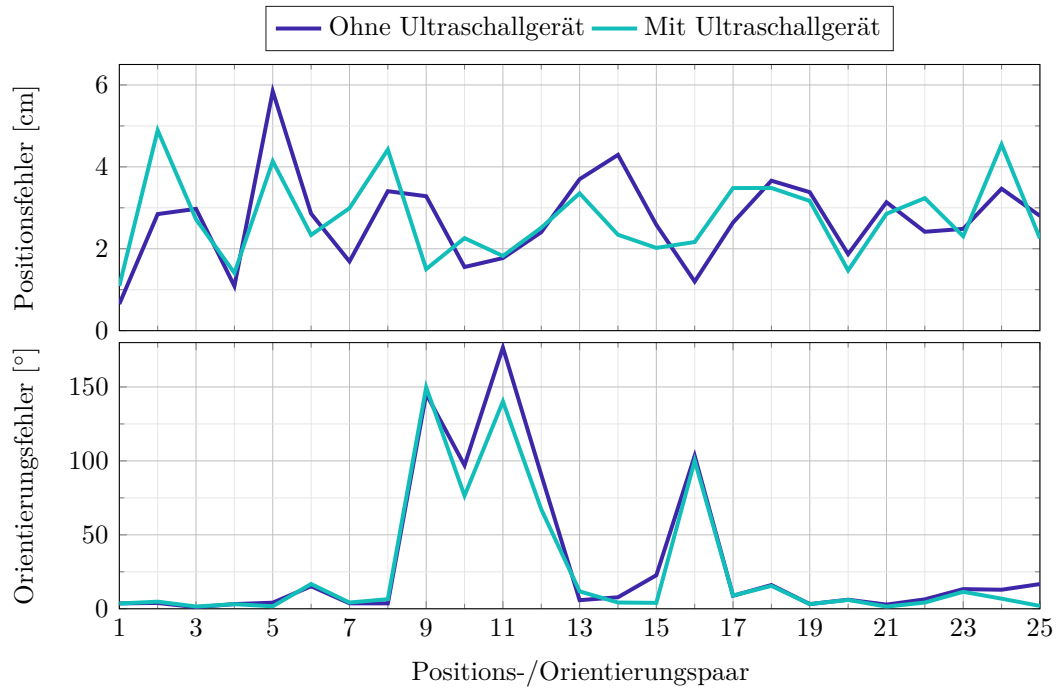


Abbildung 6.34: Ergebnisse der Lokalisierung eines 3D-Fluxgate-Magnetometer-Arrays mit Ultraschallkopf.

Positionierung des Sensors zustande, sodass leichte Abweichungen in der Position und Orientierung (im mm-Bereich und um wenige $^{\circ}$) hierdurch verursacht sein können. Insgesamt lässt sich feststellen, dass das Ultraschallgerät, wie bereits in den Leistungsdichtespektren aus Abbildung 6.33 zu sehen, keinen Einfluss auf die Lokalisierungsgenauigkeit hat. Daher kann die vorgestellte magnetische Lokalisierung für die Ortung einer Ultraschallsonde verwendet werden.

Prinzipiell eignen sich auch die ME-Sensoren zur Lokalisierung der Ultraschallsonde. Der Vorteil ist hier, dass die Sensoren sehr klein sind und somit in den Ultraschallkopf integriert werden könnten. In Abbildung 6.35 sind die Leistungsdichtespektren der drei Sensoren im 3D-ME-Sensorarray gezeigt. Hierbei wurde der 3D-Sensor auf dem Ultraschallkopf platziert und das Ultraschallgerät einmal an- und einmal ausgeschaltet. Zudem wurden die Lokalisierungssignale an- und ausgeschaltet.

In der oberen Grafik sind die Rauschspektren (d.h. ohne Lokalisierungssignale) der drei ME-Sensoren zu sehen. Die Signale mit ein- und ausgeschaltetem Ultraschallgerät sind hier nahezu identisch. Nur bei ca. 8 kHz ist eine zusätzliche leichte Störung zu erkennen, sobald das Ultraschallgerät eingeschaltet wird. Wie in den Messungen mit dem Fluxgate-Magnetometer gezeigt (vgl. Abbildung 6.33) treten insbesondere bei niedrigen Frequenzen Störungen durch das Ultraschallgerät auf. Die untere Grafik zeigt die Leistungsdichtespektren der Sensoren, wenn Lokalisierungssignale ausgesendet werden. Auch hier ist keine zusätzliche Störung durch das Ultraschallgerät zu erkennen. Nur die Störung

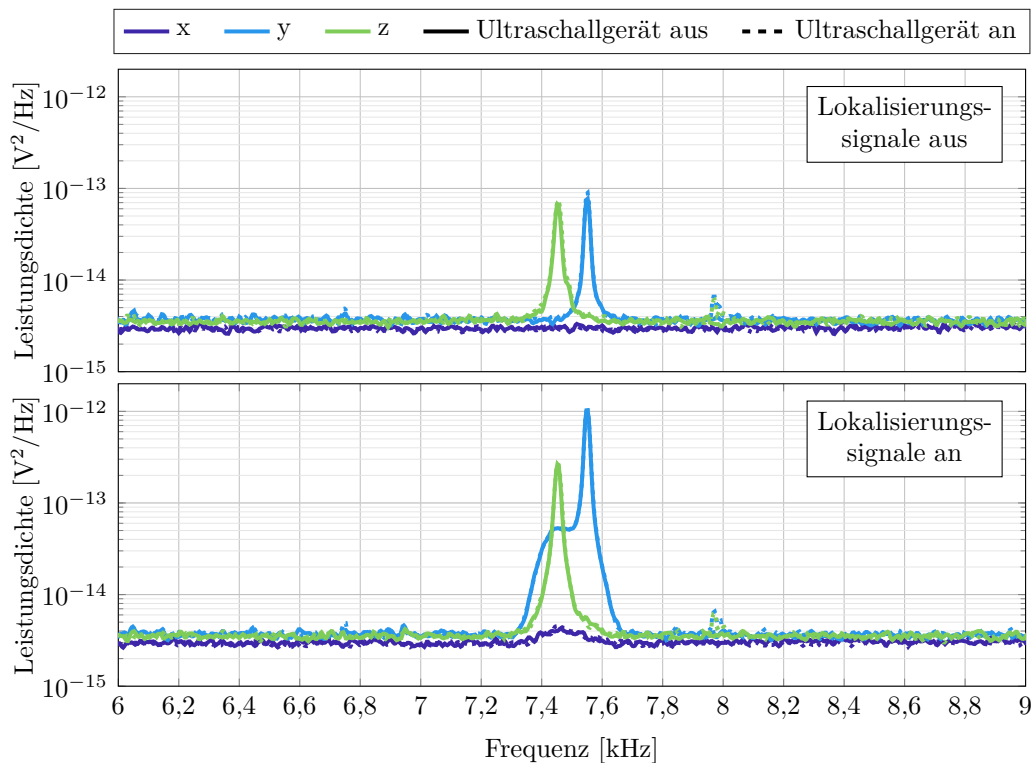


Abbildung 6.35: Leistungsdichtespektren der drei Sensoren des ME-Sensorarrays mit aus- und eingeschaltetem Ultraschallgerät. In der oberen Abbildung werden keine Magnetfelder über die Spulen generiert, in der unteren werden die Signale ausgesendet.

bei ca. 8 kHz ist erneut erkennbar. Diese Störung hat jedoch keinen Einfluss auf die Lokalisierungssignale. Auf eine Lokalisierung des 3D-ME-Sensorarrays mit Ultraschallkopf wurde hier verzichtet, da die Lokalisierungsergebnisse (vgl. Abschnitt 6.2.2) nicht gut genug waren. Aus den Spektren lässt sich jedoch schließen, dass das Ultraschallgerät keinen Einfluss auf die magnetische Lokalisierung mit den ME-Sensoren haben sollte.

6.4 Vergleich der Ergebnisse

In den vorangegangenen Abschnitten wurden verschiedene Messungen mit ME-Sensoren und Fluxgate-Magnetometern in 2D und 3D beschrieben. Um die verschiedenen Messszenarien miteinander vergleichen zu können, sind in Tabelle 6.4 die Ergebnisse der Messungen mit den fixen Positions-/Orientierungspaaren zusammengefasst. Dabei sind die mittlere Positions- und Orientierungsgenauigkeit sowie die mittlere Auslastung des Systems aufgeführt.

Insgesamt wird deutlich, dass die Lokalisierung mit den Fluxgate-Magnetometern bessere Ergebnisse liefert als die Lokalisierung mit den ME-Sensoren. Dies könnte unter anderem an der Störanfälligkeit der Ausleselektronik und dem niedrigen SNR der Messungen

Tabelle 6.4: Übersicht über die Ergebnisse der Messungen mit fixen Positions-/Orientierungspaaren.

Messung	Sensor		Genauigkeit		Auslastung [%]
	Dimension	Art	Position [cm]	Orientierung [°]	
2D	1D	Fluxgate	1,13	8,72	2,52
		ME	2,7	24,71	1,4
		ME (Dual-Mode)	15,49	90,62	1,88
3D	1D	Fluxgate	5,64	31,82	9,43
		ME	8,29	40,03	3,01
	3D	Fluxgate	2,72	30,96	24,41
		Fluxgate (Ultraschall)	2,75	26,22	24,44
		ME	11,2	135,5	2,06

liegen. Durch die geringere Größe der ME-Sensorelemente haben diese das Potential eine deutlich höhere Lokalisierungsgenauigkeit zu erzielen. Außerdem sind, wie bereits simulativ in Kapitel 5 gezeigt, die Ergebnisse der Lokalisierung in 3D schlechter als in 2D. Die Messung in 3D mit einem 3D-Fluxgate-Magnetometerarray liefert dabei deutlich genauere Ergebnisse als die Lokalisierung mit einem einachsigen Fluxgate-Magnetometer. Diese Erkenntnis deckt die Simulationsergebnisse. Nur das 3D-ME-Sensorarray liefert schlechtere Ergebnisse als die Lokalisierung mit einem einachsigen ME-Sensor. Dies ist vermutlich der ungenauen Bestimmung der Verkippung der sensitiven Achse der einzelnen Sensoren und somit einem Fehler im Vorwärtsmodell geschuldet.

Die mittlere Auslastung des Systems ist bei den Messungen mit den ME-Sensoren niedriger als bei den Messungen mit den Fluxgate-Magnetometern, da die Lokalisierungsergebnisse bei Verwendung des TDMA-Ansatzes seltener berechnet werden als bei Verwendung des FDMA-Ansatzes. Die Maximalwerte der Auslastung sind für die Ansätze vergleichbar. So liegt beispielsweise die maximale Auslastung für eine 3D-Lokalisierung mit einem 3D-Sensor bei 98,24 % für die Fluxgate-Magnetometer und bei 91,97 % für die ME-Sensoren.

Kapitel 7

Schlussbetrachtung

In dieser Doktorarbeit wurde ein System zur Lokalisierung magnetischer Sensoren vorgestellt und evaluiert. Der Fokus lag hierbei auf der Lokalisierung magnetoelektrischer Sensoren, welche im Rahmen des SFB 1261 an der Kieler Universität erforscht werden. Zu Referenzzwecken wurden außerdem kommerziell verfügbare Fluxgate-Magnetometer verwendet. In den folgenden beiden Abschnitten werden die Kernaussagen und Ergebnisse dieser Dissertation zusammengefasst und darauf aufbauend mögliche Verbesserungen des Systems, sowie weitere Schritte und potentielle Forschungsaktivitäten diskutiert.

7.1 Zusammenfassung

Das magnetische Lokalisierungssystem, welches im Rahmen dieser Doktorarbeit entwickelt wurde, kann prinzipiell mit allen Arten von magnetischen Sensoren verwendet werden. Dabei wurden hauptsächlich ME-Sensoren sowie Fluxgate-Magnetometer zu Evaluationszwecken verwendet. Der Aufbau des Systems, sowie die dazugehörige Evaluierung wurde in insgesamt fünf Kapiteln beschrieben.

In Kapitel 2 wurden die verwendeten ME-Sensoren und die zugrunde liegenden Prinzipien kurz erläutert. Neben der Charakterisierung der Empfindlichkeiten und Frequenzgänge der Sensoren für die verschiedenen Arten an Ausleseverfahren, wurde das Verfahren des Dual-Mode-Betriebes vorgestellt und evaluiert, welches die Möglichkeit einer biomagnetischen Messung mit gleichzeitiger Lokalisierung bietet. Auch die Richtcharakteristik der Sensoren wurde frequenzabhängig bestimmt.

In Kapitel 3 wurde das Vorwärtsmodell aufgestellt, welches in dieser Arbeit verwendet wurde. Hierzu wurden die Spulen und der Verstärker charakterisiert und diese Werte in das Vorwärtsmodell integriert. Außerdem wurde ein genaueres Sensormodell aufgestellt. Dies beinhaltet die Aufteilung des Sensors in mehrere Voxel, die Berücksichtigung der Richtcharakteristik sowie Besonderheiten bei Sensorarrays. Das Vorwärtsmodell wurde in Form einer Leadfieldmatrix definiert.

In Kapitel 4 wurde das im Rahmen dieser Doktorarbeit entwickelte System zur Lokalisierung magnetischer Sensoren vorgestellt. Insgesamt lässt sich das System in die Schritte Vorverarbeitung der Daten, eine Positions- und Orientierungsschätzung und die Nachverarbeitung aufteilen. Zur Vorverarbeitung zählt zum einen die Generierung der orthogonalen Signale. Hierbei wird in dieser Arbeit ein TDMA- und ein FDMA-Verfahren eingesetzt. Zum anderen werden zur Vorverarbeitung das signalangepasste Filter und die dazugehörige Entzerrung bzw. Vorverzerrung gezählt. Die Positions- und Orientierungsschätzung wird hauptsächlich mittels eines iterativen Verfahrens durchgeführt, welches als Least-Mean-Square-Verfahren beschrieben werden kann. Hierzu werden die vom signalangepassten Filter aus dem Sensorsignal rekonstruierten Spulensignale mit dem Vorwärtsmodell aus Kapitel 3 verglichen. Wird ein 3D-Sensor lokalisiert, kann ein Trilaterationsalgorithmus vorgeschaltet werden, der eine erste grobe Positionsschätzung vorgibt, wodurch das Lokalisierungsgebiet und die entstehende Rechenlast verringert werden können. Werden generell mehrere Sensoren in einem Sensorarray lokalisiert, können die Eingangssignale je nach vorliegender Signalqualität gewichtet werden. Als Nachverarbeitung wurde ein Kalman-Filter implementiert, welches eine robustere Lokalisierung mittels rekursiver Schätzung der Positionen und Orientierungen des Sensors erzielt.

Das vorgestellte System wurde zunächst simulativ in Kapitel 5 evaluiert. Hierbei wurden zu Beginn verschiedene Spulenanordnungen miteinander verglichen und auch der Einfluss der initialen Schrittweite auf die Lokalisierungsgenauigkeit untersucht. Die gesammelten Erkenntnisse wurden für die weiteren Simulationen und auch Messungen verwendet. Im Anschluss wurden verschiedene Störparameter untersucht. Zum einen wurde der Einfluss des SNR auf die Lokalisierungsgenauigkeit betrachtet. Zum anderen wurden Störungen im Vorwärtsmodell, d.h. Abweichungen der Spulenpositionen, Spulenorientierungen und des Sensormodells der Simulation im Vergleich zum Vorwärtsmodell, untersucht. Die Ergebnisse basierten dabei auf simulierten, stationären Positions-/Orientierungspaaren. Daher wurde abschließend die Lokalisierungsgenauigkeit bei einer Bewegung mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten untersucht.

Abschließend wurde in Kapitel 6 der Messaufbau vorgestellt und verschiedene Messungen zur Evaluierung des Systems durchgeführt. Hierbei wurden sowohl 2D- als auch 3D-Messungen mit den Fluxgate-Magnetometern und den ME-Sensoren gemacht. Insgesamt war die Lokalisierungsgenauigkeit der Fluxgate-Magnetometer bei allen Messungen höher als die der ME-Sensoren. Nichtsdestotrotz konnte gezeigt werden, dass die ME-Sensoren sich prinzipiell zur magnetischen Lokalisierung eignen. Die mittlere Lokalisierungsgenauigkeit in 2D ergibt sich zu 1,13 cm in der Position und 8,72° in der Orientierung für ein Fluxgate-Magnetometer und 2,7 cm und 24,71° für einen ME-Sensor. Zusätzlich wurde der Dual-Mode-Betrieb untersucht. Da der untersuchte Sensor eine sehr schlechte Empfindlichkeit aufwies, konnte keine zufriedenstellende Lokalisierungsgenauigkeit erzielt werden. Grundsätzlich ist jedoch, wie bereits in [Spe19b] beschrieben, die Lokalisierung auch im Dual-Mode-Betrieb möglich. Prinzipiell ist in 3D die Lokalisierung

zung eines 3D-Sensorarrays genauer als die Lokalisierung eines einachsigen Sensors. Für ein 3D-Fluxgate-Magnetometer-Array ergeben sich mittlere Genauigkeiten von 2,72 cm in der Position und $30,96^\circ$ in der Orientierung. Das 3D-ME-Sensorarray konnte hier nicht wie gewünscht eine höhere Genauigkeit als der Einzelsensor erzielen. Dies lag insbesondere daran, dass die für das Vorwärtsmodell notwendige Bestimmung der Verkippungswinkel der Einzelsensoren noch nicht die gewünschte und benötigte Genauigkeit aufweist. Die Lokalisierungsgenauigkeit eines einachsigen ME-Sensors in 3D ergab sich hier zu 8,29 cm und $40,03^\circ$. Abschließend wurde als Anwendung die magnetische Lokalisierung eines Ultraschallkopfes mit Hilfe eines 3D-Fluxgate-Magnetometer-Arrays vorgestellt. Hierbei wurde deutlich, dass die magnetische Lokalisierung durch das Ultraschallgerät nicht beeinträchtigt wird.

7.2 Fazit und Ausblick

Das in dieser Doktorarbeit vorgestellte System zur magnetischen Lokalisierung ist sehr generisch gehalten und funktioniert dadurch prinzipiell mit jeglicher Art von magnetischen Sensoren. Insbesondere für Lokalisierungen in 2D ist das System sehr robust gegenüber verschiedenen Einflüssen wie bspw. Rauschen oder Fehlern im Vorwärtsmodell. Für eine Lokalisierung in 3D ist die Verwendung eines 3D-Sensors vorteilhaft, da hier genauere Ergebnisse erzielt werden können. Insgesamt kann das System erweitert werden und bspw. mit 3D-Spulen sowie 3D-Sensoren gearbeitet werden, um eine genauere Lokalisierung mit weniger Rechenlast zu ermöglichen [Hof22]. Allerdings ist das System dann nicht mehr so generisch, wie es im Rahmen dieser Arbeit beabsichtigt war, d.h. der Anwender ist auf die Nutzung eines bzw. mehrerer 3D-Sensoren angewiesen.

Zudem können weitere Algorithmen, wie beispielsweise Gradientenverfahren [Yan09] verwendet werden. Je nach verwendeter Schrittweite, anfänglicher Schätzung der Position und Orientierung oder auch Form der Kostenfunktion könnte hier jedoch nur ein lokales und nicht das globale Minimum gefunden werden. Daher wäre darauf aufbauend ein Partikelschwarmoptimierungsalgorithmus [Yan09; Ebe97] vorteilhaft, um das Minimum der Kostenfunktion zu finden. Auch beim Partikelschwarmoptimierungsalgorithmus soll das Minimum einer Kostenfunktion gefunden werden, nur das hier mehrere anfängliche Lösungen initialisiert und diese sogenannten Partikel durch den Suchraum bewegt werden [Ebe97]. Somit ist das Auffinden des globalen Minimums hier deutlich wahrscheinlicher. Zudem können weitere Algorithmen zur Lokalisierung des Sensors verwendet werden, wie beispielsweise der MUSIC-Algorithmus (Multiple signal classification-Algorithmus) [Sch86; Bai01], welcher die Sensoreingangsdaten mittels einer Singulärwertzerlegung in einen Signal- und einen Rauschunterraum aufteilt [Sch86]. Zudem wurden auch neuronale Netze zur magnetischen Lokalisierung verwendet [Sas22], wobei vielversprechende Ergebnisse in Echtzeit erzielt werden konnten. Werden sowohl 3D-Spulen als auch 3D-Sensoren verwendet, können weitere, recheneffizientere Algorithmen zur Lokalisierung verwendet

werden [Hof22; Hu12]. Für die Verwendung eines einachsigen Sensors sind diese jedoch weniger bis gar nicht geeignet.

Die erzielten Messergebnisse zeigen, dass die Lokalisierung mit ME-Sensoren prinzipiell möglich ist. Jedoch konnten im Rahmen dieser Arbeit höhere Lokalisierungsgenauigkeiten mit den Fluxgate-Magnetometern erzielt werden. Hier sollte im nächsten Schritt weiter untersucht werden, woran dieser Unterschied in den Lokalisierungsergebnissen liegt und wie die Lokalisierungsgenauigkeit mit den ME-Sensoren verbessert werden kann. Der Vorteil der ME-Sensoren gegenüber den Fluxgate-Magnetometern ist weiterhin die geringe Größe des magnetisch empfindlichen Elements. Durch die insgesamt geringe Größe der ME-Sensoren können diese bspw. in einem Ultraschallkopf integriert werden oder in einer Array-Anwendung dicht nebeneinander platziert werden, sodass eine Messung mit einer hohen Sensordichte durchgeführt werden kann.

In dieser Arbeit wurden nur ME-Sensoren verwendet, welche in direkter Detektion ausgelesen wurden. Diese Sensoren weisen eine sehr geringe Bandbreite auf [Spe21a; Elz22], wodurch hier ausschließlich ein TDMA-Ansatz verwendet werden konnte. Im nächsten Schritt sollten bspw. SAW-Sensoren [Kit18; Mey21] oder elektrisch modulierte Sensoren [Hay19] verwendet werden, da diese eine sehr viel höhere Bandbreite aufweisen. Dies ermöglicht die Verwendung eines FDMA- oder sogar eines CDMA-Verfahrens, wodurch die zeitliche Auflösung der Lokalisierung hier im Vergleich zur Nutzung des TDMA-Verfahrens deutlich verbessert werden kann.

Die Motivation hinter der Lokalisierung der ME-Sensoren war in dieser Arbeit hauptsächlich die Bereitstellung der Position und Orientierung des Sensors in Echtzeit für weitere Anwendungsprojekte. Als alleinstehende Lokalisierungsanwendung wurde in dieser Arbeit die Lokalisierung eines Ultraschallkopfes untersucht. Dieses Verfahren ist vielversprechend und sollte mit weiteren Arten der Lokalisierung (bspw. über die Ultraschallbilder) kombiniert werden, um eine noch höhere Genauigkeit der Lokalisierung zu erreichen.

Durch die in dieser Arbeit gesammelten Erkenntnisse lässt sich schließen, dass eine Lokalisierung mit ME-Sensoren mit einer für viele Anwendungsgebiete ausreichenden Genauigkeit grundsätzlich möglich und in vielen Anwendungsbereichen im Vergleich zu anderen Magnetfeldsensoren vorteilhaft ist. Nichtsdestotrotz gibt es noch einige Herausforderungen zu meistern, um eine höhere Genauigkeit und insbesondere eine Robustheit der ME-Sensoren in realen Messumgebungen zu erzielen.

Literaturverzeichnis

Publikationen mit Eigenbeteiligung

- [Bal21] C. Bald und G. Schmidt. “Processing Chain for Localization of Magnetoelectric Sensors in Real Time”. In: *Sensors* 21.16 (2021). DOI: 10.3390/s21165675 (siehe S. 18, 38, 41, 53, 54, 85).
- [Bal22] C. Bald, R. Bergholz und G. Schmidt. “Automatic Localization of an Ultrasound Probe with the Help of Magnetic Sensors”. In: *Current Directions in Biomedical Engineering* 8.2 (2022), S. 317–320. DOI: 10.1515/cdbme-2022-1081 (siehe S. 38, 109, 110).
- [Elz22] E. Elzenheimer, C. Bald, E. Engelhardt, J. Hoffmann, P. Hayes, J. Arbustini, A. Bahr, E. Quandt, M. Höft und G. Schmidt. “Quantitative Evaluation for Magnetoelectric Sensor Systems in Biomagnetic Diagnostics”. In: *Sensors* 22.3 (2022), S. 1–28. DOI: 10.3390/s22031018 (siehe S. 10, 11, 50, 102, 118).
- [Hof21] J. Hoffmann, E. Elzenheimer, C. Bald, C. Hansen, W. Maetzler und G. Schmidt. “Active magnetoelectric motion sensing: Examining performance metrics with an experimental setup”. In: *Sensors* 21.23 (2021), S. 1–16. DOI: 10.3390/s21238000 (siehe S. 97).
- [Ree17b] J. Reermann, C. Bald, S. Salzer, P. Durdaut, A. Piorra, D. Meyners, E. Quandt, M. Höft und G. Schmidt. “Comparison of reference sensors for noise cancellation of magnetoelectric sensors”. In: *Proceedings of IEEE Sensors* (2017), S. 12–14. DOI: 10.1109/ICSENS.2016.7808758 (siehe S. 28).
- [Spe21a] B. Spetzler, C. Bald, P. Durdaut, J. Reermann, C. Kirchhof, A. Teplyuk, D. Meyners, E. Quandt, M. Höft, G. Schmidt und F. Faupel. “Exchange biased delta-E effect enables the detection of low frequency pT magnetic fields with simultaneous localization”. In: *Scientific Reports* 11.1 (2021), S. 1–14. DOI: 10.1038/s41598-021-84415-2 (siehe S. 7, 8, 11–15, 31, 38, 97, 99, 102, 118, VI).

Weitere Literatur

- [Alb11] M. Albach. *Elektrotechnik*. Pearson Deutschland, 2011, S. 632 (siehe S. 25).
- [Ang87] M. H. Ang und V. D. Tourassis. “Singularities of Euler and Roll-Pitch-Yaw Representations”. In: *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* AES-23.3 (1987), S. 317–324. DOI: 10.1109/TAES.1987.310828 (siehe S. 34).
- [Bai01] S. Baillet, J. C. Mosher und R. M. Leahy. “Electromagnetic brain mapping”. In: *IEEE Signal Processing Magazine* 18.6 (2001), S. 14–30. DOI: 10.1109/79.962275 (siehe S. 1, 32, 117).
- [Bao12] J. Bao, C. Hu, W. Lin und W. Wang. “On the magnetic field of a current coil and its localization”. In: *IEEE International Conference on Automation and Logistics, ICAL* August (2012), S. 573–577. DOI: 10.1109/ICAL.2012.6308143 (siehe S. 25).
- [Bar01] Y. Bar-Shalom, X.-R. Li und T. Kirubarajan. *Estimation with Applications to Tracking and Navigation*. 2001 (siehe S. 53–55).
- [Blu91] S. Blume. *Theorie elektromagnetischer Felder*. Dritte Auf. Hüthig Buch Verlag GmbH, 1991 (siehe S. 25).
- [DSS] DSS-Group. *Real-time Framework*. URL: <https://dss-kiel.de/index.php/research/realtime-framework> (besucht am 23.03.2023) (siehe S. XI).
- [Dum17] G. Dumphart, E. Slotke und A. Wittneben. “Robust near-field 3D localization of an unaligned single-coil agent using unobtrusive anchors”. In: *2017 IEEE 28th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)* (2017), S. 1–7. DOI: 10.1109/PIMRC.2017.8292363 (siehe S. 2, 3).
- [Dur17a] P. Durdaut, V. Penner, C. Kirchhof, E. Quandt, R. Knöchel und M. Höft. “Noise of a JFET Charge Amplifier for Piezoelectric Sensors”. In: *IEEE Sensors Journal* 17.22 (2017), S. 7364–7371. DOI: 10.1109/JSEN.2017.2759000 (siehe S. 7).
- [Dur17b] P. Durdaut, J. Reermann, S. Zabel, C. Kirchhof, E. Quandt, F. Faupel, G. Schmidt, R. Knöchel und M. Höft. “Modeling and Analysis of Noise Sources for Thin-Film Magnetolectric Sensors Based on the Delta-E Effect”. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 66.10 (2017), S. 2771–2779. DOI: 10.1109/TIM.2017.2709478 (siehe S. 28).
- [Dur17c] P. Durdaut, S. Salzer, J. Reermann, V. Röbisch, J. McCord, D. Meyners, E. Quandt, G. Schmidt, R. Knöchel und M. Höft. “Improved Magnetic Frequency Conversion Approach for Magnetolectric Sensors”. In: *IEEE Sensors Letters* 1.3 (2017), S. 1–4. DOI: 10.1109/LESENS.2017.2699559 (siehe S. 12).

- [Dur19] P. Durdaut. “Ausleseverfahren und Rauschmodellierung für magnetoelektrische und magnetoelastische Sensorsysteme”. Dissertation. Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2019 (siehe S. 6, 10, 11, 17, 19, 28, 41, 63, 74, 77).
- [Ebe97] R. Eberhart und J. K. Sixth. “A new optimizer using particle swarm theory”. In: *Proceedings of the IEEE Symposium on Micro Machine and Human Science, Nagoya, Japan* (1997), S. 39–43. DOI: 10.1109/MHS.1995.494215 (siehe S. 117).
- [Enz08] G. Enzner. “Analysis and optimal control of LMS-type adaptive filtering for continuous-azimuth acquisition of head related impulse responses”. In: *ICASSP, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - Proceedings* (2008), S. 393–396. DOI: 10.1109/ICASSP.2008.4517629 (siehe S. 18).
- [Fen05] R. Fenici, D. Brisinda und A. M. Meloni. “Clinical application of magnetocardiography”. In: *Expert Review of Molecular Diagnostics* 5.3 (2005), S. 291–313. DOI: 10.1586/14737159.5.3.291 (siehe S. 1).
- [Fie05] M. Fiebig. “Revival of the magnetoelectric effect”. In: *Journal of Physics D: Applied Physics* 38.8 (2005). DOI: 10.1088/0022-3727/38/8/R01 (siehe S. 5).
- [Fri22] R. M. Friedrich und F. Faupel. “Adaptive Model for Magnetic Particle Mapping Using Magnetoelectric Sensors”. In: *Sensors* 22.3 (2022). DOI: 10.3390/s22030894 (siehe S. 30, 35).
- [Füh19] A. Führer, K. Heidemann und W. Nerreter. *Grundgebiete der Elektrotechnik 2 - Zeitabhängige Vorgänge*. 2019, S. 11–56, 264–289. DOI: 10.3139/9783446460935.010 (siehe S. 26–28).
- [Ge12] X. Ge, Y. Wang, N. Ding, X. Wu, Y. Wang und Z. Fang. “An electromagnetic tracking method using rotating orthogonal coils”. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 48.12 (2012), S. 4802–4810. DOI: 10.1109/TMAG.2012.2203917 (siehe S. 3).
- [Hän04] E. Hänsler und G. Schmidt. *Acoustic Echo and Noise Control Systems*. 2004, S. 77–79 (siehe S. 18, 24).
- [Hän97] E. Hänsler. *Statistische Signale*. Zweite Auf. Springer, 1997. DOI: 10.1007/978-3-642-97693-3 (siehe S. 22).
- [Hay19] P. Hayes, M. Jovičević Klug, S. Toxværd, P. Durdaut, V. Schell, A. Teplyuk, D. Burdin, A. Winkler, R. Weser, Y. Fetisov, M. Höft, R. Knöchel, J. McCord und E. Quandt. “Converse Magnetoelectric Composite Resonator for Sensing Small Magnetic Fields”. In: *Scientific Reports* 9.1 (2019), S. 1–10. DOI: 10.1038/s41598-019-52657-w (siehe S. 6, 7, 118).
- [Hay94] S. Haykin. *Communication Systems*. Dritte Auf. Wiley, 1994 (siehe S. 13).

- [Hof22] J. Hoffmann, C. Hansen, W. Maetzler und G. Schmidt. “A Concept for 6D Motion Sensing with Magnetoelectric Sensors”. In: *Current Directions in Biomedical Engineering* 8.2 (2022), S. 451–454. DOI: 10.1515/cdbme-2022-1115 (siehe S. 97, 117, 118).
- [Höh11] P. A. Höher. *Grundlagen der digitalen Informationsübertragung*. 2011. DOI: 10.1007/978-3-8348-9927-9 (siehe S. 22, 23, 41).
- [Hu05] C. Hu, M. Q. Meng und M. Mandal. “Efficient magnetic localization and orientation technique for capsule endoscopy”. In: *2005 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, IROS* (2005), S. 628–633. DOI: 10.1109/IROS.2005.1545490 (siehe S. 3).
- [Hu12] C. Hu, S. Song, X. Wang, M. Q. Meng und B. Li. “A novel positioning and orientation system based on three-axis magnetic coils”. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 48.7 (2012), S. 2211–2219. DOI: 10.1109/TMAG.2012.2188537 (siehe S. 3, 118).
- [Hün02] M. Hünnerbein. “Verbesserung der chirurgischen Therapieplanung gastrointestinaler Tumoren durch neue Techniken der Endosonographie und Staging-Laparoskopie”. Habilitationsschrift. 2002 (siehe S. 109).
- [IEE09] IEEE. “IEEE Standard for Inertial Systems Terminology”. In: *IEEE Std 1559-2009* (2009), S. 1–40. DOI: 10.1109/IEEESTD.2009.5226540 (siehe S. 33, 93).
- [Jah11] R. Jahns, R. Knöchel, H. Greve, E. Woltermann, E. Lage und E. Quandt. “Magnetoelectric sensors for biomagnetic measurements”. In: *MeMeA 2011 - 2011 IEEE International Symposium on Medical Measurements and Applications, Proceedings* (2011), S. 107–110. DOI: 10.1109/MeMeA.2011.5966676 (siehe S. 10, 41).
- [Jah13] R. Jahns, A. Piorra, E. Lage, C. Kirchhof, D. Meyners, J. L. Gugat, M. Krantz, M. Gerken, R. Knöchel und E. Quandt. “Giant magnetoelectric effect in thin-film composites”. In: *Journal of the American Ceramic Society* 96.6 (2013), S. 1673–1681. DOI: 10.1111/jace.12400 (siehe S. 17).
- [Jah14] R. Jahns, S. Zabel, S. Marauska, B. Gojdka, B. Wagner, R. Knöchel, R. Adlung und F. Faupel. “Microelectromechanical magnetic field sensor based on Δe effect”. In: *Applied Physics Letters* 105.5 (2014). DOI: 10.1063/1.4891540 (siehe S. 12).
- [Kit18] A. Kittmann, P. Durdaut, S. Zabel, J. Reermann, J. Schmalz, B. Spetzler, D. Meyners, N. X. Sun, J. McCord, M. Gerken, G. Schmidt, M. Höft, R. Knöchel, F. Faupel und E. Quandt. “Wide Band Low Noise Love Wave Magnetic Field Sensor System”. In: *Scientific Reports* 8.1 (2018), S. 1–10. DOI: 10.1038/s41598-017-18441-4 (siehe S. 6, 7, 118).

- [Lab21] O. Lab. *Technical data sheet, Bode 100, Revision 2*. 2021 (siehe S. 28).
- [Lag12] E. Lage, C. Kirchhof, V. Hrkac, L. Kienle, R. Jahns, R. Knöchel, E. Quandt und D. Meyners. “Exchange biasing of magnetoelectric composites”. In: *Nature Materials* 11.6 (2012), S. 523–529. DOI: 10.1038/nmat3306 (siehe S. 8).
- [Lag13] E. Lage, F. Woltering, E. Quandt und D. Meyners. “Exchange biased magnetoelectric composites for vector field magnetometers”. In: *Journal of Applied Physics* 113.17 (2013), S. 1–4. DOI: 10.1063/1.4798791 (siehe S. 17).
- [Lce11] S. D. Lcev. “Time Division Multiple Access (TDMA) Applicable for Mobile Satellite Communications”. In: *2011 21st International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"* (2011), S. 365–367. DOI: 10.1007/978-3-319-91651-4_4 (siehe S. 23).
- [Leo97] D. F. Leotta, P. R. Detmer und R. W. Martin. “Performance of a miniature magnetic position sensor for three-dimensional ultrasound imaging”. In: *Ultrasound in Medicine and Biology* 23.4 (1997), S. 597–609. DOI: 10.1016/S0301-5629(97)00043-4 (siehe S. 109).
- [Mey21] J. M. Meyer, V. Schell, J. Su, S. Fichtner, E. Yarar, F. Niekil, T. Giese, A. Kittmann, L. Thormählen, V. Lebedev, S. Moench, A. Žukauskaitė, E. Quandt und F. Lofink. “Thin-film-based saw magnetic field sensors”. In: *Sensors* 21.24 (2021), S. 1–8. DOI: 10.3390/s21248166 (siehe S. 6, 118).
- [Mos17] A. Moschitta, A. De Angelis, M. Dionigi und P. Carbone. “Analysis of simultaneous 3D positioning and attitude estimation of a planar coil using inductive coupling”. In: *I2MTC 2017 - 2017 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference, Proceedings* (2017). DOI: 10.1109/I2MTC.2017.7969848 (siehe S. 2, 3, 25).
- [Nan08] C. W. Nan, M. I. Bichurin, S. Dong, D. Viehland und G. Srinivasan. “Multiferroic magnetoelectric composites: Historical perspective, status, and future directions”. In: *Journal of Applied Physics* 103.3 (2008). DOI: 10.1063/1.2836410 (siehe S. 5, 6).
- [NDI] NDI. *Aurora and 3D Guidance Electromagnetic Tracking*. URL: <https://www.ndigital.com/electromagnetic-tracking-technology> (besucht am 23.03.2023) (siehe S. 3).
- [Opp97] A. V. Oppenheim und A. S. Willsky. *Signals & Systems*. Zweite Auf. Prentice-Hall, Inc., 1997, S. 280, 611–613 (siehe S. 39).
- [Opt] Optitrack. *Optitrack Motion Capture System*. URL: <https://optitrack.com> (besucht am 23.03.2023) (siehe S. 85).
- [Özd20] M. Ö. Özden, A. Teplyuk, Ö. Gümüş, D. Meyners, M. Höft und M. Gerken. “Magnetoelectric cantilever sensors under inhomogeneous magnetic field excitation”. In: *AIP Advances* 10.2 (2020). DOI: 10.1063/1.5136239 (siehe S. 30).

- [Pai15] Y. Pailhas und Y. Petillot. “Wideband CDMA Waveforms for Large MIMO Sonar Systems”. In: *2015 Sensor Signal Processing for Defence, SSPD 2015 2* (2015), S. 8–11. DOI: 10.1109/SSPD.2015.7288528 (siehe S. 23).
- [Pap01] E. Paperno, I. Sasada und E. Leonovich. “A new method for magnetic position and orientation tracking”. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 37.4 I (2001), S. 1938–1940. DOI: 10.1109/20.951014 (siehe S. 3).
- [Pat12] K. Patel, U. Neelakantan, S. Gangele, J. G. Vacchani und N. M. Desai. “Linear frequency modulation waveform synthesis”. In: *2012 IEEE Students’ Conference on Electrical, Electronics and Computer Science: Innovation for Humanity, SCEECS 2012* (2012), S. 5–8. DOI: 10.1109/SCEECS.2012.6184744 (siehe S. 39).
- [Pfe18] C. Pfeiffer, L. M. Andersen, D. Lundqvist, M. Hämäläinen, J. F. Schneiderman und R. Oostenveld. “Localizing on-scalp MEG sensors using an array of magnetic dipole coils”. In: *PLoS ONE* 13.5 (2018), S. 1–21. DOI: 10.1371/journal.pone.0191111 (siehe S. 3, 68).
- [Pfe19] C. Pfeiffer, S. Ruffieux, L. M. Andersen, A. Kalabukhov, D. Winkler, R. Oostenveld, D. Lundqvist und J. F. Schneiderman. “Sensor localization using magnetic dipole-like coils: A method for highly accurate co-registration in on-scalp MEG”. In: *NeuroImage Preprint* (2019). DOI: 10.1016/661678 (siehe S. 50).
- [Pfe20] C. Pfeiffer, S. Ruffieux, L. M. Andersen, A. Kalabukhov, D. Winkler, R. Oostenveld, D. Lundqvist und J. F. Schneiderman. “On-scalp MEG sensor localization using magnetic dipole-like coils: A method for highly accurate co-registration”. In: *NeuroImage* 212.February (2020). DOI: 10.1016/j.neuroimage.2020.116686 (siehe S. 3, 32).
- [Pol] Polhemus. *Electromagnetic Tracking*. URL: <https://polhemus.com> (besucht am 23.03.2023) (siehe S. 3).
- [Pro96] J. G. Proakis und D. G. Manolakis. *Digital Signal Processing - Principles, Algorithms, and Applications*. Dritte Auf. 1996 (siehe S. 38).
- [Qua] Qualisys. *Qualisys Motion Capture System*. URL: <https://www.qualisys.com> (besucht am 23.03.2023) (siehe S. 85).
- [Qua05] E. Quandt, S. Stein und M. Wuttig. “Magnetic vector field sensor using magnetoelectric thin film composites”. In: *INTERMAG ASIA 2005: Digests of the IEEE International Magnetics Conference* 41.10 (2005), S. 484. DOI: 10.1109/intmag.2005.1463912 (siehe S. 17).
- [Ree16] J. Reermann, S. Zabel, C. Kirchhof, E. Quandt, F. Faupel und G. Schmidt. “Adaptive Readout Schemes for Thin-Film Magnetoelectric Sensors Based on the delta-E Effect”. In: *IEEE Sensors Journal* 16.12 (2016), S. 4891–4900. DOI: 10.1109/JSEN.2016.2553962 (siehe S. 13, 15).

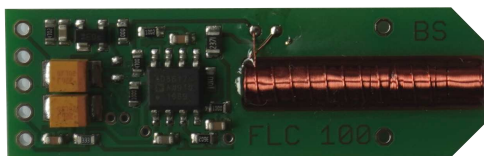
- [Ree17a] J. Reermann. “Signalverarbeitung für magnetoelektrische Sensorsysteme”. Dissertation. Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2017 (siehe S. 2, 6, 11–13, 41).
- [Ree19] J. Reermann, E. Elzenheimer und G. Schmidt. “Real-Time Biomagnetic Signal Processing for Uncooled Magnetometers in Cardiology”. In: *IEEE Sensors Journal* 19.11 (2019), S. 4237–4249. DOI: 10.1109/JSEN.2019.2893236 (siehe S. 1, 41).
- [RME] RME. *Bedienungsanleitung Fireface UFX+*. URL: https://www.rme-audio.de/downloads/fface%7B%5C_%7Dufxplus%7B%5C_%7Dd.pdf (besucht am 23.03.2023) (siehe S. 10, 21, 83).
- [Sal17] S. Salzer, P. Durdaut, V. Robisch, D. Meyners, E. Quandt, M. Höft und R. Knöchel. “Generalized Magnetic Frequency Conversion for Thin-Film Laminated Magnetolectric Sensors”. In: *IEEE Sensors Journal* 17.5 (2017), S. 1373–1383. DOI: 10.1109/JSEN.2016.2645707 (siehe S. 12).
- [Sas22] A. I. Sasaki. “Effectiveness of Artificial Neural Networks for Solving Inverse Problems in Magnetic Field-Based Localization”. In: *Sensors* 22.6 (2022). DOI: 10.3390/s22062240 (siehe S. 117).
- [Sch86] R. O. Schmidt. “Multiple emitter location and signal parameter estimation”. In: *Adaptive Antennas for Wireless Communications* 3 (1986), S. 190–194. DOI: 10.1109/9780470544075.ch2 (siehe S. 117).
- [Shi10] C. Y. Shih und P. J. Marrón. “COLA: Complexity-reduced trilateration approach for 3D localization in wireless sensor networks”. In: *Proceedings - 4th International Conference on Sensor Technologies and Applications, SENSORCOMM 2010* 2 (2010), S. 24–32. DOI: 10.1109/SENSORCOMM.2010.11 (siehe S. 43, 44).
- [Shi19] Y. Shirai, K. Hirao, T. Shibuya, S. Okawa, Y. Hasegawa, Y. Adachi, K. Sekihara und S. Kawabata. “Magnetocardiography using a magnetoresistive sensor array”. In: *International Heart Journal* 60.1 (2019), S. 50–54. DOI: 10.1536/ihj.18-002 (siehe S. 2).
- [Sie] Siemens Healthineers. *Ultraschall*. URL: <https://www.siemens-healthineers.com/de/ultrasound> (besucht am 23.03.2023) (siehe S. 110).
- [Spa05] N. A. Spaldin und M. Fiebig. “The Renaissance of Magnetolectric Multiferroics”. In: *Science* 309.July (2005), S. 391–392. DOI: 10.1126/science.1113357 (siehe S. 5, 6).
- [Spe19a] B. Spetzler, C. Kirchhof, E. Quandt, J. McCord und F. Faupel. “Magnetic Sensitivity of Bending-Mode Delta-E-Effect Sensors”. In: *Physical Review Applied* 12.6 (2019), S. 1. DOI: 10.1103/PhysRevApplied.12.064036 (siehe S. 12).

- [Spe19b] B. Spetzler, C. Kirchhof, J. Reermann, P. Durdaut, M. Höft, G. Schmidt, E. Quandt und F. Faupel. “Influence of the quality factor on the signal to noise ratio of magnetoelectric sensors based on the delta-E effect”. In: *Applied Physics Letters* 114.18 (2019). DOI: 10.1063/1.5096001 (siehe S. 116).
- [Spe21b] B. Spetzler, E. V. Golubeva, R. M. Friedrich, S. Zabel, C. Kirchhof, D. Meyners, J. McCord und F. Faupel. “Magnetoelastic coupling and delta-e effect in magnetoelectric torsion mode resonators”. In: *Sensors* 21.6 (2021), S. 1–18. DOI: 10.3390/s21062022 (siehe S. 8).
- [Ste] Stefan Mayer Instruments. *Magnetfeldsensor FLC 100*. URL: <https://www.stefan-mayer.com/de/produkte/magnetometer-und-sensoren/magnetfeldsensor-flc-100.html> (besucht am 23.03.2023) (siehe S. 8, 23, 85, I, II).
- [Tum11] S. Tumanski. *Handbook of Magnetic Measurements*. Hrsg. von B. Jones und H. Huang. Bd. 121. 3050. CRC Press, 2011, S. 179–189. DOI: 10.1142/9789812831750_0007 (siehe S. I).
- [Tur60] G. L. Turin. “An Introduction to Matched Filters”. In: *IRE Transactions on Information Theory* 6.3 (1960), S. 311–329. DOI: 10.1109/TIT.1960.1057571 (siehe S. 41).
- [Wel67] P. D. Welch. “The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation of Power Spectra: A Method Based on Time Averaging Over Short, Modified Periodograms”. In: *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics* 15.2 (1967), S. 70–73. DOI: 10.1109/TAU.1967.1161901 (siehe S. 50).
- [Yan09] W. Yang, C. Hu, M. Q. Meng, S. Song und H. Dai. “A six-dimensional magnetic localization algorithm for a rectangular magnet objective based on a particle swarm optimizer”. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 45.8 (2009), S. 3092–3099. DOI: 10.1109/TMAG.2009.2019116 (siehe S. 117).
- [Zab16] S. Zabel, J. Reermann, S. Fichtner, C. Kirchhof, E. Quandt, B. Wagner, G. Schmidt und F. Faupel. “Multimode delta-E effect magnetic field sensors with adapted electrodes”. In: *Applied Physics Letters* 108.22 (2016). DOI: 10.1063/1.4952735 (siehe S. 12).
- [Zet18] R. Zetter, J. Iivanainen, M. Stenroos und L. Parkkonen. “Requirements for Coregistration Accuracy in On-Scalp MEG”. In: *Brain Topography* 31.6 (2018), S. 931–948. DOI: 10.1007/s10548-018-0656-5 (siehe S. 2).
- [Zhu22] K. Zhu und A. Kiourti. “A Review of Magnetic Field Emissions From the Human Body : Sources , Sensors , and Uses”. In: *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation* 3 (2022), S. 732–744. DOI: 10.1109/OJAP.2022.3186643 (siehe S. 1, 2, 102).

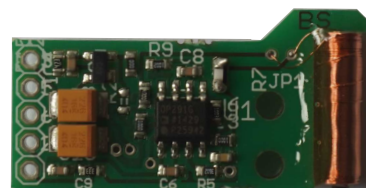
Anhang A

Fluxgate-Magnetometer

Die in dieser Arbeit vorgestellte Lokalisierung kann mit allen Arten von magnetischen Sensoren ausgeführt werden. Dazu müssen nur die Signale angepasst werden, die über die Spulen ausgesendet werden. Neben den magnetoelektrischen Sensoren wurden in dieser Arbeit Fluxgate-Magnetometer der Firma *Stefan Mayer Instruments* verwendet. Hierbei wurden die Sensoren *FLC-100* und die Sonderversion *FLC-100T* verwendet [Ste], die in Abbildung A.1 zu sehen sind.



(a) FLC-100.



(b) FLC-100T.

Abbildung A.1: *Verwendete Fluxgate-Sensoren FLC 100 und FLC 100T der Firma Stefan Mayer Instruments.*

Die grundsätzliche Funktionsweise eines Fluxgate-Magnetometers wird im Folgenden erläutert. Anschließend werden die verwendeten Sensoren charakterisiert sowie der Aufbau des 3D-Sensors vorgestellt.

A.1 Funktionsweise

Das grundsätzliche Prinzip eines Fluxgate-Magnetometers wird beispielsweise in [Tum11] erklärt. Ein Fluxgate-Magnetometer besteht aus einem ferromagnetischen Kern und einer Magnetisierungsspule. Dabei wird das nichtlineare Verhalten der Hystereseurve (Magnetisierungskurve) des ferromagnetischen Materials ausgenutzt. Dazu wird das ferromagnetische Material periodisch mit einem starken Magnetfeld gesättigt. Die gestörte Flussdichte besteht aufgrund der Symmetrie der Hystereseurve nur aus ungeraden Harmonischen.

Ist nun ein externes magnetisches Feld vorhanden, so entstehen auch gerade Harmonische im Ausgangssignal. Durch das Auslesen dieser Harmonischen (meistens die zweite Harmonische) kann das Feld am Sensor bestimmt werden.

A.2 Charakterisierung

Die hier verwendeten Sensoren haben eine Grenzfrequenz von 1 kHz und einen Umrechnungsfaktor von $50 \frac{\mu\text{T}}{\text{V}}$ [Ste]. Um eine möglichst exakte Lokalisierung zu gewährleisten müssen die Sensoren über einen gewissen Frequenzbereich charakterisiert werden. Außerdem sind Abweichungen zwischen den Sensoren von Interesse. In Abbildung A.2 sind die Empfindlichkeiten sowie die Phase von fünf Sensoren des Typs FLC 100 dargestellt.

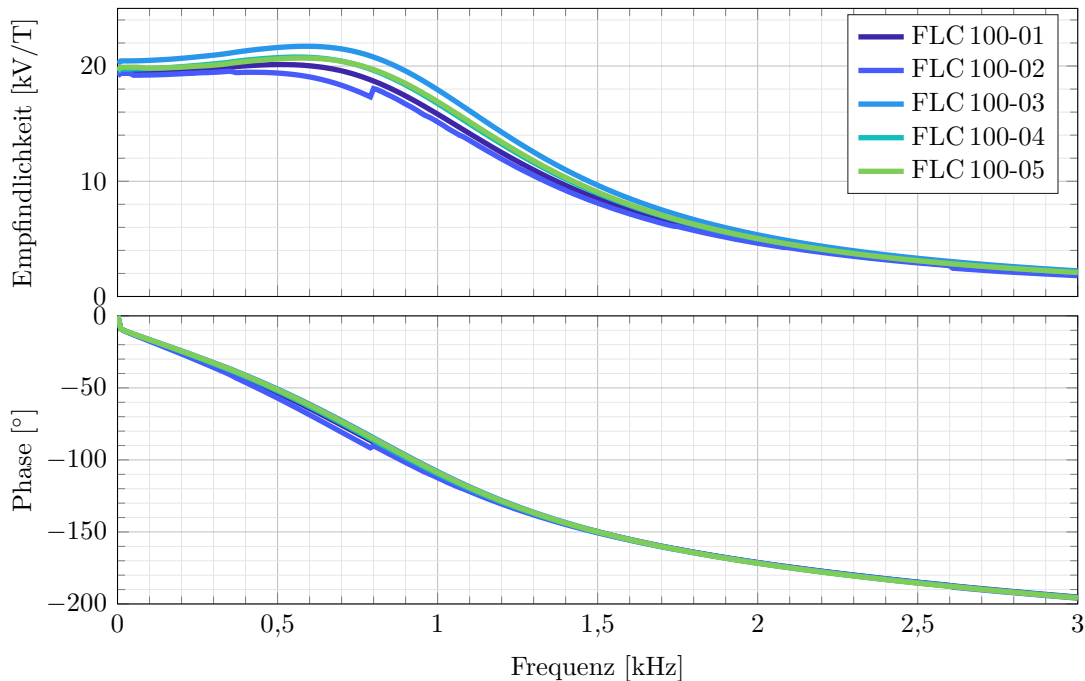


Abbildung A.2: Frequenzgänge der verwendeten Fluxgate-Magnetometer.

Da die Frequenzgänge der fünf exemplarisch charakterisierten Fluxgate-Magnetometer alle ungefähr gleich sind, kann ein exemplarischer Frequenzgang gewählt werden, um den Entzerrer zu erstellen.

A.3 3D-Sensor

Neben der Lokalisierung eines einachsigen Fluxgate-Sensors, wurde ebenfalls ein 3D-Fluxgate-Sensorarray lokalisiert. Um die genauen Abstände der Sensoren zueinander zu kennen, wurde der 3D-Sensor aus drei einachsigen Fluxgate-Magnetometern zusammengesetzt. Hierzu wurden zwei Fluxgate-Magnetometer der Art FLC 100-T (x- und z-Sensor)

und ein Fluxgate-Magnetometer der Art FLC 100 (y-Sensor) in einer 3D-gedruckten Sensorhalterung platziert. Das 3D-Modell der Sensorhalterung sowie der daraus resultierende 3D-Sensor (jeweils ohne Deckel) sind in Abbildung A.3 dargestellt.

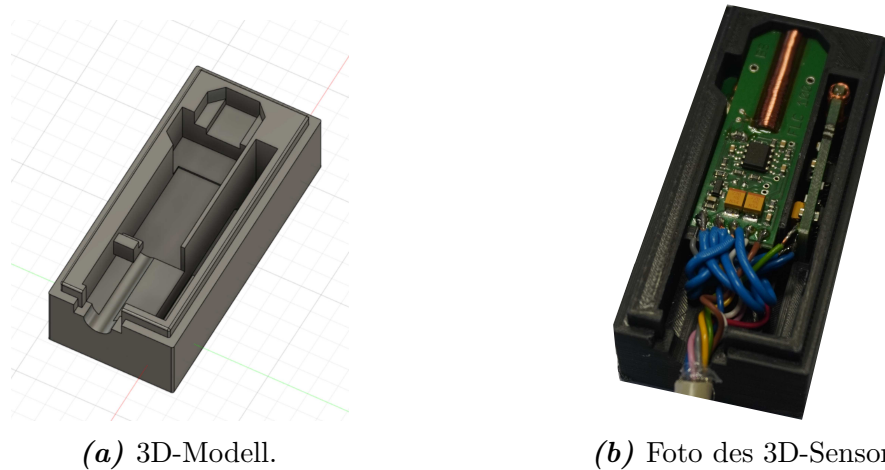


Abbildung A.3: Halterung für den 3D-Fluxgate-Sensor, welcher aus drei einzelnen Fluxgate-Magnetometern (FLC 100 und FLC 100-T) zusammengesetzt ist.

Das magnetisch empfindliche Element der Sensoren kann nicht für alle drei einzelnen Sensoren auf dem gleichen Referenzpunkt liegen. Daher sind in Tabelle A.1 die Abstände und Orientierungen der einzelnen Sensoren zum Referenzpunkt zusammengefasst. Der Referenzpunkt ist in dieser Arbeit die Mitte der unteren, vorderen Kante der Halterung.

Tabelle A.1: Abstände und Winkel zwischen Referenzpunkt und magnetisch empfindlichen Elemente der drei einzelnen Fluxgate-Magnetometer des 3D-Sensors.

Sensor	$\vec{r}_{A,Sen,l}$ [cm]			$\vec{\Theta}_{A,Sen,l}$ [°]		
	x	y	z	φ	θ	ψ
x	-1,6	0	1,1	0	0	-90
y	-1,6	0	1,6	0	0	0
z	-1,6	-1,1	1,35	0	-90	0

Anhang B

Charakterisierung der ME-Sensoren

In dieser Arbeit wurden mehrere Sensoren desselben Typs von ME-Sensor verwendet. Zur Lokalisierung wurden die Sensoren in direkter Detektion betrieben (vgl. Kapitel 2.3.1). Der ΔE -Effekt (vgl. Kapitel 2.3.2) würde sich prinzipiell auch zur Lokalisierung eignen. Da dieser jedoch in der ersten Biegemode ebenfalls eine sehr geringe Bandbreite aufweist, bringt dieser im Vergleich zur direkten Detektion keine Vorteile. Daher wird in dieser Arbeit auf eine Lokalisierung mit Hilfe des ΔE -Effektes verzichtet. Dafür kann der Sensor in der zweiten Mode im ΔE -Effekt betrieben werden, um hiermit ein niederfrequentes Nutzsignal zu messen, während gleichzeitig in der ersten Mode mit Hilfe der direkten Detektion lokalisiert wird (Dual-Mode-Betrieb, vgl. Kapitel 2.3.3).

In Kapitel 2.3 wurde ausschließlich der Sensor B2 in direkter Detektion und im ΔE -Betrieb (erste Mode) charakterisiert. Im Folgenden werden die restlichen zur Verfügung stehenden Sensoren in der direkten Detektion und der Sensor B4 im ΔE -Betrieb in der zweiten Mode charakterisiert.

Abschließend wird der verwendete 3D-ME-Sensor kurz vorgestellt und die wichtigsten Charakterisierungsmerkmale, welche für die Lokalisierung von Bedeutung sind, erläutert.

B.1 Direkte Detektion

Insgesamt wurden sechs Sensoren derselben Charge charakterisiert, welche für die Lokalisierung in direkter Detektion in Frage kommen. Die entsprechenden Amplituden- und Phasengänge sind in Abbildung B.1 dargestellt.

Die Resonanzfrequenzen f_r sowie die zugehörigen -3 dB- und -6 dB-Bandbreiten, $bw_{-3\text{ dB}}$ und $bw_{-6\text{ dB}}$, die Empfindlichkeit in Resonanz $S_{\text{me}}(f_r)$ sowie das Detektionslimit (in Resonanz) LOD sind in Tabelle B.1 zusammengefasst.

Der Sensor B2 weist die höchste Empfindlichkeit und eines der niedrigsten Detektionslimits auf und wird in dieser Arbeit beispielhaft für die Einzelsensorlokalisierung verwendet. Für die Dual-Mode-Messungen wird der Sensor B4 verwendet, da hier beide Elektroden kontaktiert sind.

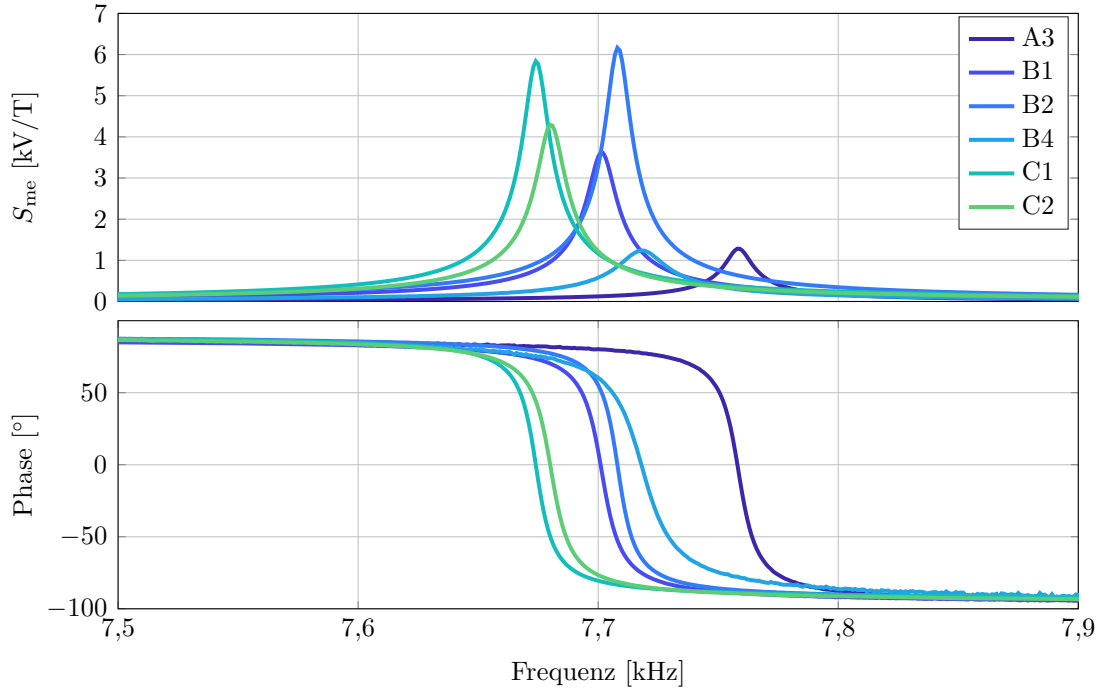


Abbildung B.1: Frequenzgänge der verwendeten ME-Sensoren in direkter Detektion bei $b_{bias} = 0$ T.

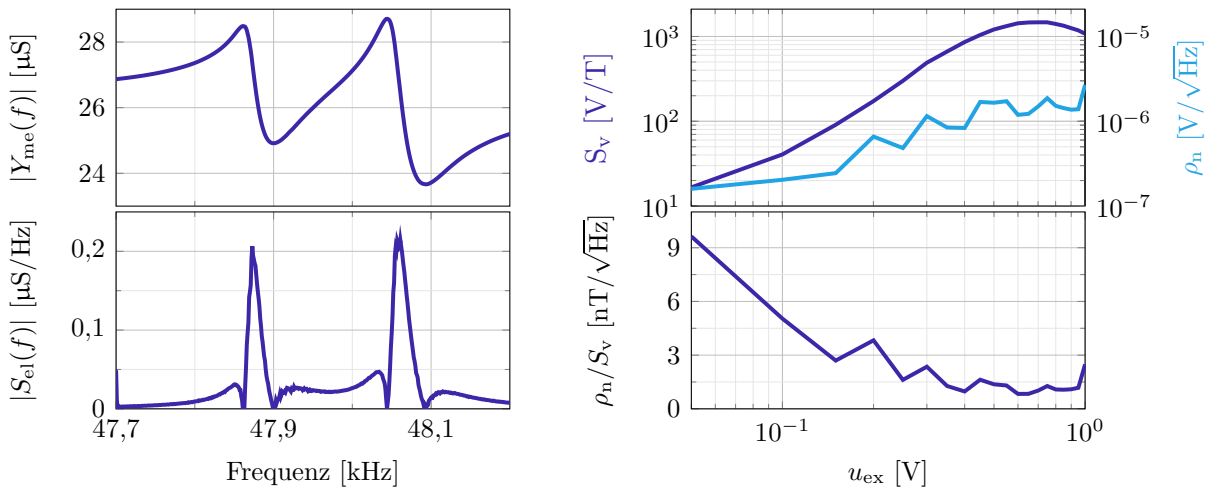
Tabelle B.1: Resonanzfrequenzen, Empfindlichkeiten und Bandbreiten der hier verwendeten ME-Sensoren in direkter Detektion.

Sensor	f_r [Hz]	$S_{me}(f_r)$ [kV/T]	bw_{-3dB} [Hz]	bw_{-6dB} [Hz]	LOD [pT]
A3	7758	1,28	11,1	19,3	1003
B1	7701	3,61	11,8	20,4	218
B2	7708	6,16	10,4	17,9	243
B4	7718	1,24	19,2	33,5	613
C1	7674	5,84	10,5	18,2	260
C2	7681	4,29	11,6	20,2	303

B.2 ΔE -Effekt

In dieser Arbeit wird ausschließlich der Sensor B4 im Dual-Mode-Betrieb ausgelesen. Um den Sensor optimal auszulesen, ist im Folgenden die Charakterisierung des Sensors in der zweiten Mode beschrieben. Zunächst ist in Abbildung B.2(a) die Admittanz sowie die daraus abgeleitete elektrische Empfindlichkeit des Sensors bei höheren Frequenzen dargestellt.

Es ist ersichtlich, dass bei höheren Frequenzen zwei benachbarte Moden im Abstand von 188 Hz zueinander vorliegen. Dieses Verhalten wurde schon in [Spe21a] für einen anderen Sensor dieser Art und Charge beobachtet und im Detail beschrieben. Da der Sensor ein ähnliches Verhalten wie der in [Spe21a] beschriebene Sensor aufweist, lässt sich dar-

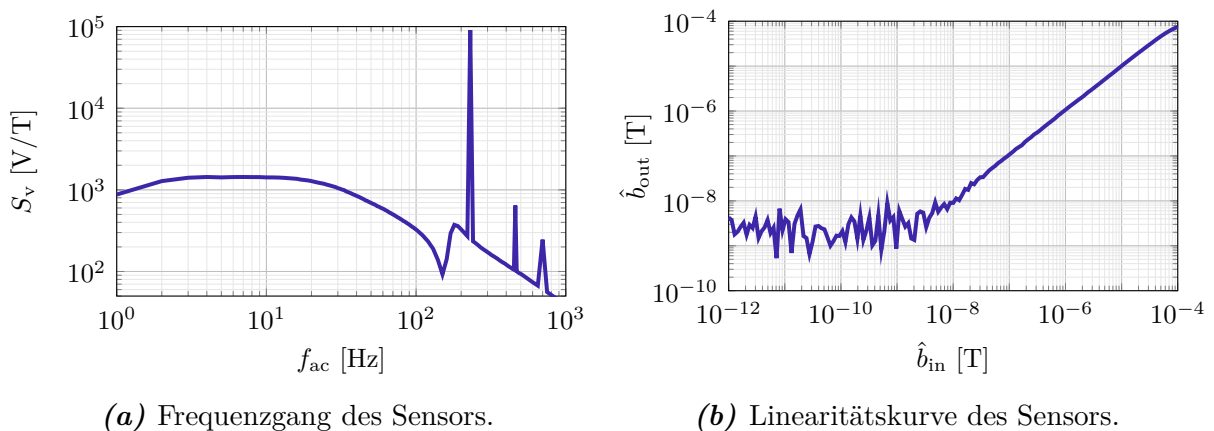


(a) Bestimmung der Anregungsfrequenz. (b) Bestimmung der Anregungsamplitude.

Abbildung B.2: Bestimmung der optimalen Parameter zum Auslesen des Sensors B_4 im ΔE -Betrieb in der zweiten bzw. dritten Resonanzmode.

auf schließen, dass es sich bei einer der Moden um die erste Torsionsmode des Sensors und bei der anderen Mode um die zweite Biegemode (BM2) des Sensors handelt. Da die zweite der Moden, d.h. insgesamt die dritte Resonanzmode (RM3) die höhere elektrische Empfindlichkeit aufweist, wird diese Mode für den ΔE -Betrieb genutzt. Auch hier wurde die Spannungsempfindlichkeit für ein Nutzsignal von 10 Hz sowie die Rauschdichte bestimmt. Die optimale Anregungsamplitude ergibt sich in der dritten Resonanzmode zu $u_{\text{ex}} = 650$ mV.

Schließlich soll auch hier der Frequenzgang des Sensors sowie das Detektionslimit bestimmt werden. Beide Kurven sind in Abbildung B.3 dargestellt.



(a) Frequenzgang des Sensors.

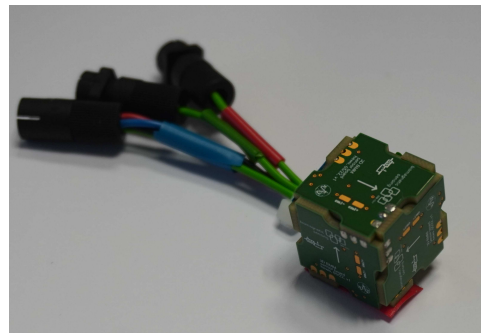
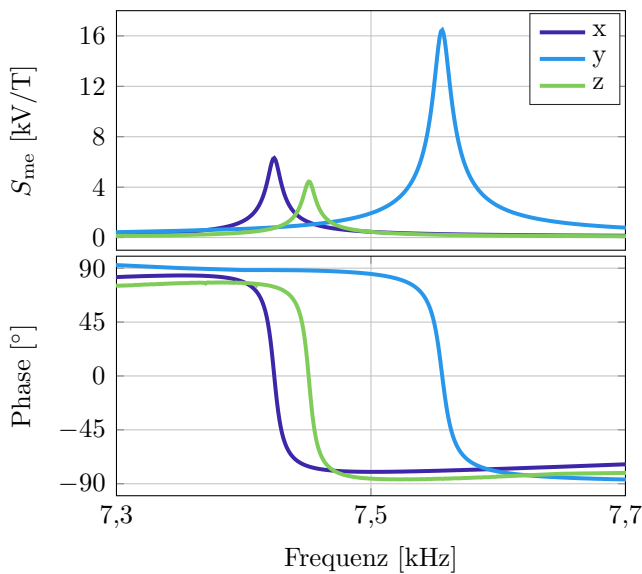
(b) Linearitätskurve des Sensors.

Abbildung B.3: Frequenzgang und Linearitätskurve des Sensors B_4 in der dritten Resonanzmode im ΔE -Betrieb.

Die Bandbreite des Sensors beläuft sich auf $bw_{-3\text{dB}} = 56,5\text{ Hz}$. Die Ausschläge bei 230 Hz, 460 Hz und 700 Hz sind auf externe Störungen im Sensorsignal zurückzuführen. Das Detektionslimit für ein 10 Hz Nutzsignal liegt bei 3,12 nT.

B.3 3D-Sensor

Zur Überprüfung der 3D-Lokalisierungsgenauigkeit wurde ein 3D-ME-Sensorarray verwendet. Die Sensoren wurden von Hanna Lewitz (SFB 1261, Projekt Z1) gefertigt. Die Sensoren haben einen anderen Schichtaufbau als die in Kapitel 2.2 vorgestellten Sensoren. Die entsprechende Ausleseelektronik (Verstärker, Platinenwürfel) wurde von Henrik Wolfram (SFB 1261, Projekt B1) entwickelt und aufgebaut. Die restliche Ausleseelektronik (Auslesebox, Zuleitung) wurde von Johannes Hoffmann (SFB 1261, Projekt B9) aufgebaut. Die Frequenzgänge der verwendeten Sensoren sind in Abbildung B.4(a) dargestellt. Ein Foto des erstellten 3D-Sensors ist in Abbildung B.4(b) zu sehen.



(a) Frequenzgänge der einzelnen ME-Sensoren.

(b) Foto des 3D-Sensors.

Abbildung B.4: Frequenzgänge und Foto des 3D-ME-Sensorarrays.

Deutlich zu erkennen ist, dass die Resonanzfrequenzen der Sensoren relativ weit auseinander liegen. Dieser Unterschied ist zu groß (durch die geringe Bandbreite), um nur einen Kosinus bei einer Resonanzfrequenz auszusenden. Daher werden drei überlagerte Kosinus-Signale bei den drei Resonanzfrequenzen ausgesendet, sodass jeder Sensor zumindest eins der Kosinus-Signale aufnehmen kann. Die Entzerrung erfolgt wie in Kapitel 4.1.2 beschrieben.

Die Abstände und Winkel der einzelnen Sensorelemente zum Sensorreferenzpunkt (die vordere, mittlere, untere Kante des Würfels) sind in Tabelle B.2 zusammengefasst. Die

Orientierung gibt dabei die Orientierung der magnetisch empfindlichen Achse des Sensors an.

Tabelle B.2: Abstände und Winkel zwischen Referenzpunkt und magnetisch empfindlicher Elemente der drei einzelnen ME-Sensoren des 3D-Sensors.

Sensor	$\vec{r}_{A,Sen,l}$ [cm]			$\vec{\Theta}_{A,Sen,l}$ [°]		
	x	y	z	φ	θ	ψ
x	-0,9	0,74	0,9	0	-23,59	0
y	-0,9	0	1,64	0	0	100,03
z	-0,16	0	0,9	0	-21,81	-90

Anhang C

Kiel Real-time Application Toolkit

Diese Arbeit ist im Echtzeitrahmenwerk KiRAT (Kiel Real-time Application Toolkit) [DSS] des Lehrstuhls für *Digitale Signalverarbeitung und Systemtheorie* der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel umgesetzt worden. KiRAT teilt sich in den algorithmischen Kern und die graphische Benutzeroberfläche. Der algorithmische Kern beinhaltet die Algorithmen, die für die Signalverarbeitung in Echtzeit benötigt werden, und ist in ANSI-C geschrieben. Daher kann KiRAT plattformunabhängig, d.h. z.B. ebenfalls auf einem Mikrocontroller, eingesetzt werden. Die graphische Benutzeroberfläche bietet verschiedene Kontroll- und Einstellmöglichkeiten, die zur Laufzeit vorgenommen werden können. Des Weiteren können hierdurch die Signale und Ergebnisse der Verarbeitung dargestellt werden. Sie ist exemplarisch in Abbildung C.1 dargestellt. Zu sehen ist hier das Untermodul der Positions- und Orientierungsschätzung. Da in diesem Fall ein 3D-Fluxgate-Magnetometer-Array lokalisiert wurde, sind die Module *Gewichtung* und *Trilateration* aktiviert. Unten rechts im Bild ist der Ausgang des signalangepassten Filters für Kanal bzw. Spule 1 zu sehen.

Zusätzlich kann modulabhängig eine weitere Benutzeroberfläche dazugeschaltet werden. Diese ist insbesondere für den Anwender nützlich, da sie einen guten Überblick über die Ergebnisse der untersuchten Anwendung bietet. Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Benutzeroberfläche ist in Abbildung C.2 dargestellt. Hierbei wird die geschätzte Position des Sensors bzw. Sensorarrays graphisch dargestellt. Ebenso kann die Trajektorie (d.h. die zuvor geschätzten Positionen) angezeigt und Einstellungen in der Lokalisierung zur Laufzeit vorgenommen werden.

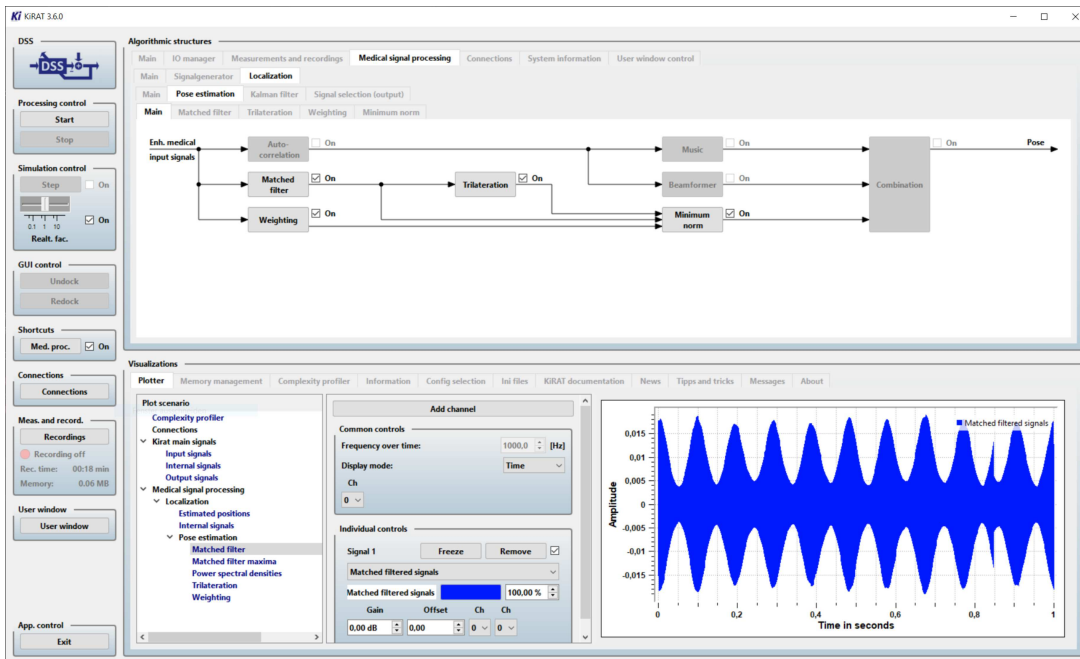


Abbildung C.1: Graphische Benutzeroberfläche von KiRAT. Diese Ansicht ist primär für den Entwickler gedacht und zeigt die Gesamtstruktur von KiRAT. Einzelne Parameter können zur Laufzeit umgestellt oder ganze Module aktiviert oder deaktiviert werden.

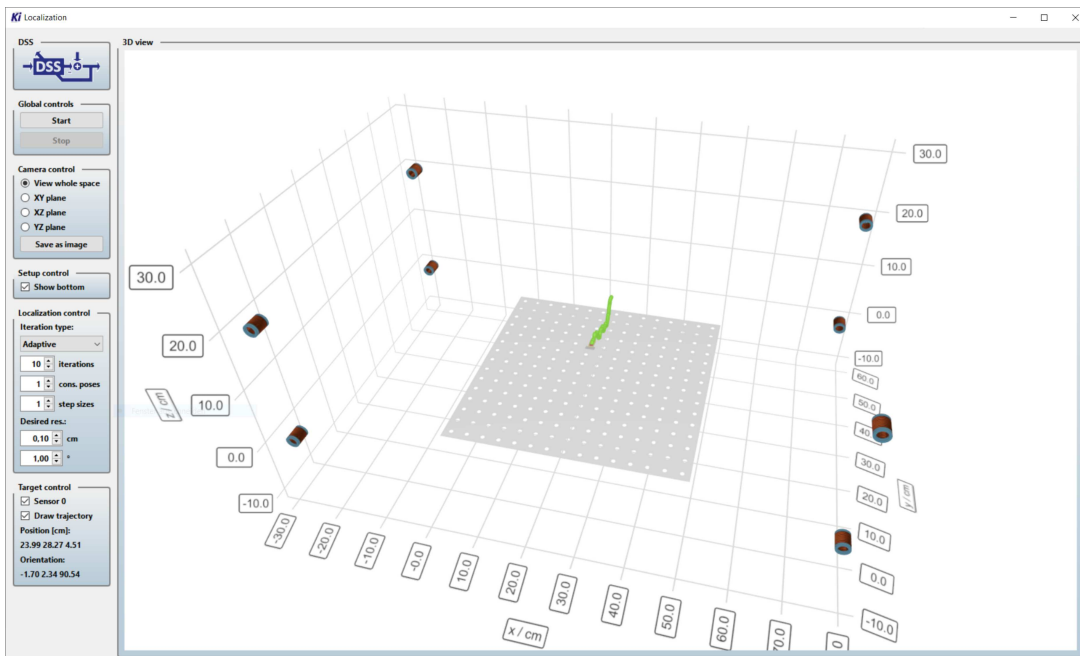


Abbildung C.2: Zusätzliche graphische Benutzeroberfläche von KiRAT. Diese Ansicht ist auf den Anwender zugeschnitten. Hier ist beispielsweise eine Nachbildung des Lokalisierungsaufbaus sowie die geschätzte Position und Orientierung des Sensors bzw. der Sensoren zu sehen.