

Präzise Fahrzeugpositionierung durch Entzerrung der gepulsten magnetischen Flussdichteverteilung einer Ladespule

Von der Fakultät Konstruktions-, Produktions- und Fahrzeugtechnik
der Universität Stuttgart
zur Erlangung der Würde eines Doktors
der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von

Dean Martinovic

aus Stuttgart

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. H.-C. Reuss

Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. B. Yang

Tag der mündlichen Prüfung: 01.06.2017

Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrwesen der
Universität Stuttgart

2017

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrwesen (IVK) der Universität Stuttgart. Die Grundlage dieser Arbeit bildete das vom Bundesministerium für Bildung und Forschung geförderte Projekt BIPoL^{plus}. Allen im Rahmen dieses Projekts beteiligten Entwicklern sowie den Personen beim Projektträger danke ich für die gute Zusammenarbeit.

Ganz herzlich möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Reuss für die Betreuung und den Rückhalt danken, insbesondere für die Ermöglichung des sehr interessanten Projekts BIPoL^{plus}. Herrn Prof. Dr.-Ing. Yang danke ich für die freundliche Übernahme des Mitberichts.

Meinen Kollegen am IVK und am Forschungsinstitut für Kraftfahrwesen und Fahrzeugmotoren Stuttgart (FKFS) möchte ich für das überaus freundschaftliche Arbeitsklima und die Hilfsbereitschaft danken. Insbesondere danke ich Maximilian Beer für seine fachliche und praktische Unterstützung während der gesamten Projektlaufzeit sowie Marc Stephan Krützfeldt und Raphael Pfeil für die Projektorganisation. Einen Dank möchte ich meinen Studenten Changlong Wu, Christoph Seifert und Valentin Hauser für ihre Kompetenz und ihr Engagement beim Prototypenbau aussprechen. Ein ganz besonderer Dank gilt Herrn Dr.-Ing. Michael Grimm, Leiter des Bereichs Kfz-Mechatronik/Elektronik, für seine Unterstützung und die angenehme Zusammenarbeit.

Tabellenverzeichnis

6.1	Messung für S_0 bei $T_U = 15^\circ\text{C}$, $\bar{B}_E = 51\ \mu\text{T}$, $\Delta I \approx 8,15\ \text{A}$. . .	88
6.2	Messung für S_0 bei $T_U = 15^\circ\text{C}$, $\bar{B}_E = 51\ \mu\text{T}$, $\Delta I \approx 4,25\ \text{A}$. . .	88
6.3	Messung für Wankwinkel $\beta = 5^\circ$. $\Delta I = 8,15\ \text{A}$, $\alpha = \gamma = 0^\circ$. . .	96
6.4	Messung für S_0 . $\Delta I = 8,3\ \text{A}$, $\alpha = \beta = \gamma = 0^\circ$	98
8.1	Ergebnisse der ANOVA Analyse.	111

Abbildungsverzeichnis

3.1	Magnetfeld eines stromdurchflossenen Leiters.	22
3.2	Ausbreitung des Magnetfelds in unterschiedlichen Medien. . .	23
3.3	Verzerrung der magnetischen Flussdichteverteilung.	24
3.4	Nicht-linearer Zusammenhang zwischen B und H	24
3.5	Hystereseschleifen eines ferromagnetischen Stoffs.	25
3.6	Hystereseformen.	25
3.7	Veranschaulichung der Biot-Savart'schen Formel.	26
3.8	Zeitlich veränderliches B-Feld induziert ein elektrisches Wir- belfeld.	27
3.9	Durchflutung eines Weges C	29
3.10	Magnetischer Fluss in einem Eisenring.	30
3.11	Serienschaltung von magnetischen Widerständen.	31
4.1	Ersatzschaltbild LS - Fahrzeug.	35
4.2	Ausgangspunkt für die Positionsberechnung.	36
4.3	3D-Anzeige im Cockpit.	37
4.4	Vertikale magnetische Flussdichteverteilung B_z	39
4.5	Magnetisches Pulssignal.	41
4.6	Aufbau der Signalelektronik.	42
4.7	Spule zur Führung des Pulsstroms.	43
4.8	Aufbau der Messtechnik im EF.	44
5.1	Aufgezeichnetes magnetisches Pulssignal.	47
5.2	Detektion der stationären Abtastwerte.	48
5.3	Filterung der ausgewählten Abtastwerte.	49
5.4	Filterung der Abtastwerte in 3 m Entfernung.	51
5.5	Filterung während einer Bewegung des MR Sensors.	51
5.6	Ermittlung der Sensordistanz.	52
5.7	Überlagerte Störgrößen im magnetischen Pulssignal.	53
5.8	Ermittlung der Pulsflankenlänge.	53
5.9	Reduktion der Schwankungen.	54
5.10	Position der MR Sensoren.	55

5.11	Versuchsaufbau.	55
5.12	Sprungantworten des Übertragers.	56
5.13	Magn. Pulssignal mit überlagerten Störgrößen aus dem EF.	57
5.14	Ermittelte Distanz ohne GF.	58
5.15	Ermittelte Distanz mit GF.	58
5.16	Störungen des Antriebs im magnetischen Pulssignal.	59
5.17	Störungen des Antriebs in der ermittelten Distanz.	59
5.18	Störungen der Servolenkung im magnetischen Pulssignal.	60
5.19	Störungen der Servolenkung in der ermittelten Distanz.	60
5.20	Magnetisches Pulssignal bei deaktivierter Servolenkung.	61
5.21	Ermittelte Distanz bei deaktivierter Servolenkung.	61
6.1	Verzerrung des Spulenfeldes.	64
6.2	Geschlossener Flusspfad.	65
6.3	Große Radien des Flusspfads für große Abstände.	67
6.4	Hypothetischer Verlauf von f	69
6.5	Versuchsprinzip zum Nachweis des Verlaufs von f	69
6.6	FEM-basierte Sichtbarmachung von f und V	70
6.7	Einfluss der Magnetisierung auf V_i	72
6.8	Hystereseprozess bei kleiner periodischer Anregung [53].	73
6.9	Kleine Hystereseschleife, die in \vec{S}_i wahrgenommen wird.	74
6.10	Abhängigkeit von V_i von der magnetischen Vorgeschichte.	76
6.11	Abhängigkeit der Verstärkung V_i von der Pulsamplitude ΔB_z	77
6.12	Ersatzschaltbild des magnetischen Kreises.	77
6.13	Entartung zur Isopermschleife infolge des Luftspalts.	79
6.14	Versuchsaufbau.	81
6.15	Anordnung von EF, Sensoren, Kamera und LS.	82
6.16	Aufbau zur Erfassung der Amplitude des Pulsstroms.	83
6.17	Linux-Konsole und Kamerabild auf dem Laptop.	83
6.18	V_0 für unterschiedliche Pulsamplituden ΔI	89
6.19	V_1 für unterschiedliche Pulsamplituden ΔI	90
6.20	Konstruktion der verzerrten Flussdichteverteilungen B_{zvi}	91
6.21	PS in der FKFS Ladestation.	92
6.22	Verzerrung für unterschiedliche Verdrehwinkel.	94
6.23	Verzerrung für unterschiedliche Wankwinkel.	94
6.24	Vergleich der theoretischen mit der wahren Flussdichteverteilung.	99
6.25	Theoretische Flussdichteverteilung für verschiedene Bodenhöhen.	99
7.1	Draufsicht und prinzipieller Aufbau einer DD-Spule.	102

7.2	Amplitude der pulsformigen Stromdichte im Oberkörper. . .	106
8.1	Boxplots für die unterschiedlichen Akzeptanzkategorien. . .	111

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	3
Kurzfassung	11
Abstract	13
1 Einleitung	15
1.1 Motivation und Zielstellung	15
1.2 Aufbau der Arbeit	16
2 Stand der Technik	18
3 Grundlagen	22
3.1 Eigenschaften magnetischer Felder	22
3.1.1 Die magnetische Flussdichte B	22
3.1.2 Stoffe im magnetischen Feld	23
3.1.3 Biot-Savart'sches Gesetz	26
3.1.4 Induktionsgesetz	27
3.1.5 Durchflutungsgesetz	28
3.2 Das Hopkinson'sche Gesetz	30
4 Konzept und Prototyp	32
4.1 Anforderungen an Positionierungssysteme	32
4.2 Konzept	34
4.2.1 Physikalische Vorteile gepulster Magnetfelder	34
4.2.2 Grundprinzip der Positionsberechnung	36
4.2.3 Berechnung der magnetischen Flussdichteverteilung	40
4.2.4 Differentielle Messung der magnetischen Flussdichte	40
4.3 Hardwareaufbau des Positionierungssystems	41
4.3.1 Primärteil	42
4.3.2 Sekundärteil	44
4.4 Herausforderungen	45

5	Messwerterfassung und Rauschunterdrückung	46
5.1	Ermittlung der Distanz	46
5.2	Test ohne Elektrofahrzeug	50
5.3	Test mit Elektrofahrzeug	54
5.3.1	Sprungantwort des Gesamtsystems	56
5.3.2	Die Algorithmen im Vergleich	57
5.3.3	Störungen des Antriebs	58
5.3.4	Störungen der Servolenkung	60
5.3.5	Positionierung ohne Servolenkung	61
5.4	Fazit	62
6	Entzerrung der magnetischen Flussdichteverteilung	63
6.1	Klassifizierung des Unterbodenmaterials	63
6.2	Form und Grad der Verzerrung	64
6.3	Einfluss der Magnetisierung	73
6.4	These der vorliegenden Arbeit	79
6.5	Experimenteller Nachweis der These	81
6.5.1	Messprinzip	82
6.5.2	Messablauf	84
6.5.3	Messergebnisse	87
6.6	Einfluss der Parameter	93
6.6.1	Einfluss des Verdrehwinkels	93
6.6.2	Einfluss von Wank- und Nickwinkel	94
6.6.3	Einfluss der Bodenhöhe	96
7	Interoperabilität und Sicherheit	100
7.1	Interoperabilität	100
7.1.1	Einfluss der Spulengeometrie	100
7.1.2	Einfluss des Ferrits	102
7.2	Sicherheit	104
7.2.1	Berechnungsprinzip und erste Erkenntnisse	104
7.2.2	Zusammenfassung	107
8	Benutzerakzeptanz von Ladeprozessen	108
8.1	Versuchsablauf	109
8.2	Messung der Prozessakzeptanz	110
8.3	Ergebnisse	110
9	Zusammenfassung und Ausblick	114

Abkürzungen und Formelzeichen 118

Literaturverzeichnis 125

Kurzfassung

Elektrofahrzeuge werden in Zukunft nicht mehr per Kabel, sondern mittels induktiver Ladesysteme mit Strom versorgt. Um eine hohe Ladeleistung sicher übertragen zu können, müssen die Spulen hinreichend genau übereinander positioniert werden, was für den Fahrer eine kaum lösbare Aufgabe darstellt. Das allgemeine Ziel der vorliegenden Arbeit ist es daher, eine neue Methode zu untersuchen, die ein gepulstes Magnetfeld der Ladespule zu dessen Ortung nutzt. Hierbei wird das magnetische Pulssignal durch den ferromagnetischen Unterboden des Elektrofahrzeugs verzerrt. Dieser verändert die Pulsamplitude entsprechend einer unbekannteren Abbildung, ohne deren Kenntnis eine präzise und eindeutige Positionierung nicht möglich ist. Die Herausforderung der vorliegenden Arbeit ist daher die Bestimmung dieser Abbildung samt ihrer Eigenschaften und Abhängigkeiten.

Theoretische Untersuchungen zeigen, dass die Abbildung allgemein vom nicht-deterministischen magnetischen Zustand des Unterbodenmaterials abhängt und dessen messtechnische Erfassung kaum möglich ist. Im weiteren Verlauf der Untersuchungen wird jedoch hergeleitet, dass die Ladespule, das Elektrofahrzeug und die umgebende Atmosphäre zusammen einen magnetischen Kreis bilden, der aufgrund der sehr hohen Reluktanz der Atmosphäre linear ist. Änderungen des magnetischen Zustands haben folglich keinen Einfluss auf die Abbildung. Diese ist somit reproduzierbar und kann messtechnisch einfach erfasst werden. Die These wird für unterschiedliche magnetische Zustände experimentell nachgewiesen. Weitere Untersuchungen gelten der Sicherheit. In diesem Zuge wird ein ideales magnetisches Trapezsignal als Modell genutzt, um zu einer groben Abschätzung für die Größe der induzierten Körperströme zu gelangen. Als nächstes wird ein vollständiger Prototyp basierend auf den Forschungsergebnissen entwickelt und in ein Versuchsfahrzeug integriert. Hierbei werden komplexe und schnelle Algorithmen zur Positionsberechnung und Rauschunterdrückung implementiert. Das Gesamtsystem wird anschließend erfolgreich getestet. Im letzten Schritt wird eine Studie mit 60 Probanden durchgeführt, um die Benutzerakzeptanz in Bezug auf die Ladeprozesse zu ermitteln. Das Ergebnis hierbei ist, dass

das Induktivladen mit der neuen Positionierungstechnik gegenüber dem kabelgebundenen Laden als deutlich komfortabler wahrgenommen wird und somit höher akzeptiert ist.

Die gefundenen Ergebnisse zeigen, dass mittels gepulster magnetischer Felder eine universelle, kostengünstige, sichere und präzise Positionierung von Elektrofahrzeugen möglich ist. Dies unterstreicht das Potential des neuen Positionierungsverfahrens eine Schlüsseltechnologie für die Elektromobilität zu werden.

Abstract

Electric vehicles for the future are charged not via cable anymore but via inductive charging systems. In order to provide safe energy transmission of high power levels, the coils have to be positioned as close as possible on top of each other, which is a difficult task for the driver. Thus, the overall aim of the underlying work is the research of a new method which uses a pulsed magnetic field of the charging coil for its detection. Thereby the magnetic pulse signal is distorted by the ferromagnetic underbody of the electric vehicle. The underbody changes the pulse amplitude according to an unknown transformation which must be determined in order to allow precise and unique vehicle positioning. Thus, the challenge of the underlying work is the determination of this transformation including all its properties and dependencies.

Theoretic investigations show, that the transformation in general depends on the non-deterministic magnetic state of the underbody's material and that it is almost impossible to capture metrologically. However, in the further research progress it is deduced that the charging coil, the electric vehicle and the surrounding atmosphere together form a magnetic circuit which is linear due to the very high reluctance of the atmosphere. Consequently, changes in the magnetic state have no influence on the transformation. This means that the transformation is reproducible and easily measurable. This thesis is confirmed for different magnetic states through experiments. Further investigations focus on the safety regarding magnetic field strength values. In this effect a model of an ideal magnetic trapez signal is applied, in order to perform a rough estimation concerning the induced current in the human body. Next, an entire prototype is developed based on the research results and integrated in a test vehicle. This includes the development of complex and fast algorithms for position calculation and noise suppression. Afterwards, the complete system is tested successfully. In the last step, a study with 60 subjects is conducted examining the user acceptance related to the charging processes. Hereby the result is that the inductive charging process including the new positioning method is perceived more comfortable

in comparison to the cable based charging process and thus, its acceptance is higher.

The found results show that with pulsed magnetic fields universal, cheap, safe and precise positioning of electric vehicles is possible. This underlines the potential of the new positioning system to become an enabling technology for e-mobility.

1 Einleitung

1.1 Motivation und Zielstellung

Durch den wachsenden Energiebedarf und der damit verbundenen Umweltbelastung rückt die globale Klimaerwärmung immer näher. Derzeit bemüht sich eine Vielzahl von Forschungseinrichtungen weltweit um die Entwicklung von umweltschonenden Wegen zur Energiegewinnung. Erneuerbare Energien halten immer größeren Einzug. Zu diesen zählen Wasserkraft, Windkraft, Solarenergie, Bioenergie sowie Geothermie. Den größten Anteil zur Energiegewinnung bilden jedoch die fossilen Brennstoffe, zu denen Braunkohle, Steinkohle, Torf, Erdgas und Erdöl gehören. Letzteres spielt dabei weltweit eine besondere Rolle, da es für den lebenswichtigen Verkehrssektor benötigt wird. Es wird als Treibstoff für Schiffe, landwirtschaftliche Nutzfahrzeuge und Verkehrsfahrzeuge genutzt. Dieser tägliche Verkehr verbraucht große Summen an Treibstoff und verursacht erhöhte Feinstaubwerte in Städten, die gesundheitsschädlich für die Bevölkerung sind. Diese Probleme förderten die Erforschung und Entwicklung des Elektrofahrzeugs (EF).

EF benötigen keinen Treibstoff und haben daher keine lokalen CO₂- und Schadstoffemissionen. Der vermehrte Einsatz von EF würde damit zu sauberer Luft in Städten führen. Aber nicht nur der Aspekt der Umwelt und der knappen Ressourcen spielt eine wichtige Rolle. EF steigern auch das Wohlbefinden, da bei ihnen keine unangenehmen Gerüche entstehen. Darüber hinaus wird jeder, der an einer stark befahrenen Straße wohnt, das EF zu schätzen wissen, denn es ist leise. Die Technik hat derzeit jedoch noch den Nachteil, dass die aus Kundensicht gewünschte Reichweite nicht hinreichend hoch ist. Der Forschungsschwerpunkt liegt daher aktuell in der Erhöhung der Energiedichte der eingesetzten Batterien. Ein weiteres Hindernis stellt die Ladezeit dar. Während ein Fahrzeug basierend auf einem Verbrennungsmotor in wenigen Minuten wieder vollgetankt ist, dauert das Laden eines EF bis zu mehreren Stunden. Man ist also gezwungen, seine Reiserouten und Ladezeiten sorgfältig zu planen, wodurch der Komfort und damit die

Akzeptanz von EF bei der Bevölkerung sehr niedrig sind. Die Anzahl der EF im Verkehr nimmt daher nur sehr langsam zu. Auf allen Ebenen wird folglich versucht, die betreffenden technischen Komponenten zu verbessern. Ein weiteres sehr wichtiges Kriterium für die Akzeptanz stellt der Ladeprozess dar, bei dem das EF per Kabel an eine Ladesäule angeschlossen werden muss. Das Kabel ist unhandlich und muss darüber hinaus immer mit transportiert werden. Bei Schnee oder Regen wird das Anschließen schließlich zu einer lästigen Aufgabe, insbesondere für ältere und behinderte Menschen oder für schwangere Frauen.

Aus diesem Grund wurden in den letzten Jahren berührungslose induktive Ladesysteme erforscht und entwickelt. Das Laden erfolgt hierbei über zwei Spulen nach dem Transformatorprinzip. Das sinusförmige Magnetfeld der Ladespule (LS) im Parkplatzboden induziert einen elektrischen Strom in der Fahrzeugspule (FS) am Unterboden des EF. Auf diese Weise kann Energie zur Batterie transportiert werden und es ist kein Kabel mehr notwendig. In diesem Zusammenhang entsteht jedoch eine neue Herausforderung. Um eine hohe Ladeleistung sicher und effizient zu übertragen, müssen die Spulen präzise übereinander platziert werden. Da diese jedoch relativ klein im Gegensatz zum EF sind, ist dies ohne technische Unterstützung für den Fahrer sehr schwierig. Die zuverlässige Positionierung von EF stellt immer noch ein ungelöstes Problem dar. Aktuelle bestehende Assistenzsysteme kommen mit den Wetterverhältnissen nicht zurecht, sind entweder zu ungenau, komplex und teuer oder sie halten die Sicherheitsbestimmungen nicht ein.

Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit ist daher die Erforschung und Konzipierung eines neuartigen magnetfeldbasierten Positionierungsverfahrens, welches die obigen Nachteile löst und zugleich den Komfort und die Akzeptanz induktiver Ladesysteme und damit die der EF signifikant steigert. Die Durchführung der Untersuchungen erfolgt im öffentlichen Projekt BIPoL^{plus}, das im Rahmen des Spitzenclusters „Elektromobilität Süd-West“ vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) gefördert wird.

1.2 Aufbau der Arbeit

Nachdem in den Kapiteln 2 und 3 der Stand der Technik und die theoretischen Grundlagen erläutert werden, folgt bis einschließlich Kapitel 5 eine Beschreibung des Konzepts und der damit verbundenen Algorithmen zur Messwerterfassung und Rauschunterdrückung. Kapitel 6 ist das Kernthema

der vorliegenden Arbeit und der Schlüssel zur Bewältigung der physikalischen Herausforderungen zugleich. Hierbei wird der Lösungsansatz zur Magnetfeldentzerrung theoretisch hergeleitet. Das Kapitel schließt mit dem experimentellen Nachweis der gefundenen Thesen ab. Anschließend werden bis einschließlich Kapitel 8 Aspekte der Sicherheit, Interoperabilität und Benutzerakzeptanz diskutiert. Das letzte Kapitel 9 schließt mit einem Fazit ab und erörtert weiteren Forschungsbedarf.

2 Stand der Technik

In den vergangenen Jahren wurde eine Vielzahl von Systemen zur Ortung von Objekten untersucht und prototypisch aufgebaut. Diese nutzen hierzu unterschiedliche physikalische Größen wie z. B. Schallwellen, elektromagnetische Wellen und magnetische Felder. Weiter kommen bildverarbeitende Kameras zum Einsatz, die der Fahrzeugführung oder der genauen Ausrichtung der Spulen dienen. Es existieren auch mechanische Systeme, bei denen sich die Spulen auf Schienen bewegen können und sich somit automatisch ausrichten. Oft werden die verschiedenen Techniken kombiniert.

In [27] wird eine mechanische Fangvorrichtung am Boden vorgestellt, die eine bewegliche Spule am Unterboden des Fahrzeugs in die richtige Position zwingt. Die Zusatzmechanik benötigt zusätzlichen Bauraum, der allgemein knapp ist. In [3] wird eine Vorrichtung am Boden vorgestellt, bei der beim Einrasten der Vorderräder gleichzeitig die LS so angehoben wird, dass sie die FS am Unterboden überdeckt. Ein Vorteil ist der geringe Luftspalt, wodurch Energie effizient übertragen werden kann. Der Ansatz ist jedoch stark von der Fahrzeuggeometrie abhängig. Mechanische Systeme als Lösung werden im Rahmen dieser Arbeit nicht betrachtet, da sie Stolperfallen für Personen darstellen und somit für öffentliche Parkplätze ungeeignet sind.

Eine weitere Methode ist das induktive Laden über das Nummernschild des Fahrzeugs [7], in dem eine Spule integriert ist. Der Fahrer kann zum Laden an die auf einer Wand montierte Spule einfach andocken. Bei dieser Methode ist der Luftspalt ebenfalls minimal. Das System ist jedoch nur bedingt für öffentliche Parkplätze geeignet, da wichtige Parkmodelle wie Hintereinanderparken ausgeschlossen werden.

Ein Positionierungssystem (PS) basierend auf akustischen Signalen ist nicht bekannt. Der Ansatz ist vermutlich nicht zuverlässig und robust gegenüber Störsignalen aus der Umgebung, wie z. B. von einem vorbeifahrenden Fahrzeug.

Systeme basierend auf elektromagnetischen Wellen eignen sich besser zur Lokalisierung. Solche sind RFID, WLAN und UWB Geräte. Ein RFID System

(radio-frequency identification) besteht aus einem oder mehreren Transpondern und Lesegeräten. Das gesuchte Objekt ist dabei von den Transpondern umgeben. Die Lesegeräte können dessen Position lokalisieren, indem sie die Zeit, die Signalstärke, den Einfallswinkel oder die Phase der von den Transpondern ausgesendeten elektromagnetischen Wellen messen. Die Systeme sind jedoch relativ groß, komplex und teuer wie das Verfahren in [2], bei dem die Richtung der Transponderwellen elektronisch geregelt wird. In [38] wird eine innovative holografische Methode zur Lokalisierung von Transpondern vorgestellt. Dabei müssen die Antennen der Transponder oder Lesegeräte jedoch beweglich ausgeführt werden. In [49] wird wieder auf die Phasenmessung zurückgegriffen. Eine Bewegung der Antennen ist nicht notwendig, da die Transponder als einheitliche lineare Matrix am Boden befestigt werden. Im Gegensatz zu den bisherigen Verfahren werden hier Genauigkeiten von 1 cm erzielt. Jedoch ist ein spezieller Kalibrierungsschritt notwendig, der von der Umgebung abhängig ist, was einen Nachteil für PS darstellt. Eine weiterführende Arbeit in [48] kommt ohne diesen Kalibrierungsschritt aus, jedoch auf Kosten der Genauigkeit. Diese beträgt nur noch 0,1 m. Die meisten Systeme erreichen Genauigkeiten zwischen 4 cm und 21 cm. Die Messungen beziehen sich dabei auf die Lokalisierung in Gebäuden. Im Rahmen der Fahrzeugpositionierung kann sich die Genauigkeit verschlechtern, da der metallische Unterboden des Fahrzeugs elektromagnetische Wellen stark reflektiert. Dieser Nachteil lässt sich nur mit einer größeren Anzahl an RFID Transpondern um die LS kompensieren, wie ein aktuell vorgestelltes Verfahren der fka (Forschungsgesellschaft Kraftfahrwesen Aachen) aufzeigt [6]. In diesem Fall werden 100 Transponder pro Quadratmeter genutzt, wodurch das Verfahren unpraktikabel wird. Auch der Ansatz einer mobilen LS - in der heimischen Garage - ist damit nicht mehr einfach umsetzbar. Trotz der hohen Anzahl an Transpondern wird hier eine maximale Genauigkeit von nur 5 cm erzielt. Ein PS mithilfe von WLAN (wireless local area network) Geräten ist nicht bekannt. Es existieren aber Verfahren für die Lokalisierung in Gebäuden, wie zum Beispiel das RADAR Projekt [5]. Die Positionsbestimmung ist ähnlich wie bei RFID Systemen. WLAN Geräte haben den Vorteil weit verbreitet und relativ günstig zu sein und bilden somit eine solide Infrastruktur. In der Praxis hingegen eignen sie sich jedoch nicht zur präzisen Positionierung von Fahrzeugen. Wegen der Mehrwegausbreitung von elektromagnetischen Wellen und der dämpfenden Wirkung von Hindernissen aus der Umgebung ist es kaum möglich, ein mathematisches Ausbreitungsmodell für die Wellen zu entwickeln [8]. Dieses ist extrem stark von der Beschaffenheit der Umgebung abhängig, die sich zudem zeitlich ändern kann. Ein Beispiel hierfür ist die Fluktuation von Fahrzeugen in einem öffentlichen

Parkplatz. Ein universelles PS auf WLAN Basis ist daher kaum möglich. Dies belegt auch eine aktuelle Studie der Universität Hamburg [26]. Trotz komplexer Kartographierung der Störungen einer Gebäudeumgebung werden unzureichende Ortungsgenauigkeiten zwischen 0,3 m und 3 m erzielt. Die UWB (ultra wide band) Technik nutzt im Gegensatz zu anderen Funktechniken statt einer sinusförmigen Trägerwelle Pulse der Dauer von weniger als 2 ns. Diese haben den physikalischen Vorteil, dass sie keinen Effekten wie Mehrwegausbreitung oder Dämpfung unterliegen. Beim Durchdringen von Hindernissen kommt es allerdings zur Laufzeitverzögerung des Signals, wodurch die Ortungsgenauigkeit reduziert wird. Die TU Darmstadt erreicht mit ihren UWB Prototypen Genauigkeiten von unter 10 cm, jedoch nur bei freier Sicht auf das gesuchte Ziel. Sind störende Objekte im Weg, sind nur noch Genauigkeiten von 11 cm bis 31 cm möglich [11]. Zwar ließe sich der Nachteil umgehen durch eine geschickte Anordnung der Antennen - beispielsweise im Dach des Fahrzeugs - jedoch existieren UWB Geräte für Ortungszwecke nur als Prototypen. Sie erfüllen damit nicht alle Anforderungen und sind teuer. Es besteht folglich ein größerer Entwicklungsbedarf.

Viele vorgestellte PS setzen auf optische Systeme zur Grobpositionierung. Hierbei erzeugt das sich nähernde Fahrzeug mithilfe von Lichtstrahlen Projektionen an einer Wand, an denen sich der Fahrer orientieren kann [23]. Alternativ werden Markierungen an der Wand [7] oder am Boden von Kameras ausgewertet [41],[6], um eine Trajektorie des Fahrzeugs zu berechnen. Alle Varianten haben allerdings den Nachteil, dass sie auf gute Sichteigenschaften angewiesen sind. Verdeckungen, Wettereinflüsse und Verschmutzungen können die Lokalisierungsgüte reduzieren [6].

Ein interessanter Ansatz ist die Entwicklung von positionstoleranten Spulensystemen. Das Institut für elektrische Energiewandlung (IEW) der Universität Stuttgart stellte eine Variante vor, bei der die FS im Fahrzeug in Querrichtung länger ist als die LS [22]. Damit wird in Querrichtung eine hohe Positionstoleranz erzielt. Durch eine spezielle Wicklung der FS ist zusätzlich in Längsrichtung eine Toleranz von ± 10 cm möglich. Einen Nachteil stellen die durch die größere FS bedingten Streufelder bei hoher Leistung dar. Darüber hinaus wird ein größerer Bauraum im Unterboden benötigt. Auch die Universität Auckland in Neuseeland setzte auf ein ähnliches Prinzip und entwickelte die DDQ Spule, die sich aus zwei verschiedenen Spulenarten und einer speziellen Ferritanordnung zur Flussführung zusammensetzt [14]. Das Spulensystem ist bezogen auf den Energiefluss hinreichend positionstolerant, überschreitet allerdings schon bei vergleichsweise kleinen Leistungen von 7 kW die magnetischen Grenzwerte nach ICNIRP 2010 [25]. Dieser Umstand verschlechtert sich mit zunehmendem Versatz zwischen LS und FS. In

[32] stellen die Forscher eine Verbesserung vor, die auf einer modifizierten Ferritstruktur zur Flussführung basiert. Die Streuflüsse können auf diese Weise stark reduziert werden, sind jedoch aktuell nicht ausreichend um höhere Ladeleistungen zu ermöglichen. Folglich sind die DDQ Spulen aktuell weder als hinreichend positionstolerant zu betrachten noch für größere Ladeleistungen geeignet. Der Streufluss könnte aber weiter reduziert werden, so dass die Grenzwerte zukünftig vielleicht eingehalten werden, wenn die Betriebsfrequenz von aktuell 20 kHz auf den derzeitigen Standardwert von 85 kHz erhöht wird. Es gilt also diese Technik weiter zu beobachten. Negative Punkte bleiben in allen Fällen die hohe Komplexität sowie das Gewicht des Spulensystems. Insbesondere die zur Streuflussreduktion vorgeschlagene Ferritstruktur in [32] benötigt deutlich mehr Ferritmaterial.

Ein anderer Lösungsansatz, der mit einfachen Spulensystemen auskommt, ist die Positionsbestimmung anhand von magnetischen Feldern. Hierbei wird das Magnetfeld einer herkömmlichen zirkularen LS verwendet, das von einem sich nähernden Fahrzeug ausgewertet wird, um die LS zu orten. Der Vorteil ist, dass die gleiche LS sowohl zum Laden als auch zum Positionieren des Fahrzeugs genutzt werden kann und somit keine weiteren Komponenten im Parkplatz nötig sind. In den letzten Jahren sind unterschiedliche PS entwickelt worden, bei denen die LS ein sinusförmiges magnetisches Signal ausstrahlt. Sie unterscheiden sich meist in den Details hinsichtlich der fahrzeugseitigen Sensorik und in der Technik zur Grobpositionierung. Prinzipiell messen die meisten Varianten fahrzeugseitig die induzierte Stromstärke bzw. Spannung, um die LS zu lokalisieren. In [55] funktioniert die Grobpositionierung mithilfe eines Nahbereichsradars am Fahrzeug, das die reflektierten Signale der LS nutzt. Zur Feinpositionierung wird anschließend der induzierte Strom in der FS herangezogen. Die vorgestellten Verfahren in [52] und [54] nutzen zur Feinpositionierung statt der FS mehrere kleine fahrzeugseitig angebrachte Spulen. Bei der Variante in [57] werden ebenfalls mehrere Elemente zur Messung des induzierten Stroms genutzt. Jedes Element besteht aus drei verschiedenen und orthogonal zueinander ausgerichteten Wicklungen, die auf einer Ferritscheibe angebracht sind. Auf diese Weise kann in alle Raumrichtungen gemessen werden, wodurch sich die Entwickler eine höhere Positionierungsgenauigkeit versprechen. Sinusförmige Magnetfelder ändern sich jedoch zeitlich ständig und induzieren folglich gemäß dem Induktionsgesetz Wirbelströme im metallischen Unterboden des Fahrzeugs. Diese erzeugen magnetische Gegenfelder, die sich dem zu messenden Feld der LS überlagern und somit zu Positionierungsfehlern führen. Diese Störgröße ist schwierig zu erfassen.

3 Grundlagen

3.1 Eigenschaften magnetischer Felder

3.1.1 Die magnetische Flussdichte \vec{B}

Das magnetische Feld hat seine Ursache in bewegten elektrischen Ladungen [31]. Fließt ein elektrischer Strom durch einen Leiter, umgeben ihn Magnetfeldlinien in Form konzentrischer Kreise wie in Bild 3.1 dargestellt.

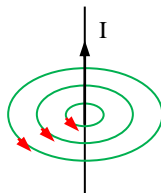


Bild 3.1: Magnetfeld eines stromdurchflossenen Leiters.

Die Stärke des Magnetfeldes wird mit \vec{H} bezeichnet. Bei der Beschreibung von physikalischen Vorgängen ist jedoch die magnetische Flussdichte \vec{B} relevant. Sie wird oft auch als magnetische Induktion bezeichnet und ist mit der magnetischen Feldstärke über eine Materialkonstante verknüpft:

$$\vec{B}(\vec{r}) = \mu \vec{H}(\vec{r}) \quad \left[\frac{\text{Vs}}{\text{m}^2} = \text{T} \right] \quad (3.1)$$

Die Materialkonstante μ ist ein Maß für die magnetische Leitfähigkeit eines Stoffs, in dem sich das Magnetfeld ausbreitet. Sie wird auch als absolute Permeabilität bezeichnet und ist wie folgt definiert:

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (3.2)$$

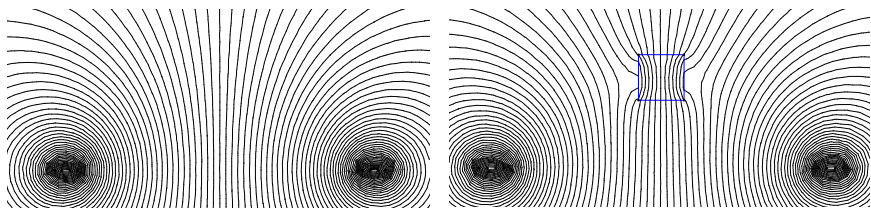
Dabei ist μ_0 die Permeabilität des Vakuums:

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \left[\frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \right] \quad (3.3)$$

μ_r ist die dimensionslose Permeabilitätszahl und gibt die Verstärkung der magnetischen Flussdichte in einem Stoff im Vergleich zum Vakuum an [30], siehe hierzu auch Bild 3.2. Gleichung (3.1) gilt für lineare, isotrope Stoffe, d. h. μ ist konstant und unabhängig von der Richtung [29].

3.1.2 Stoffe im magnetischen Feld

Stoffe mit einer hohen Leitfähigkeit bzw. Permeabilitätszahl μ_r haben die Eigenschaft, die Feldlinien eines Magnetfelds in ihrem Innern zu konzentrieren bzw. in sich einzusaugen. Die Ursache sind die im Stoff vorhandenen magnetischen Dipole, die sich unter der Kraftwirkung des angelegten Magnetfelds \vec{H} in der Feldrichtung orientieren [30]. In Bild 3.2b verzerrt ein Eisenklotz durch seine hohe Permeabilität das Magnetfeld einer Spule, wohingegen im Vakuum keine Verzerrung verursacht wird.

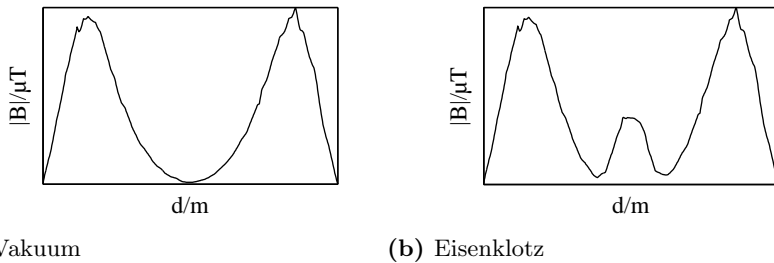


(a) Vakuum

(b) Eisenklotz

Bild 3.2: Ausbreitung des Magnetfelds in unterschiedlichen Medien.

Die räumlich verteilte magnetische Flussdichte (kurz: Flussdichteverteilung) \vec{B} der Spule weist jetzt im Vergleich zum Vakuum erhöhte Werte sowohl im Eisenklotz als auch in dessen unmittelbarer Umgebung auf. *Die veränderten Werte in der Nähe des Klotzes sind mithilfe von Magnetfeldsensoren wahrnehmbar* und können aufgezeichnet werden. Würde man diese beispielsweise entlang eines horizontalen Weges zwischen Spule und Klotz in Bild 3.2b messen, ergäben sich die Flussdichteverteilungen gemäß der Simulation nach Bild 3.3.



(a) Vakuum

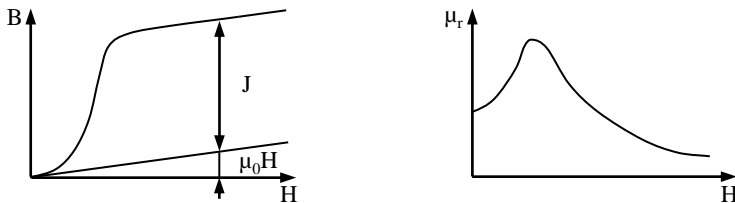
(b) Eisenklotz

Bild 3.3: Verzerrung der magnetischen Flussdichteverteilung.

Den Flussdichtezuwachs im Klotz bezeichnet man als Polarisation \vec{J}

$$\vec{J} = \vec{B} - \mu_0 \vec{H} = (\mu_r - 1) \mu_0 \vec{H} \quad \Leftrightarrow \quad \vec{M} = \frac{\vec{J}}{\mu_0}, \quad (3.4)$$

oder aus Sicht der magnetischen Erregung als Magnetisierung \vec{M} . Mit Ausnahme der ferromagnetischen Stoffe ist bei allen die Permeabilitätszahl μ_r konstant [30] und es gilt Gleichung (3.1). Nach [30] werden die Stoffe wie folgt unterteilt: Ferromagnetische Stoffe, wie z. B. Eisen, verstärken wegen $\mu_r \gg 1$ das Feld erheblich. Aluminium hingegen ist mit $\mu_r > 1$ paramagnetisch und stärkt das Feld gering. Schließlich existieren auch diamagnetische Stoffe wie Kupfer mit $\mu_r < 1$, die das Feld schwächen.

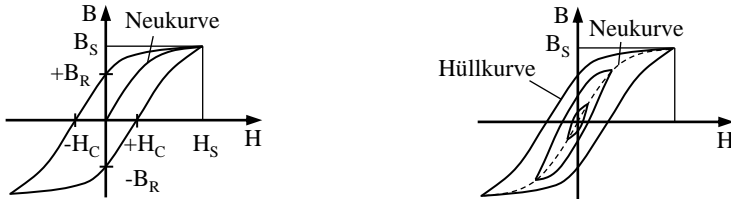
(a) Magnetisierungskurve $B = f(H)$

(b) Verlauf der Permeabilitätszahl

Bild 3.4: Nicht-linearer Zusammenhang zwischen B und H .

Da μ_r bei ferromagnetischen Stoffen veränderlich ist, besteht zwischen B und H ein nicht-linearer Zusammenhang. Dieser ist anhand der Magnetisierungskurve $B = f(H)$ erkennbar, wenn der zunächst entmagnetisierte Stoff durch langsames Erhöhen der Feldstärke H aufmagnetisiert wird. Hierdurch entsteht die sogenannte Neukurve in Bild 3.4a. Der dazugehörige nicht-lineare Verlauf von $\mu_r(H)$ ist in Bild 3.4b dargestellt. Bei jeder weiteren

Ummagnetisierung werden nicht mehr die Punkte der Neukurve sondern entlang einer Hystereseschleife durchlaufen [29], wie in Bild 3.5a dargestellt.



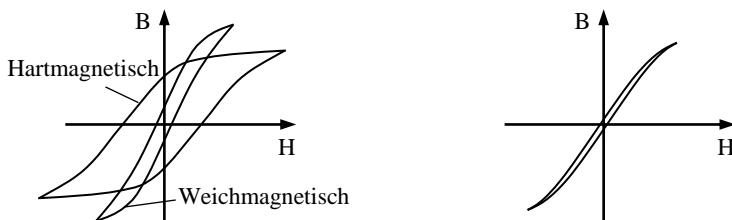
(a) Hüllkurve

(b) Hüllkurve mit inneren Schleifen

Bild 3.5: Hystereseschleifen eines ferromagnetischen Stoffs.

Zu jeder Erregung H existieren folglich zwei mögliche Werte von B , je nachdem von welcher Richtung der Stoff magnetisiert wird [30]. Wenn der Stoff bereits aufmagnetisiert wurde und man anschließend die Erregung verschwinden lässt ($H = 0$), behält dieser eine Restinduktion bei. Diese wird als Remanenz B_R bezeichnet. Bei der Koerzitivfeldstärke $\pm H_C$ verschwindet die Induktion im Innern des Stoffs ($B = 0$). Bei weiterer Erhöhung der Erregung über die Sättigungsfeldstärke H_S hinaus kommt es zu keiner nennenswerten Änderung der magnetischen Flussdichte B mehr. Der Stoff befindet sich dann in Sättigung. Die Magnetisierungskurve in Bild 3.5a wird als Hüllkurve bezeichnet und bildet folglich die äußerste Schleife. Für Aussteuerungen kleiner als H_S entstehen die inneren Hystereseschleifen in Bild 3.5b, deren Scheitelwerte dabei auf der Neukurve liegen [43].

Die Form der Hystereseschleifen hängt neben den Scheitelwerten zusätzlich von weiteren Faktoren wie z. B. dem Gefügestand ab [43]. Die Schleifen von hartmagnetischen Stoffen sind sehr breit wie in Bild 3.6a dargestellt.



(a) Form bei Weich- u. Hartmagnetika (b) Isopermform

Bild 3.6: Hystereseformen.

Sie weisen folglich eine hohe Koerzitivfeldstärke sowie eine hohe Remanenz auf. Die Schleifen weichmagnetischer Stoffe hingegen verlaufen sehr schmal. Diese Stoffe lassen sich daher sehr einfach ummagnetisieren. Für Koerzitivfeldstärken $|H_C| < 1 \text{ kA m}^{-1}$ liegt weichmagnetisches Material vor [30]. Andernfalls handelt es sich um einen hartmagnetischen Stoff. Die Isopermschleife in Bild 3.6b ist eine besondere Hysteresekurve. Sie verläuft sehr schmal und geradlinig bis zur Sättigung, wodurch die Permeabilitätszahl in diesem Bereich kaum von der Erregung H abhängig ist [43]. Folglich besteht zwischen B und H annähernd ein linearer Zusammenhang.

3.1.3 Biot-Savart'sches Gesetz

Die Biot-Savart'sche Formel stellt einen Zusammenhang zwischen der elektrischen Stromdichte und der magnetischen Flussdichte her. Sie lautet für eine dünne, beliebig geformte und geschlossene Leiterschleife [31]:

$$\vec{B}(\vec{r}) = -\frac{\mu}{4\pi} I \oint_C \frac{(\vec{r} - \vec{r}') \times d\vec{s}'}{|\vec{r} - \vec{r}'|^3} \quad (3.5)$$

Mithilfe der Gleichung (3.5) können magnetische Flussdichteverteilungen anhand bekannter räumlicher Stromverteilungen berechnet werden. Sie gilt für lineare Materialverhältnisse, d. h. μ ist konstant im gesamten Raum.

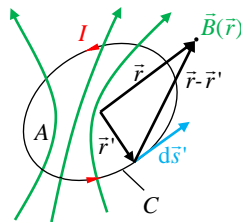


Bild 3.7: Veranschaulichung der Biot-Savart'schen Formel.

Hierbei werden die im Ort \vec{r} wahrnehmbaren Flussdichtebeiträge der Ströme der infinitesimalen Leiterstücke $d\vec{s}'$ entlang des Strompfads C in Bild 3.7 aufsummiert. Im Allgemeinen kann das Integral nur numerisch berechnet werden. Ein Beispiel stellt die kreisförmige Leiterschleife dar, bei der die Formel in ein elliptisches Integral übergeht, dessen Stammfunktion mit den heutigen bekannten elementaren Funktionen nicht darstellbar ist.

3.1.4 Induktionsgesetz

Elektrische Ströme erzeugen Magnetfelder. Umgekehrt induzieren zeitlich veränderliche Ströme, die folglich ein zeitlich veränderliches Magnetfeld haben, in benachbarten Leitern Ströme [58]. Dies ist der Grundstein für das Induktionsgesetz. Die folgenden Erklärungen beziehen sich auf die Quellen [29],[31],[58] und [50]: Der magnetische Fluss ϕ kann als Strom interpretiert werden, der eine Fläche A durchringt, die durch ihren beliebig geformten geschlossenen Rand ∂A definiert ist:

$$\phi = \int_A \vec{B}(\vec{r}, t) \cdot d\vec{A} \quad [Vs] \quad (3.6)$$

Das Induktionsgesetz besagt nun, dass eine zeitliche Änderung des magnetischen Flusses ϕ durch die Fläche A in dessen Rand ∂A eine elektrische Feldstärke \vec{E} induziert. Deren Größe ist durch die Änderungsgeschwindigkeit des vom Rand umfassten magnetischen Flusses bestimmt [58]. Hierbei handelt es sich um eine reine Wirbelfeldstärke, d. h. die Feldlinien von \vec{E} sind in sich geschlossen, wie in Bild 3.8 dargestellt.

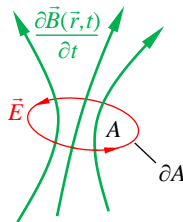


Bild 3.8: Zeitlich veränderliches B-Feld induziert ein elektrisches Wirbelfeld.

Handelt es sich bei der Randkurve ∂A beispielsweise um einen elektrischen Leiter wie in Bild 3.7, entsteht in diesem ein Ringstrom. Dieser wird von der induzierten Ringspannung U_i getrieben, die zur mathematischen Definition des Induktionsgesetzes herangezogen wird:

$$U_i = \oint_{\partial A} \vec{E} \cdot d\vec{s} = - \frac{d}{dt} \int_A \vec{B}(\vec{r}, t) \cdot d\vec{A} = - \frac{d\phi}{dt} \quad (3.7)$$

Das Induktionsgesetz (3.7) beschreibt folglich den Zusammenhang zwischen elektrischen und magnetischen Feldern. Das negative Vorzeichen auf der rechten Seite berücksichtigt die Lenz'sche Regel. Diese besagt, dass die induzierte

Spannung ihrer Ursache entgegenwirkt. U_i wird sich folglich so einstellen, dass der induzierte Ringstrom ein entgegengesetztes \vec{B} -Feld erzeugt, das somit der magnetischen Flussänderung in der Fläche A entgegenwirkt.

Nach [31] kann eine Änderung des magnetischen Flusses durch eine Fläche A auf zwei unterschiedlichen Wegen erfolgen. Hierzu wird eine aufgetrennte Leiterschleife betrachtet. Wenn sich diese nicht bewegt ($\vec{v} = 0$), und sich die Flussdichte \vec{B} zeitlich verändert, kann an den Klemmen eine induzierte Spannung U_i gemessen werden. Gleichmaßen wird dies durch das Bewegen der Leiterschleife ($\vec{v} \neq 0$) in ein konstantes \vec{B} -Feld erreicht. Dieser Sachverhalt drückt sich in Form von Termen aus und lässt sich aus Gleichung (3.6) herleiten. Nach [17] gilt:

$$\frac{d}{dt} \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} = \int_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A} + \oint_{\partial A} (\vec{B} \times \vec{v}) \cdot d\vec{s} + \int_A (\nabla \cdot \vec{B}) \cdot \vec{v} \cdot d\vec{A} \quad (3.8)$$

Wegen der Quellenfreiheit der magnetischen Flussdichte ($\nabla \cdot \vec{B} = 0$) folgt schließlich:

$$U_i = \oint_{\partial A} \vec{E} \cdot d\vec{s} = - \int_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A} - \oint_{\partial A} (\vec{B} \times \vec{v}) \cdot d\vec{s} \quad (3.9)$$

Der erste Term beschreibt die Induktion durch eine zeitliche Änderung von \vec{B} . Der zweite beschreibt die Induktion, die durch die Bewegung der Leiterschleife mit der Geschwindigkeit \vec{v} zustande kommt. Die Größen \vec{E} und \vec{B} stellen hierbei die Felder dar, die ein auf der Leiterschleife mitbewegter Beobachter wahrnimmt [50].

3.1.5 Durchflutungsgesetz

Das Durchflutungsgesetz spiegelt die Tatsache wider, dass elektrische Ströme die Ursache von magnetischen Feldern sind. Zur Definition des Gesetzes wird das Linienintegral der magnetischen Flussdichte \vec{B} entlang eines geschlossenen Weges C betrachtet. Für eine konstante absolute Permeabilität μ im gesamten Raum ergibt sich:

$$\oint_C \vec{B} \cdot d\vec{s} = \mu \theta \quad (3.10)$$

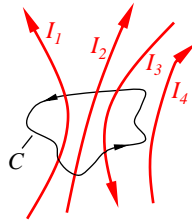


Bild 3.9: Durchflutung eines Weges C .

Es kann experimentell gezeigt werden, dass θ gleich dem vom Weg C umfassten elektrischen Strom ist [29]. Der Weg C kann hierbei eine beliebige Form aufweisen. Legt man beispielsweise Bild 3.9 zugrunde, ergibt sich

$$\theta = I_1 + I_2 - I_3. \quad (3.11)$$

Um das Gesetz unabhängig vom Material zu gestalten, wird auf beiden Seiten durch μ dividiert. Die Größe \vec{B}/μ wird als magnetische Feldstärke oder magnetische Erregung \vec{H} bezeichnet und wurde bereits kurz in Kapitel 3.1.1 eingeführt. \vec{H} besitzt die gleiche Richtung wie \vec{B} und hat die Einheit A m^{-1} . Damit lautet das Durchflutungsgesetz:

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{s} = \theta \quad (3.12)$$

Die Richtung von \vec{H} bildet mit der des Stroms eine rechts drehende Schraube [29]. Aus Gleichung (3.12) geht hervor, dass \vec{H} proportional zum umfassten Strom I ist. Nach [29] ergibt sich beispielsweise für den unendlich ausgedehnten geraden Leiter in Bild 3.1 gemäß dem Durchflutungsgesetz die magnetische Feldstärke in Polarkoordinaten

$$\begin{aligned} \oint_C \vec{H} \cdot d\vec{s} &= \|\vec{H}\| 2\pi r = I \\ \|\vec{H}\| &= \frac{I}{2\pi r}. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Die Erregung nimmt bei einem gegebenen Strom I mit zunehmendem Radius r ab. Weiterführende Aspekte des Gesetzes können den Quellen [29] und [31] entnommen werden.

3.2 Das Hopkinson'sche Gesetz

Die Leiterschleife in Bild 3.7 führt einen konstanten Strom I , der wiederum einen konstanten magnetischen Fluss ϕ durch die Fläche A der Leiterschleife erzeugt. Bringt man nun - wie in Bild 3.10 - einen geschlossenen Eisenring der Länge l_E so ein, dass dieser die Fläche A durchdringt, verläuft der gesamte Fluss ϕ durch den Ring. Die Ursache ist, dass der Ring im Vergleich zur umgebenden Luft eine sehr hohe Permeabilität bzw. magnetische Leitfähigkeit aufweist.

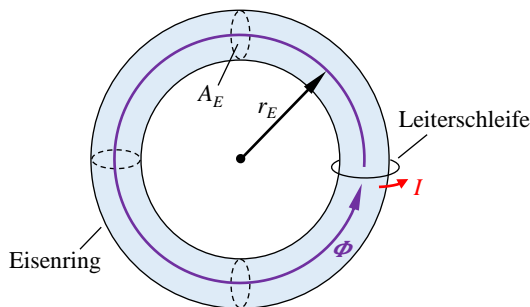


Bild 3.10: Magnetischer Fluss in einem Eisenring.

Nach [50] kann das Linienintegral der magnetischen Erregung \vec{H} in Analogie zum Induktionsgesetz (3.7) als magnetische Spannung U_m aufgefasst werden. Integriert man \vec{H} über die Länge des Eisenrings in Bild 3.10, ergibt sich für diese gemäß dem Durchflutungsgesetz:

$$U_m = \oint_C \vec{H} \cdot d\vec{s} = I \quad (3.14)$$

Analog zum Ohm'schen Gesetz können U_m und ϕ über den magnetischen Widerstand R_m miteinander verknüpft werden. Diese Verknüpfung stellt das Hopkinson'sche Gesetz dar:

$$U_m = \phi R_m \quad (3.15)$$

Die Größe R_m wird auch als Reluktanz bezeichnet und kann aus Gleichung (3.15) hergeleitet werden. Sie lautet für einen dünnen Eisenring [29]:

$$R_m = \frac{l_E}{\mu_0 \mu_r A_E}, \quad l_E = 2\pi r_E \quad (3.16)$$

Wie in einem elektrischen Kreis können magnetische Widerstände in einem magnetischen Kreis parallel oder in Serie geschaltet werden. Als Berechnungsbeispiel dient ein sehr dünner Eisenring mit einem Luftspalt der Länge l_0 wie in Bild 3.11 dargestellt.

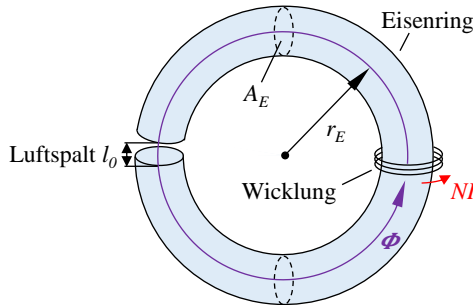


Bild 3.11: Serienschaltung von magnetischen Widerständen.

Damit die Streuflüsse am Luftspalt vernachlässigt werden können, wird $l_0 \ll l_E$ angenommen, wobei l_E hier die Länge des Eisenrings ohne den Luftspalt ist. N sei die Windungszahl. Der Querschnitt ist überall A_E . Die Reluktanz des Luftspalts werde mit R_0 und die des Eisenrings mit R_E bezeichnet. Der magnetische Widerstand des Kreises ist somit:

$$R_m = R_E + R_0 = \frac{l_E}{\mu_0 \mu_r A_E} + \frac{l_0}{\mu_0 A_E} = \frac{2\pi r_E - l_0}{\mu_0 \mu_r A_E} + \frac{l_0}{\mu_0 A_E} \quad (3.17)$$

Damit folgt für den magnetischen Fluss ϕ :

$$\phi = \frac{U_m}{R_m} = \frac{NI}{\frac{2\pi r_E - l_0}{\mu_0 \mu_r A_E} + \frac{l_0}{\mu_0 A_E}} \quad (3.18)$$

Mit dem Hopkinson'schen Gesetz können folglich magnetische Kreise berechnet werden. Beispielsweise erlaubt es die Berechnung der magnetischen Flüsse und damit der Kräfte und Drehmomente in elektrischen Maschinen.

4 Konzept und Prototyp

Im Folgenden werden die Anforderungen an Positionierungssysteme erläutert. Hierbei werden alle funktionalen und nicht-funktionalen Anforderungen berücksichtigt, die im Projekt BIPoL^{plus} definiert wurden. Diese werden um weitere wichtige Aspekte erweitert. Anschließend wird das grundlegende Konzept und die Vorteile der neuen Positionierungsmethode detailliert erklärt. Nach einer kurzen Einführung in den Hardwareaufbau des Prototyps zum Nachweis der Methode schließt das Kapitel mit den technischen Herausforderungen ab.

4.1 Anforderungen an Positionierungssysteme

Eine der wichtigsten Anforderungen an ein PS ist die hinreichende Positionierungsgenauigkeit. Diese gibt an, wie präzise die Spulen übereinander platziert werden können. Je höher die zu übertragende Leistung eines induktiven Ladesystems ist, umso höher muss die Positionierungsgenauigkeit des PS sein. Der Grund ist, dass bei einer Fehlstellung der Spulen magnetische Streufelder während des Ladens auftreten, die Mensch und Tier belasten können. Eine weitere wichtige Anforderung ist ein hinreichender Positionierungsbereich. Dieser gibt an, aus welcher Entfernung die LS geortet werden kann. Insbesondere bei langen Fahrzeugen ist ein größerer Bereich nötig, um beim Rangieren die Ortsinformation der LS nicht zu verlieren. Darüber hinaus muss ein PS die Position der LS genügend schnell berechnen können, damit dem Fahrer während der Positionierung immer die aktuelle Position angezeigt wird. Andernfalls würde die Positionsanzeige nicht mehr mit der Bewegung übereinstimmen, wodurch eine präzise Positionierung erschwert würde.

Diese und weitere wichtige Anforderungen sind für die BIPoL^{plus}-Lösung definiert worden und sind nachfolgend aufgelistet:

- der Positionierungsbereich ist der maximale Radius R_{max} um die gesuchte LS, bei dem die Position der LS immer noch erkannt werden kann. Der Bereich der Grobpositionierung gilt für Radien von 0,5 m bis R_{max} . Gewünscht ist ein R_{max} von 5 m.
- der Bereich der Feinpositionierung gilt für Radien $< 0,5$ m. In diesem Bereich ist eine Genauigkeit von mindestens 50 mm notwendig (Abstand der Symmetrieachsen der Spulen). Gewünscht ist 10 mm - 15 mm.
- der Fahrer soll beim Eintreten in den Positionierungsbereich durch eine grafische Anzeige (HMI) unterstützt werden.
- das PS muss bei Variationen der Bodenhöhe von bis zu ± 15 mm die Mindestgenauigkeit von 50 mm einhalten.
- das PS muss bei Variationen des Nick- und Wankwinkels von bis zu 5° die Mindestgenauigkeit von 50 mm einhalten.

Wichtige Anforderungen, die im Rahmen der vorliegenden Dissertation zusätzlich definiert wurden:

- das PS soll sowohl im Innenbereich (z. B. Parkhaus oder Garage) als auch im Außenbereich (z. B. öffentlicher Parkplatz) genutzt werden können.
- das PS soll unabhängig von Wettereinflüssen sein.
- der Fahrer soll durch das Prinzip des PS nicht eingeschränkt sein, d. h. er muss vorwärts und rückwärts parken können.
- das PS soll Parkmodelle nicht einschränken bzw. ausschließen, d. h., Fahrzeuge sollen hintereinander und nebeneinander abgestellt werden können.
- das PS soll unabhängig vom Fahrzeugtyp und einfach übertragbar sein.
- das PS soll benutzerfreundlich und intuitiv sein.
- das PS soll günstig, zuverlässig und robust sein.
- das PS soll die Sicherheitsbestimmungen des in Deutschland anerkannten Standards ICNIRP 1998 [24] einhalten. Da dieser der strengste ist, kann das PS auch international eingesetzt werden.

4.2 Konzept

Im Gegensatz zu anderen physikalischen Größen unterliegt das Magnetfeld keiner Dämpfung bei der Durchdringung von Materialien. Dadurch ist während der Positionierung keine Sichtverbindung notwendig wie bei optischen Systemen. Ein magnetfeldbasiertes PS ist daher unabhängig von Wettereinflüssen und Verschmutzungen und kann sowohl im Innen- als auch im Außenbereich eingesetzt werden. Zudem wird das Magnetfeld nicht reflektiert, wodurch der Effekt der Mehrwegausbreitung wie bei elektromagnetischen Wellen nicht auftreten kann. Diese Eigenschaften machen das Magnetfeld einzigartig. Daher wurde in der vorliegenden Dissertation trotz der in Kapitel 2 beschriebenen Nachteile, ein magnetfeldbasiertes Konzept zur Positionierung gewählt und 2014 veröffentlicht [35]. Das Grundgerüst für das Konzept lieferte das MILPS Projekt der TU Darmstadt [10], das die Ortung von Personen in Gebäuden anhand ihres Mobiltelefons fokussiert. Dabei erzeugen mehrere um das Gebäude fest angebrachte Spulen jeweils ein gepulstes, quasi-stationäres Magnetfeld. Spezielle Magnetfeldsensoren im Mobiltelefon messen dieses, woraufhin das Gerät seine Position relativ zu den Spulen berechnet.

Die Idee ist nun, diese Methode auf die Fahrzeugpositionierung zu übertragen: Das gleiche Ergebnis kann prinzipiell auch erzielt werden, wenn die MILPS Spulen durch Magnetfeldsensoren ersetzt werden und die gesuchte Person eine Spule mit sich trägt, die ein magnetisches Pulssignal aussendet. Die Ortung der Person macht mathematisch gesehen keinen Unterschied, wird jedoch unpraktikabel, wenn man bedenkt, dass die Person zusätzlich zur Spule noch eine Energiequelle mitführen muss. Es ist daher einfacher das Mobiltelefon statt der Spule mitzuführen. Im Rahmen der Fahrzeugpositionierung jedoch wird die unpraktikable Variante praktikabel. Bei dieser erzeugt die LS als einzige Spule ein magnetisches Pulssignal. Bringt man nun mehrere Magnetfeldsensoren am Unterboden des Fahrzeugs an, kann dieses die relative Position der LS berechnen [35].

4.2.1 Physikalische Vorteile gepulster Magnetfelder

Der metallische Unterboden des Fahrzeugs kann als eine leitende Wicklung mit einer bestimmten Induktivität L_u und einem ohmschen Widerstand R_u interpretiert werden. Ein sinusförmiges Magnetfeld induziert daher gemäß dem Induktionsgesetz in Kapitel 3.1.4 einen Wirbelstrom I_u im Unterboden,

der wiederum ein störendes magnetisches Gegenfeld verursacht. Da sich das Sinussignal ständig ändert, ist ein Abklingen des Wirbelstroms nicht möglich. Da sich folglich sein Gegenfeld nicht verhindern lässt, muss es in die Positionsberechnung mit einbezogen werden. Hierzu muss die Störgröße bekannt sein bzw. hinreichend genau beschrieben werden können, was in der Praxis nur schwierig zu bewerkstelligen ist, wie in Kapitel 2 erläutert wurde. Darüber hinaus kann das Gegenfeld zu einer erheblichen Schwächung des Signals und damit zu einer Verschlechterung des Signal-Rausch-Verhältnisses (SRV) führen [28, S. 2 ff]. Dies ist insbesondere der Fall, wenn sich das EF nah bei der LS befindet. Ein zeitlich nicht veränderliches magnetisches Signal induziert keine Wirbelströme, kann in der Praxis jedoch nicht genutzt werden, wie in Kapitel 4.2.4 erklärt wird. Ein pulsartiges magnetisches Signal hingegen kann genutzt werden. Auch dieses induziert während der Pulswechsel Wirbelströme, die das Signal so stark verzerren können, dass keine Pulse mehr erkennbar sind. Es existieren jedoch Zeitfenster, in denen die Wirbelströme vollständig abgeklungen sind, wie folgende Überlegung zeigt: Die LS, der Unterboden und deren ohmschen Widerstände bilden zusammen einen Übertrager ohne Eisenkern gemäß dem folgenden Ersatzschaltbild:

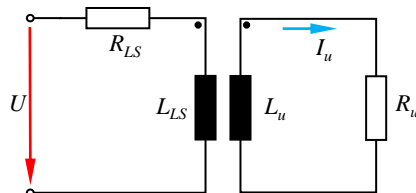


Bild 4.1: Ersatzschaltbild LS - Fahrzeug.

Da typische Ladespulen eine vergleichsweise niedrige Wicklungszahl aufweisen, besitzen sie eine sehr geringe Induktivität L_{LS} , wie auch die Berechnungen des IEW [22] bestätigen. Da eine ausgedehnte metallische Fläche als eine Parallelschaltung von vielen Einzelwicklungen interpretiert werden kann, ist die Unterbodeninduktivität L_u ebenfalls sehr gering. Daher muss bei einem Spannungssprung U an der LS die Sprungantwort des Wirbelstroms I_u im Sekundärkreis des Übertragers und damit sein störendes Gegenfeld relativ schnell abklingen. Wird nun die Pulsdauer des Signals so eingestellt, dass sie im Vergleich zu dieser kurzen Abklingzeit hinreichend lang ist, kann das Pulssignal im Gegensatz zu einem sinusförmigen unverzerrt gemessen werden. Dieser Sachverhalt ermöglicht es sogar, die Magnetfeldsensoren direkt auf die Oberfläche des metallischen Unterbodens zu montieren. Die

Pulsdauer darf hierbei nicht zu lang gewählt werden, da die Bewegung des Fahrzeugs während des Positionierungsvorgangs sonst verzögert wahrgenommen würde, insbesondere bei höheren Geschwindigkeiten. Typische Positionierungsgeschwindigkeiten überschreiten jedoch kaum den Wert von 1 m s^{-1} , insbesondere nehmen sie im Bereich der Feinpositionierung stark ab. Weiter sind wegen der menschlichen Trägheit keine schnellen Wechsel zwischen Vorwärts- und Rückwärtsbewegung möglich. Folglich stellt die Nutzung niederfrequenter magnetischer Pulse einen vielversprechenden Ansatz dar. Die Annahmen wurden anhand eines Testfahrzeugs experimentell bestätigt. Messungen zeigten, dass das Pulssignal für Frequenzen $f_p \leq 19 \text{ Hz}$ nicht verzerrt wird (siehe Kapitel 5.3.1). Die Erkenntnisse gelten darüber hinaus für alle Fahrzeugtypen und Klassen, da die Induktivität L_u für alle gängigen Abmessungen allgemein sehr gering ist. Trotz der niedrigen Frequenz ist die Bewegung des Fahrzeugs mithilfe einer speziell entwickelten Signalverarbeitung in Echtzeit beobachtbar (siehe Kapitel 5).

4.2.2 Grundprinzip der Positionsberechnung

In den vorherigen Kapiteln wurde aus Gründen der besseren Verständlichkeit der Begriff Magnetfeld verwendet, wenn es um die Ortung der LS ging. Im vorliegenden Konzept werden jedoch magneto-resistive (MR) Sensoren (siehe Kapitel 4.3.2) eingesetzt, mit denen die magnetische Flussdichte \vec{B} gemessen wird. Dieser Begriff wird im Folgenden verwendet.

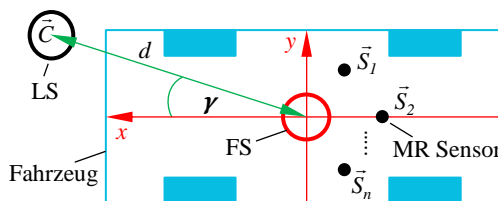


Bild 4.2: Ausgangspunkt für die Positionsberechnung.

Bild 4.2 zeigt die gesuchte LS und das Fahrzeug samt der n MR Sensoren in \vec{S}_i und der zu positionierenden FS. Ziel ist es, die Koordinaten \vec{C} der Symmetrieachse der LS zu berechnen. In diesem Fall handelt es sich um eine Ortsbestimmung in der Ebene, d. h. der Vektor \vec{C} ist ein 2-Tupel. Sollen die Koordinaten des Zentrums der LS gefunden werden, wird die Berechnung komplexer, da die Höhenkoordinate hinzukommt. Dies entspricht einer

Ortsbestimmung im Raum, d. h. der Vektor \vec{C} wird zum 3-Tupel. Diese Berechnung ist jedoch unnötig, da sich die Bodenhöhe zwischen LS und FS während dem gesamten Positionierungsvorgang prinzipiell nicht ändert. Zudem müssen sich die Spulen zum induktiven Laden nicht berühren.

Die MR Sensoren messen nun während der Annäherung zyklisch die magnetische Flussdichte, die vom Strom in der LS erzeugt wird und sich im gesamten Raum verteilt. Diese Flussdichteverteilung ist unter gewissen Randbedingungen, die anschließend erläutert werden, eine eindeutige Funktion des Abstands. D. h., anhand des gemessenen Flussdichtewerts eines Sensors in \vec{S}_i lässt sich seine Distanz d_i zur Symmetrieachse der LS bestimmen. Führt man weiter ein virtuelles Koordinatensystem (siehe x - und y -Achse in Bild 4.2) im Inertialsystem der Sensoren ein, erhalten diese feste Koordinaten \vec{S}_i . Das Koordinatensystem sei hierbei so gewählt, dass dessen Ursprung im Zentrum der FS liegt. Für jeden der n MR Sensoren können nun \vec{C} , \vec{S}_i und d_i über jeweils eine Kreisgleichung miteinander in Beziehung gesetzt werden:

$$\begin{aligned} (C_x - S_{1x})^2 + (C_y - S_{1y})^2 &= d_1^2 \\ (C_x - S_{2x})^2 + (C_y - S_{2y})^2 &= d_2^2 \\ &\vdots \\ (C_x - S_{nx})^2 + (C_y - S_{ny})^2 &= d_n^2 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Die Lösung des nicht-linearen Gleichungssystems (4.1) liefert schließlich die Koordinaten \vec{C} bezogen auf das Inertialsystem der Sensoren. Die Lösung ist anschaulich gesprochen der gemeinsame Schnittpunkt der n Kreise. Diese Ortungsmethode wird als Trilateration bezeichnet. Abschließend kann dem Fahrer der Ort der LS zur besseren Übersichtlichkeit in Polarkoordinaten (d, γ) grafisch wie in Bild 4.3 angezeigt werden.

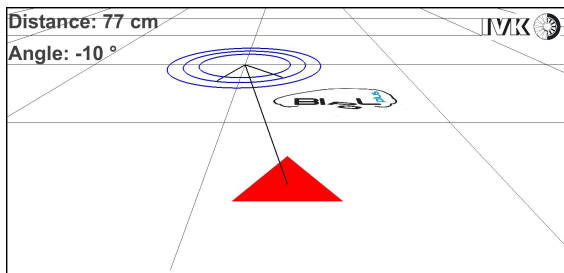


Bild 4.3: 3D-Anzeige im Cockpit.

Die Anzahl n der zur Positionierung verwendeten MR Sensoren und deren Anordnung am Fahrzeugunterboden hängen vom geforderten Positionierungsbereich und der gewünschten Ortungsgenauigkeit ab. Beide Eigenschaften können allgemein verbessert werden, indem mehr Sensoren genutzt und gleichzeitig möglichst weit voneinander entfernt platziert werden [9],[51].

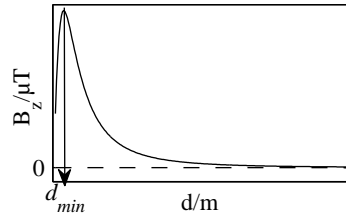
Um nun jedem gemessenen Flussdichtewert eine eindeutige Distanz zuzuordnen zu können, muss die magnetische Flussdichteverteilung streng monoton sein. Nur in diesem Fall existiert eine Umkehrfunktion, die den Messwert eindeutig auf eine Distanz abbildet. Soll die Positionierung unabhängig von der Richtung sein, aus der sich das Fahrzeug nähert, muss sie darüber hinaus rotationssymmetrisch bezogen auf die Symmetrieachse der LS sein. Mit runden oder rechteckförmigen Spulenwicklungen kann eine Flussdichteverteilung erzeugt werden, die diese mathematischen Randbedingungen ab einer Mindestdistanz d_{min} erfüllt [35]. Der zur Spulenfläche bzw. Parkplatzoberfläche orthogonalen Flussdichtekomponente B_z kommt hierbei eine besondere Rolle zu. Sie erfüllt - wie der absolute Betrag $|\vec{B}|$ - die genannten Randbedingungen. Für die typischen Bodenhöhen von Fahrzeugen jedoch, ist B_z die stärkste Raumkomponente und weist kein nennenswert schlechteres SRV im Vergleich zu $|\vec{B}|$ auf. Diese Tatsache kann genutzt werden, denn B_z ist deutlich effizienter berechenbar als $|\vec{B}|$.

Zusätzlich zur Distanz existiert entsprechend der Biot-Savart'schen Gleichung (4.3) in Kapitel 4.2.3 für einen Kreisleiter eine Abhängigkeit zur Höhe z , d. h. die vertikale Flussdichteverteilung ist

$$\vec{B}_z = B_z(d, z)\vec{e}_z. \quad (4.2)$$

Gleichung (4.2) liefert jedoch für alle Bodenhöhen eine streng monotone und rotationssymmetrische Flussdichteverteilung. Bild 4.4a zeigt die Rotationssymmetrie der Feldkomponente in der Parkplatzebene anhand der Äquipotentiallinien. In Bild 4.4b ist B_z für eine typische Fahrzeug- bzw. Sensorbodenhöhe $z_0 = 0,125$ m dargestellt. Die Funktion ist auf dem Definitionsbereich $D = \{d \mid d > d_{min}\}$ streng monoton fallend. Dieser wird aufgrund seiner Größe zur Positionierung genutzt.

Es sei angemerkt, dass die Funktion an der Nullachse gespiegelt sein kann - je nach Stromrichtung in der LS. Um technisch eine effiziente Bestimmung der Sensordistanzen zu erzielen, wird jedoch der Betrag von B_z genutzt. Mit B_z sind daher immer die positiven Werte der Funktion gemeint und die Betragsstriche werden im Folgenden aus Gründen der Einfachheit weggelassen.

(a) B_z in Parkplatzebene(b) B_z in Abhängigkeit der Distanz**Bild 4.4:** Vertikale magnetische Flussdichteverteilung B_z .

Aus Gleichung (4.2) folgt weiter für die Positionsberechnung, dass die Boden­höhe z_0 der Sensoren bezogen auf die LS bekannt sein muss. Diese kann entsprechend dem Beladungszustand des Fahrzeugs variieren. Der Einfluss von z_0 auf die Positionierungsgenauigkeit wird in Kapitel 6.6.3 aufgezeigt. Für die weiteren Betrachtungen wird z_0 als konstant angenommen.

4.2.3 Berechnung der magnetischen Flussdichteverteilung

Ist die Geometrie der LS bekannt, lässt sich B_z mit zwei Methoden berechnen. Zum einen kann das Biot-Savart'sche Integral für dünne Leiter (3.5) angewendet werden. Die Berechnung erfolgt numerisch, da es sich um ein elliptisches Integral handelt. Dieses lautet unter Ausnutzung der Rotationssymmetrie von B_z für eine runde Leiterschleife nach Umformung in Polarkoordinaten:

$$B_z(d) := B_z(d, z_0) = \int_0^{2\pi} \frac{-\frac{\mu_0}{4\pi} I (dr_L \sin(\phi) - r_L^2)}{\sqrt{d^2 + (z_0 - z_L)^2 + r_L^2 - 2r_L d \sin(\phi)}}^3 d\phi \quad (4.3)$$

Hierbei ist I der Strom und r_L der Radius. Die Leiterschleife liegt in der xy -Ebene auf der Höhe z_L , der MR Sensor auf z_0 . Eine andere Variante ist die Modellierung der Flussdichtefunktion einer runden Leiterschleife nach [42] als Dipolverteilung. Aus der Dipolgleichung unter Ausnutzung der Rotationssymmetrie hergeleitet lautet B_z :

$$B_z(d) := B_z(d, z_0) = \frac{\mu_0}{4} I r_L^2 \frac{2(z_0 - z_L)^2 - d^2}{\sqrt{(z_0 - z_L)^2 + d^2}^5} \quad (4.4)$$

Die gewählte Berechnungsmethode muss für jede einzelne Leiterschleife durchgeführt und aufsummiert werden, um die resultierende magnetische Flussdichteverteilung der LS zu ermitteln.

Der numerische Ansatz ist präzise und langsam bei der Berechnung. Der analytische Ansatz ist hingegen sehr schnell, jedoch auf Kosten der Genauigkeit für kleine d . Der aktuelle Prototyp berechnet Gleichung (4.3) numerisch mittels der Newton-Cotes-Methode [35, S. 14] auf einem Steuergerät, um für die wichtigen Experimente in Kapitel 6.5 höchste Genauigkeit zu gewährleisten. Dies geschieht einmalig zu Beginn des Positionierungsvorgangs.

4.2.4 Differentielle Messung der magnetischen Flussdichte

Wie bereits ausgeführt, wird im vorliegenden PS ein pulsartiges Signal zur Positionierung genutzt. Da es quasi-stationär ist, verursacht es keine Wirbelströme. Prinzipiell könnte auch ein magnetisches Gleichfeld erzeugt werden, wenn ein konstanter Strom durch die LS getrieben wird. Dieses wird

in der Realität jedoch von Störfeldern überlagert, die sich zeitlich und örtlich ändern. Ein Beispiel ist das Erdmagnetfeld, das an zwei unterschiedlichen, nah beieinander liegenden Orten (z. B. 0,5 m Entfernung) bereits Schwankungen im μT -Bereich aufweisen kann. Diese sind für die verwendeten hoch empfindlichen MR Sensoren enorm. Das Pulssignal hingegen kann jedoch genutzt werden, um diese statischen und niederfrequenten Störgrößen B_h zu filtern [12]. Hierbei werden die stationären Messwerte zweier benachbarter Pulshalbwellen miteinander über eine Differenz verknüpft, wie in Bild 4.5 dargestellt.

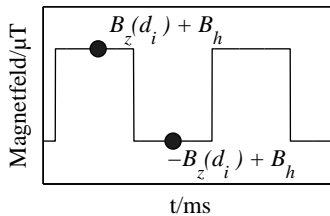


Bild 4.5: Magnetisches Pulssignal.

Wird die Differenz zusätzlich durch 2 dividiert, erhält man B_z ohne die Störgrößen B_h :

$$B_{diff} = B_z(d_i) = \frac{1}{2} |(B_z(d_i) + B_h) - (-B_z(d_i) + B_h)| \quad (4.5)$$

Dieser differentielle Messwert entspricht der Pulsamplitude und kann anschließend zur Ermittlung der Distanz d_i des Sensors i herangezogen werden. Hierbei wird B_{diff} mit der zuvor berechneten magnetischen Flussdichteverteilung der LS in Bild 4.4b verglichen. Sind nun auf diese Weise die Distanzen aller Sensoren bekannt, kann die Berechnung der Position der LS gemäß der Trilaterationsgleichung (4.1) erfolgen.

4.3 Hardwareaufbau des Positionierungssystems

Das PS gliedert sich in Primär- und Sekundärteil, wobei ersterer aus Signalelektronik und LS besteht. Er dient der Erzeugung des magnetischen Pulssignals, das vom EF zur Ortung der LS genutzt wird. Im Rahmen der

vorliegenden Arbeit wird der Primärteil autark ausgelegt, um während der Untersuchungen negative Einflüsse der Ladeelektronik auf die Signalqualität auszuschließen. Zukünftig wird jedoch die Nutzung der bestehenden Ladeelektronik und LS zur Erzeugung des Positionierungssignals angestrebt. Für den hier aufgebauten Spulenprototyp wird im Weiteren dennoch der Begriff LS verwendet, um eine logische Argumentation zu gewährleisten.

Der Sekundärteil bildet die Messtechnik zur Verarbeitung des magnetischen Pulssignals und befindet sich im EF. Neben der Sensorik und einem Steuergerät zur Berechnung der Position der LS gehört ebenfalls ein Tablet im Cockpit zu dessen Visualisierung dazu.

4.3.1 Primärteil

Der Aufbau der Signalelektronik ist vereinfacht in Bild 4.6 dargestellt. Den Leistungsteil bildet die H-Brücke aus vier MOSFET-Leistungstransistoren.

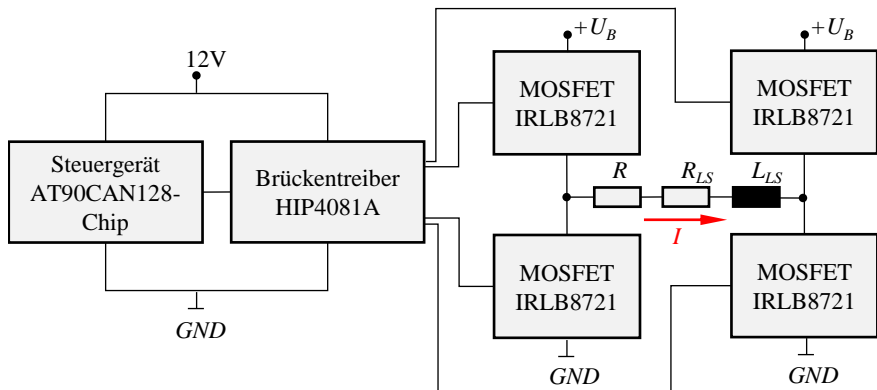


Bild 4.6: Aufbau der Signalelektronik.

Eine PWM-Steuerung im Steuergerät schaltet über einen Brückentreiber die H-Brücke so, dass die Richtung des Stroms I durch den RL -Zweig zyklisch umgeschaltet wird. Auf diese Weise führt die LS mit der Induktivität L_{LS} und dem Widerstand R_{LS} einen pulsformigen Strom, wodurch ein magnetisches Pulssignal erzeugt wird. Da die Einschwingdauer des Transformators nach Bild 4.1 zunächst unbekannt war, wurde die Pulsfrequenz sehr niedrig mit $f_p = 10$ Hz gewählt. Um die Boardelektronik des EF nicht zu beschädigen,

ist die PWM-Steuerung so konzipiert, dass die Mindesteinschwingdauer einer Pulshalbwelle 10 ms nicht unterschreitet. Somit handelt es sich in Wirklichkeit um ein trapezförmiges magnetisches Signal. Aus Gründen der Einfachheit werden im Folgenden dennoch die Begriffe „Pulsstrom“ und „magnetisches Pulssignal“ verwendet. Um unter der Nennleistung der zur Verfügung stehenden DC-Quelle für die H-Brücke zu bleiben, wird der Strom mithilfe des Leistungswiderstands R für die gegebene Brückenspannung U_B auf $I = 8,32 \text{ A}$ eingestellt. Diese Art der Strombegrenzung ist primitiv, ermöglicht jedoch einen sauberen Gleichstrom ohne Rippel, was sehr wichtig für spätere Messungen ist. Darüber hinaus kann per Jumper am Steuergerät für spätere Testzwecke eingestellt werden, ob der Pulsstrom zwischen $+I$ und $-I$ oder $+I$ und 0 A alterniert. Weitere Details können bei Bedarf der Studienarbeit von Herrn Hauser [21] entnommen werden.

Zur Führung des Pulsstroms wurde eine neue Spule in Bild 4.7 gewickelt.

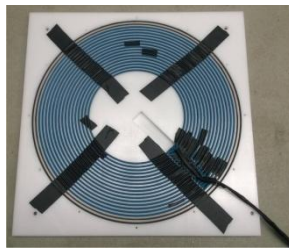


Bild 4.7: Spule zur Führung des Pulsstroms.

Als Form wurde eine robuste rechteckförmige Kunststoffplatte des IEW verwendet, in der 16 runde Nuten in einem Abstand von 1 cm zur Führung der Wicklung eingefräst sind. Die äußerste Nut befindet sich bei einem Radius von 0,3 m. Um bei dem gegebenen Strom ein hinreichend gutes SRV des magnetischen Pulssignals in 3 m Entfernung zu erreichen, wurden insgesamt 3 Lagen gewickelt, wodurch sich eine Windungszahl von 48 ergibt. Ihre Zuleitungen sind verdreht ausgeführt, um Abweichungen zur berechneten magnetischen Flussdichteverteilung zu minimieren. Die gesamte Drahtlänge beträgt ca. 80 m. Die Induktivität ist $L_{LS} = 1,2 \text{ mH}$ und der ohmsche Widerstand beträgt $R_{LS} = 70 \text{ m}\Omega$.

4.3.2 Sekundärteil

Der Aufbau des Sekundärteils ist in Bild 4.8 zu sehen. Zentrales Element und Gehirn des Systems bildet das Steuergerät BeagleBone Black (BBB), auf dem ein Ängström Linux Kernel läuft. Es ist über jeweils eine RS232-Schnittstelle mit zwei Magnetfeldsensoren gekoppelt, die zyklisch das magnetische Pulssignal abtasten und die Messwerte an das Steuergerät senden. Dieses berechnet anschließend zyklisch die Position der gesuchten LS und sendet sie entweder per WLAN- oder Ethernet-Verbindung an das Tablet im Cockpit.

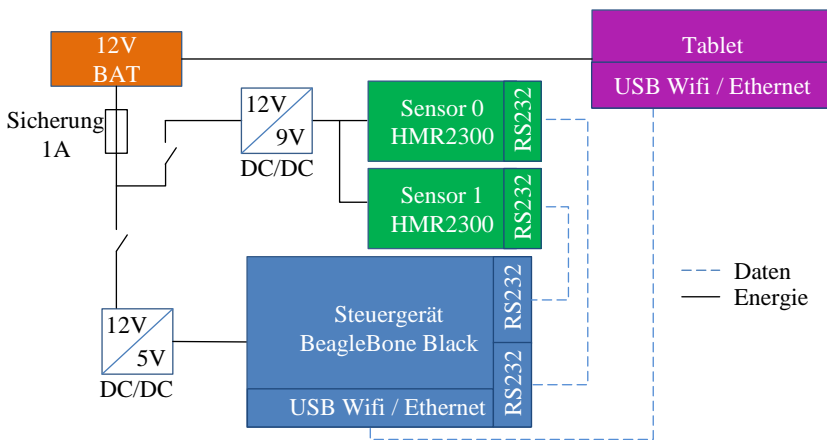


Bild 4.8: Aufbau der Messtechnik im EF.

Wie aus Bild 4.8 ersichtlich, wurde die Sensoranzahl im aktuellen Prototyp zu $n = 2$ gewählt. Dies entspricht zum einen der Mindestzahl um die Trilaterationsgleichung (4.1) lösen zu können. Zum anderen sind zwei MR Sensoren für die technischen und physikalischen Untersuchungen in den Kapiteln 5 und 6 völlig ausreichend.

Bei den Sensoren handelt es sich um hochsensible Magnetometer der Firma Honeywell. Der verwendete HMR2300 basiert auf dem anisotropen magneto-resistiven Effekt und misst die magnetische Flussdichte im Bereich von $\pm 200 \mu\text{T}$ mit einer Auflösung von $6,7 \text{ nT}$. Die Technologie ermöglicht eine maximale Abtastfrequenz von $f_s = 154 \text{ Hz}$. Neben einer RS232-Schnittstelle zur Kommunikation verfügt der MR Sensor über einen Hardwarefilter zur Rauschunterdrückung. Mit seinen geringen Abmessungen ist der leichte MR Sensor sehr platzsparend und damit bestens geeignet zur Integration ins

EF. Darüber hinaus wurde er aufgrund seiner hohen Auflösung für den vorliegenden Positionierungsansatz gewählt, um einen möglichst großen Positionierungsbereich zu erzielen. Zur Visualisierung der Position wurde eine 3D-Applikation entwickelt, die auf Windows- und Linux-Plattformen (jeweils 32 Bit und 64 Bit) läuft. Ein Schnappschuss der grafischen Anzeige ist in Bild 4.3 zu sehen.

4.4 Herausforderungen

Das vorgestellte Positionierungskonzept birgt im Gegensatz zum MILPS Projekt neue technische Herausforderungen. Um Messfehler zu vermeiden, müssen die Abtastzeitpunkte der MR Sensoren mit dem Pulssignal synchronisiert werden. In Rahmen der Fahrzeugpositionierung bedeutet dies, dass ein Funkkanal zwischen Fahrzeug und signalgebender Elektronik benötigt wird. Da eine Störung des Kanals das ganze PS beeinträchtigen kann, muss eine Lösung zur Sicherstellung der Zuverlässigkeit gefunden werden. Das Thema wird in Kapitel 5 detailliert diskutiert.

Ein weiteres Problem stellt der metallische Unterboden des EF dar, an dem die MR Sensoren montiert sind. Er verzerrt die magnetische Flussdichteverteilung der LS gemäß einer unbekanntem Vorschrift bzw. Verzerrungsfunktion. Ohne Kenntnis dieser Verzerrungsfunktion kann die LS nicht mehr exakt lokalisiert werden. Es stellt sich daher die Frage, ob und wie aus der verzerrten die originale Flussdichteverteilung rekonstruiert werden kann. Die Lösung dieser Frage in Kapitel 6 ist der Grundpfeiler des vorgeschlagenen PS und stellt gleichzeitig die Neuheit der vorliegenden Arbeit dar.

5 Messwerterfassung und Rauschunterdrückung

Das magnetische Pulssignal der LS wird von den MR Sensoren am Unterboden des EF abgetastet. Anschließend verknüpft das Steuergerät für jeden MR Sensor die Messwerte zweier benachbarter Pulshalbwellen entsprechend Gleichung (4.5), um die differentielle magnetische Flussdichte B_{diff} und damit die Distanz zur LS zu bestimmen. Auf diese Weise werden statische und niederfrequente Störgrößen B_h gefiltert. Da die PWM-Steuerung in der Signalelektronik die Mindesteinschwingdauer einer Pulshalbwelle auf 10 ms regelt, entsteht ein transienter Bereich, in dem einige Abtastzeitpunkte der MR Sensoren liegen können. Als Folge werden falsche Distanzen berechnet, wodurch das Ergebnis der Trilaterationsgleichung (4.1) stark von der tatsächlichen Position der LS abweicht. Die Synchronisation der Abtastzeitpunkte mit dem stationären Bereich der Pulshalbwellen kann wie in MILPS rechnergestützt erfolgen. Im Rahmen des PS bedeutet dies allerdings, dass die Synchronisation zwischen der Signalelektronik im Parkplatz und den MR Sensoren im EF über einen drahtlosen Kommunikationskanal erfolgen muss. Störungen dieses Kommunikationskanals können die Funktion des PS erheblich beeinträchtigen. Zudem steigt die Komplexität. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde ein Algorithmus entwickelt und 2015 veröffentlicht [34], der eine automatische und zuverlässige Synchronisation ermöglicht. Das neue PS kommt folglich ohne jegliche Kommunikation aus und ist damit sehr robust.

5.1 Ermittlung der Distanz

Der Algorithmus basiert auf der Überabtastung des niederfrequenten magnetischen Pulssignals von $f_p = 10$ Hz. Die Abtastrate der MR Sensoren beträgt hierbei $f_s = 154$ Hz.

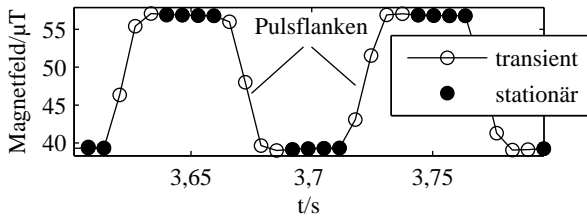


Bild 5.1: Aufgezeichnetes magnetisches Pulssignal.

Ein reales magnetisches Pulssignal, das mit den MR Sensoren ohne EF in 1 m Entfernung zur LS aufgezeichnet wurde, ist in Bild 5.1 zu sehen. Die ausgefüllten Punkte stellen die gesuchten stationären Abtastwerte dar, wohingegen die übrigen gefiltert werden müssen. Der Algorithmus extrahiert zyklisch die stationären Abtastwerte zweier benachbarter Pulshalbwellen und verknüpft ihre arithmetischen Mittelwerte entsprechend Gleichung (4.5). Zuerst detektiert er hierbei die Pulsflanken, die in Bild 5.1 erkennbar sind: Mithilfe der Frequenzen f_p und f_s kann die Anzahl der Abtastwerte m in einer Pulsperiode berechnet werden. Für die Signalanalyse hält der Algorithmus die letzten m Abtastwerte b_n der magnetischen Flussdichte in einem FILO-Puffer (first-in-last-out), d. h. im nächsten Abtastzyklus wird der neue Abtastwert b_m dem FILO hinzugefügt und der älteste b_1 entfernt. Folglich ist der FILO ein Array $FB[n] = \{b_1 \dots b_m\}$ mit den diskreten Zeitpunkten $n \in [1, m]$ als Definitionsbereich. m ist eine gerade natürliche Zahl. b_n setzt sich aus dem idealen magnetischen Pulssignal g_n und dem überlagerten Rauschen h_n zusammen. Für ein rauschfreies ideales Pulssignal ($h_n = 0, \forall n$) gilt folglich der Zusammenhang für die Periodizität:

$$FB[n] = -FB[n + \frac{m}{2}] \Rightarrow g_n = -g_{n+\frac{m}{2}}, \quad n + \frac{m}{2} \leq m. \quad (5.1)$$

Für ein reales Signal b_n , das die Störgröße h_n beinhaltet, kann nun mit (5.1) und $l = n + \frac{m}{2}$ der arithmetische Mittelwert \bar{h} berechnet werden:

$$\bar{h} = \frac{FB[n] + FB[l]}{2} = \frac{b_n + b_l}{2} = \frac{g_n + h_n + g_l + h_l}{2} = \frac{h_n + h_l}{2}. \quad (5.2)$$

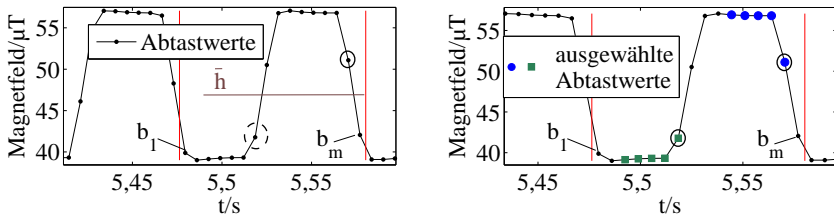
Um den aktuellen Wert \bar{h} zu erhalten, muss der jüngste Abtastwert b_m zum Zeitpunkt m im FILO-Puffer betrachtet werden:

$$\bar{h} = \frac{h_i + h_m}{2}, \quad i = m - \frac{m}{2}. \quad (5.3)$$

Als nächstes detektiert der Algorithmus die erste Pulsflanke, indem er - beginnend mit dem Index m - über den FILO iteriert und alle benachbarten Abtastwerte vergleicht. Die Pulsflanke bei Index n ist gefunden, wenn dabei die Bedingung

$$b_n < \bar{h} < b_{n+1} \vee b_{n+1} < \bar{h} < b_n \quad (5.4)$$

erfüllt ist. Es genügt dabei von m bis $m - \frac{m}{2}$ zu iterieren. Der Index der zweiten Pulsflanke kann anschließend berechnet werden, wenn man berücksichtigt, dass die Distanz beider Pulsflanken $\frac{m}{2}$ ist. In Bild 5.2a ist ein realer FILO-Pufferausschnitt zu sehen, der durch die senkrechten Linien gekennzeichnet ist und $m = 16$ Abtastwerte beinhaltet.



(a) Detektion der Pulsflanken

(b) Hypothetische stationäre Werte

Bild 5.2: Detektion der stationären Abtastwerte.

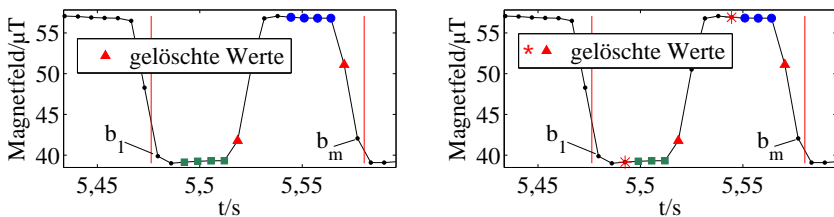
In diesem speziellen Fall ist das Verhältnis von Abtastrate zur Signalperiode (hier $m = 15,4$) nicht ganzzahlig. Die Wahrung der exakten Signalform ist jedoch nicht von primärer Bedeutung. In erster Linie soll die Pulsamplitude gemäß Kapitel 4.2.4 geschätzt werden. Dazu muss sich in einer Pulshalbwelle eine verlässliche Anzahl an Abtastwerten im stationären Bereich befinden. Dies wird durch eine genügend hoch gewählte Überabtastung gewährleistet und es spielt keine Rolle, ob für die Puffergröße m der Wert 15 oder 16 gewählt wird. Die Zahl 16 ist jedoch eine Zweierpotenz und erlaubt eine effizientere Implementierung der Pulsflankendetektion.

Der Vollkreis markiert den Beginn der ersten detektierten Pulsflanke, wohingegen der gestrichelte Kreis auf den berechneten Beginn der zweiten zeigt. Sind nun die Indizes bzw. die Zeitpunkte der Pulsflanken bekannt, findet man entsprechend der Sprungantwort der LS die stationären Werte im FILO-Puffer zeitlich gesehen unmittelbar vor den Pulsflanken. Der Algorithmus nimmt hierbei an, dass die ersten k zeitlich zurückliegenden Abtastwerte ab dem Beginn der detektierten Pulsflanken jeweils stationär sind. Der Parameter k muss hinreichend groß gewählt werden, um sicherzustellen, dass alle stationären Abtastwerte erfasst werden. Er hängt sowohl von f_p als auch von

der Pulseinschwingdauer ab. Im aktuellen Prototyp wurde $k = 5$ festgelegt und die entsprechenden Abtastwerte sind in Bild 5.2b als dicke Punkte und Quadrate dargestellt. Weiter ist deutlich erkennbar, dass neben den stationären auch transiente Abtastwerte erfasst werden können. Diese sind durch Vollkreise markiert. Die Ursache ist, dass f_p und f_s nicht konstant sind, da die Signalelektronik und die MR Sensoren Schwankungen unterworfen sind. Da die Pulsflankendetektion nicht exakt ist, müssen die gefundenen Abtastwerte gefiltert werden, bevor Gleichung (4.5) angewendet werden kann: Dabei werden die k Abtastwerte unter Beibehaltung ihrer chronologischen Reihenfolge in ein neues Array B_{st} - jeweils eines pro Pulshalbwelle - kopiert. Ihre entsprechenden diskreten Zeitpunkte bzw. FILO-Pufferindizes werden ebenfalls in ein neues Array N_{st} kopiert. Anschließend wird eine definierte Anzahl der unähnlichsten Abtastwerte nacheinander aus B_{st} entfernt. Dabei wird der arithmetische Mittelwert von jedem Abtastwert subtrahiert und aus dem Maximum des Betrags dieser Differenzen der Index j_d des unähnlichsten Abtastwerts $B_{st}[j_d]$ ermittelt:

$$j_d = \arg_j \max |B_{st}[j] - \bar{b}|, \quad j \in [1, k], \quad \bar{b} = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k B_{st}[j]. \quad (5.5)$$

Im nächsten Schritt werden die Elemente $B_{st}[j_d]$ und $N_{st}[j_d]$ aus den entsprechenden Arrays entfernt. Die Bedingung (5.5) kann als ein Spezialfall der Tschebyschew-Norm interpretiert werden. In der aktuellen Konfiguration filtert der Algorithmus nur einen Abtastwert pro Pulshalbwelle. Dieser ist in Bild 5.3a als Dreieck dargestellt.



(a) Unähnlichster Abtastwert

(b) Unähnlichste Steigung

Bild 5.3: Filterung der ausgewählten Abtastwerte.

Im zweiten Durchgang wird von den u verbliebenen Abtastwerten in B_{st}

eine definierte Anzahl mit unähnlichster Steigung nacheinander entfernt. Hierbei wird die diskrete Ableitung Δb_j berechnet:

$$\Delta b_j = \frac{B_{st}[j+1] - B_{st}[j]}{N_{st}[j+1] - N_{st}[j]}. \quad (5.6)$$

Ihr arithmetischer Mittelwert \bar{s} wird dann von jedem Steigungswert in Δb_j subtrahiert und aus dem Maximum des Betrags dieser Differenzen der Index j_l des Abtastwerts mit unähnlichster Steigung ermittelt:

$$j_l = \arg_j \max |\Delta b_j - \bar{s}|, \quad j \in [1, u-1], \quad \bar{s} = \frac{1}{u-1} \sum_{j=1}^{u-1} \Delta b_j. \quad (5.7)$$

Da die transienten Abtastwerte am Rand von B_{st} liegen, wird der entsprechende Abtastwert nur dann von B_{st} entfernt, wenn $j_l \in \{1, u-1\}$ ist. Wenn nicht, werden alle verbliebenen u Abtastwerte als stationär betrachtet. Im nächsten Schritt werden die Elemente $B_{st}[j_l]$ und $N_{st}[j_l]$ aus den entsprechenden Arrays entfernt. In der aktuellen Konfiguration filtert der Algorithmus nur einen Abtastwert mit unähnlichster Steigung pro Pulshalbwelle. Dieser ist in Bild 5.3b als Stern dargestellt.

In einem letzten Schritt wird die Distanz d_i des betrachteten MR Sensors i zur LS ermittelt. Zuerst wird hierbei der arithmetische Mittelwert für jede Pulshalbwelle anhand der verbliebenen Abtastwerte berechnet. Wenn \bar{B}_Q und \bar{B}_P die arithmetischen Mittelwerte der Quadrate und Punkte in Bild 5.3b sind, dann kann die differentielle magnetische Flussdichte im betrachteten Ort des MR Sensors entsprechend Gleichung (4.5) berechnet werden und es folgt

$$B_{diff} = \frac{1}{2} |\bar{B}_Q - \bar{B}_P|. \quad (5.8)$$

Mit B_{diff} kann nun über einen Vergleich mit der magnetischen Flussdichteverteilung $B_z(d_i)$ der LS die Distanz d_i ermittelt werden. Sind auf diese Weise die Distanzen aller Sensoren bekannt, kann die Berechnung der Position der LS gemäß der Trilaterationsgleichung (4.1) erfolgen.

5.2 Test ohne Elektrofahrzeug

Bei den Bildern 5.3a und 5.3b handelt es sich bereits um einen realen Test des Algorithmus. Hierbei wurde das PS aus Kapitel 4.3 verwendet. Die LS lag

flach auf dem Boden und erzeugte ein magnetisches Pulssignal mithilfe der Elektronik. Das Steuergerät zeichnete dann das Signal 12 s lang mithilfe eines sich in 1 m Entfernung befindlichen MR Sensors auf, der ca. alle 6,5 ms einen magnetischen Flussdichtewert liefert ($f_s = 154 \text{ Hz}$). Anschließend wurden die aufgezeichneten Daten auf einem Windows 7 Laptop per Matlab-Skript ausgewertet. Elektrische Geräte, die signifikante magnetische Störfelder ausstrahlen, waren nicht vorhanden oder sehr weit entfernt.

Interessant war weiter die Funktionsweise des Algorithmus bei einem sehr schlechten SRV bzw. in großer Entfernung. Bild 5.4 zeigt einen FILO-Pufferausschnitt des Pulssignals in 3 m Entfernung. Obwohl die Amplitude des Signals nur 250 nT bis 300 nT beträgt, funktioniert die Filterung einwandfrei.

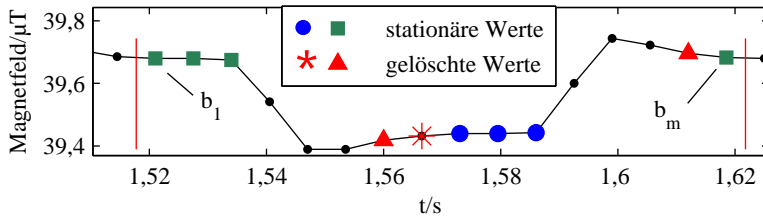
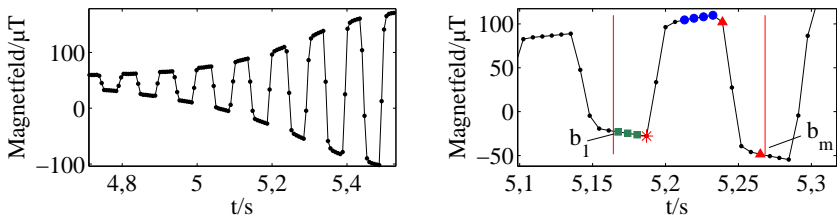


Bild 5.4: Filterung der Abtastwerte in 3 m Entfernung.

Im Falle der oberen Pulshalbwelle liegt der Abtastwert mit der unähnlichsten Steigung nicht am Rand und es findet somit keine Löschung statt (kein Stern sichtbar).

Als nächstes wurde die Funktionsweise bei einer Bewegung des MR Sensors betrachtet. Hierbei wurde dieser mithilfe einer Schnur aus 3 m Entfernung entlang des glatten Bodens zur LS hin und dann wieder zurück bewegt.



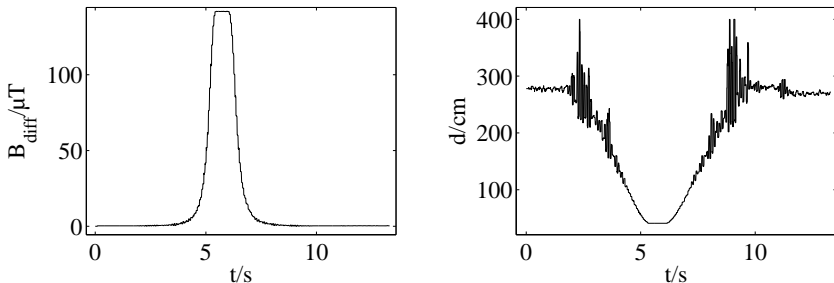
(a) Signal bei Bewegung

(b) Filterung eines FILO-Ausschnitts

Bild 5.5: Filterung während einer Bewegung des MR Sensors.

Dies geschah absichtlich zügig mit einer Geschwindigkeit von ca. 1 m s^{-1} , da diese der angenommenen maximalen Fahrzeuggeschwindigkeit während des Positionierungsvorgangs entspricht. Bild 5.5a zeigt einen Ausschnitt des hierbei aufgezeichneten magnetischen Pulssignals. Die Annäherung zur LS mit fortschreitender Zeit ist an der größer werdenden Amplitude erkennbar. Bild 5.5b zeigt, welche Abtastwerte der Algorithmus in einem Ausschnitt des FILO-Puffers filtert.

Da die einzelnen Abtastwerte in chronologischer Reihenfolge vom Algorithmus verarbeitet werden, wird dem FILO-Puffer in jedem Zyklus ein neuer Wert hinzugefügt und der älteste entfernt. Die beiden senkrechten Linien in Bild 5.5b gleiten also über das aufgezeichnete Signal hinweg und in jedem Zyklus wird ein entsprechender differentieller magnetischer Flussdichtewert gemäß Gleichung (5.8) berechnet. Trägt man nun alle Werte über die Zeit auf, entsteht eine Kurve mit dem typischen und erwarteten Verlauf in Bild 5.6a. Jedem einzelnen Wert lässt sich nun eine Distanz d zur LS anhand ihrer bekannten magnetischen Flussdichteverteilung zuordnen. Trägt man diese nun ebenfalls über die Zeit auf, ergibt sich die Kurve nach Bild 5.6b.



(a) Differentielle magn. Flussdichte (b) Dazugehörige Distanz

Bild 5.6: Ermittlung der Sensordistanz.

Diese weist starke Schwankungen auf, z. B. im Zeitbereich zwischen 2 s und 4 s. Der Grund ist, dass der scheinbar glatte Verlauf von B_{diff} in diesem Zeitintervall ebenfalls Schwankungen aufweist. Diese sind zwar relativ klein, haben jedoch erhebliche Auswirkungen auf d , da in dieser Entfernung die magnetische Flussdichteverteilung der LS extrem flach verläuft. Die Ursache der Schwankungen ist eine nicht lokalisierte Anomalie im aufgezeichneten magnetischen Pulssignal aus Bild 5.5. Diese wird erst sichtbar wenn der infrage kommende Zeitbereich wie in Bild 5.7 entsprechend fokussiert wird.

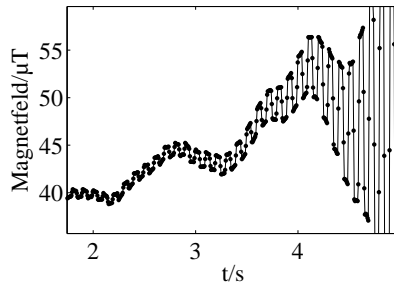


Bild 5.7: Überlagerte Störgrößen im magnetischen Pulssignal.

Es fällt eine dem Pulssignal überlagerte, niederfrequente Schwingung auf, deren Mittelwert langsam über der Zeit steigt. Sie könnte durch Stahl im Boden oder durch Änderungen im Erdmagnetfeld entstanden sein. Bei dieser typischen Art von Störung entpuppt sich Algorithmus 1 (ALG1) bzw. die Berechnung von B_{diff} nach Gleichung (5.8) als wenig robust. Ein besserer Berechnungsansatz der Differenz zwischen den Hüllkurven der positiven und negativen Pulshalbwelle ist die Ermittlung der Länge der Pulsflanke wie in Bild 5.8 dargestellt (ALG2).

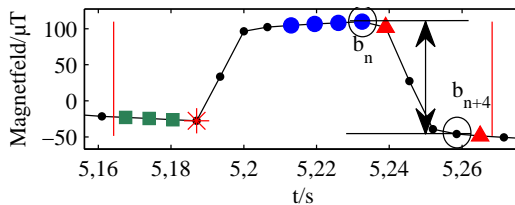
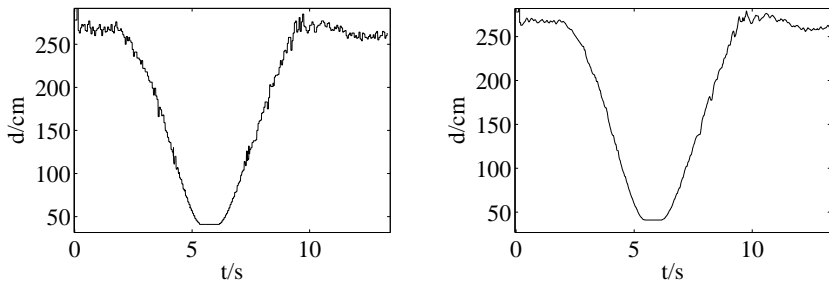


Bild 5.8: Ermittlung der Pulsflankenlänge.

Hierbei wird der jüngste Abtastwert b_n der jüngsten Pulshalbwelle - nach Löschung der unähnlichsten Werte - mit einem Abtastwert der gerade eingehenden Pulshalbwelle über die bekannte Differenz verknüpft. Da der Übergang zwischen den stationären Bereichen in der aktuellen Konfiguration im Durchschnitt nach 4 Abtastzyklen abgeschlossen ist, ergibt sich für die Differenz

$$B_{diff} = \frac{1}{2} |b_n - b_{n+4}|. \quad (5.9)$$

ALG2 gibt in jedem Zyklus den Durchschnittswert der letzten beiden nach Gleichung (5.9) berechneten Flussdichtewerte aus.



(a) Ermittelte Distanz

(b) Distanz mit dem GF

Bild 5.9: Reduktion der Schwankungen.

Es entsteht ein Verlauf, der sich von dem in Bild 5.6a kaum unterscheidet. Die dazugehörige Distanz d in Bild 5.9a verläuft hingegen gleichmäßiger. Die Ursache ist das bessere Hochpassverhalten von ALG2. Seine Grenzfrequenz liegt näher an der Frequenz des Pulssignals ($f_p = 10$ Hz). Nach Anwendung eines bestehenden Glättungsfilters (GF) erhält man die zufriedenstellende Kurve in Bild 5.9b. Da das GF ein Tiefpasscharakter aufweist, bildet es zusammen mit ALG1 oder ALG2 ein Bandpassfilter.

ALG1 und ALG2 sind samt dem GF in der Programmiersprache C auf dem Steuergerät BBB implementiert und getestet worden. Die resultierenden Distanzkurven weisen im Vergleich zu den mit Matlab am Laptop berechneten Kurven vernachlässigbare Abweichungen unter 5 mm auf. Sie entstehen durch die Deaktivierung der Gleitkommaarithmetik des BBB. Sie ist aus Gründen der Performance weitestgehend durch Sequenzen ersetzt worden, die aus Schiebeoperationen, Multiplikation sowie Addition von ganzen Zahlen bestehen. Auf diese Weise benötigen die Algorithmen für einen Zyklus ca. 40 μ s [34], um die Distanzen von 4 MR Sensoren zu berechnen. Die Berechnungsdauer liegt damit deutlich unter der Zykluszeit von 6,5 ms und ermöglicht die Implementierung noch komplexerer und effizienterer Algorithmen. Darüber hinaus ist sichergestellt, dass die Bewegung des EF in der Cockpit-Anzeige nicht verzögert wahrgenommen wird.

5.3 Test mit Elektrofahrzeug

Um den Algorithmus unter realen Bedingungen zu testen, wurde die Messtechnik in das EF cZero von Citroën verbaut, das vom FKFS bereitgestellt

wurde. Dabei wurden die MR Sensoren S_0 und S_1 auf eine metallische Querschienen in der Mitte des EF montiert, die zur Stützung des Batteriepacks dient. Das Koordinatensystem in Bild 5.10 ist so gewählt, dass die x -Achse mit der Längsachse des EF zusammenfällt und zum anderen die Koordinaten der Sensoren möglichst viele Nullen enthalten.

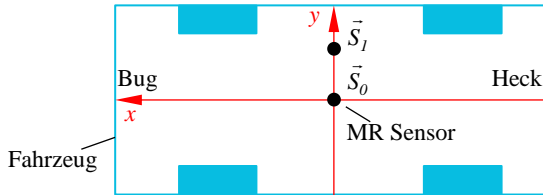


Bild 5.10: Position der MR Sensoren.

Auf diese Weise kann später die 2D-Trilaterationsgleichung zur Berechnung der Position der LS auf dem Steuergerät effizienter gelöst werden. Das EF besitzt kein induktives Ladesystem und wurde aufgrund der Eigenschaften des Unterbodenmaterials gewählt. Zu diesen gehört einerseits die für das Induktivladen optimale Bodenhöhe. Andererseits ist der Unterboden eine große, ausgedehnte, zusammenhängende, magnetische Stahlfläche, was auf die meisten Fahrzeuge zutrifft und einen Nachteil für den vorliegenden Positionierungsansatz darstellt. Diese Eigenschaft wird daher für die Untersuchungen in Kapitel 6 benötigt. Bild 5.11 zeigt den Versuchsaufbau, der an geeigneter Stelle auf dem Institutsgelände im Freien in Betrieb genommen wurde. Um die Tests nicht zu verfälschen, wurde im Vorfeld sichergestellt, dass keine magnetischen Materialien in unmittelbarer Nähe im Boden vorhanden sind.



Bild 5.11: Versuchsaufbau.

5.3.1 Sprungantwort des Gesamtsystems

Wie bereits in Kapitel 4.2.1 erläutert, bilden die LS und der Unterboden zusammen einen Übertrager ohne Eisenkern. Daher muss sichergestellt werden, dass die Pulsfrequenz mit $f_p = 10$ Hz hinreichend niedrig gewählt ist. Andernfalls könnten die Pulshalbwellen des Signals stark verzerrt werden und die Ermittlung von B_{diff} unmöglich werden. Hierzu wurde das Versuchsfahrzeug direkt über der LS geparkt und abgeschaltet. Anschließend wurde das magnetische Pulssignal mit dem MR Sensor S_0 am Unterboden aufgezeichnet. Dieser befand sich hierbei in ca. 60 cm Entfernung zur LS. Die Abtastfrequenz betrug $f_s = 154$ Hz. Die PWM-Steuerung zur Regelung der Mindesteinschwingdauer von 10 ms (siehe Kapitel 4.3.1) war hierbei deaktiviert. Es ergaben sich Einschwingdauern zwischen 19,5 ms und 26 ms, wie dem Bild 5.12 entnommen werden kann.

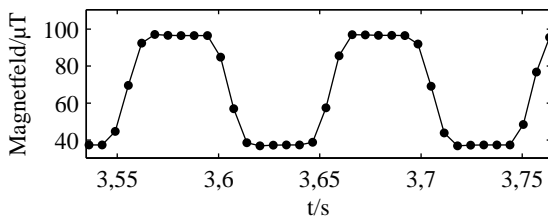


Bild 5.12: Sprungantworten des Übertragers.

Das Pulssignal wird nicht verzerrt, was sichtlich an den gut erhaltenen stationären Bereichen zu erkennen ist. Pro Pulshalbwelle sind 5 stationäre Abtastwerte vorhanden, die für den beschriebenen Algorithmus zur Berechnung von B_{diff} ausreichend sind. Somit ist die Pulsfrequenz mit $f_p = 10$ Hz hinreichend niedrig gewählt und könnte weiter erhöht werden.

Die gleichen Einschwingdauern ergeben sich auch, wenn das Signal ohne EF aufgezeichnet wird. Diese Verzögerung ist auf die im verwendeten MR Sensor integrierten Signalfilter zurückzuführen. Der Einfluss des leitenden Unterbodens auf die Einschwingdauer kann somit mit den MR Sensoren nicht kenntlich gemacht werden. Daher wurde die Einschwingdauer des Pulsstroms in der LS gemessen und gezeigt, dass diese weit unter der Verzögerung der MR Sensoren liegt. Zusammenfassend lässt sich sagen, dass der leitende Unterboden des EF keine nennenswerte Erhöhung der Einschwingdauer verursacht. Es sei angemerkt, dass der Versuch für ein EF wiederholt werden muss, das mit einem System zum Induktivladen ausgestattet ist. Der

Grund ist, dass die entsprechende Elektronik einen Schwingkreis enthält, der durchaus eine höhere Einschwingdauer der Sprungantwort hervorrufen kann.

5.3.2 Die Algorithmen im Vergleich

Das EF wurde mit einer Geschwindigkeit von maximal $v = 1 \text{ ms}^{-1}$ geradlinig zur LS mehrfach hin und wieder zurück bewegt und gleichzeitig das magnetische Pulssignal mit S_0 aufgezeichnet. Auf dieses wurden anschließend ALG1 und ALG2 mit und ohne GF angewendet und das Ergebnis analysiert. Die bereits erwarteten überlagerten magnetischen Störungen der elektrischen Geräte im EF sind in Bild 5.13 nicht zu übersehen und sind deutlich stärker als im Versuch ohne EF im freien Raum (vgl. Bild 5.7).

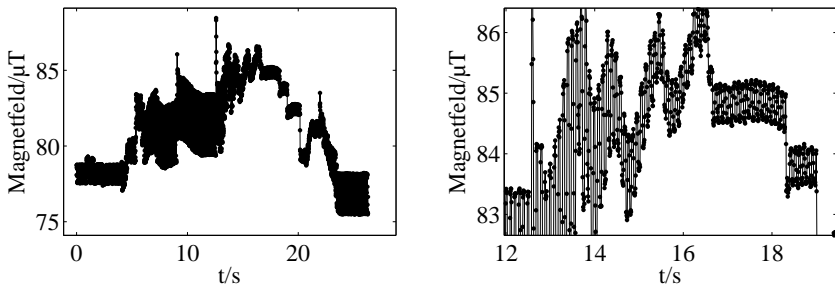


Bild 5.13: Magn. Pulssignal mit überlagerten Störgrößen aus dem EF.

Die hieraus ermittelte Distanz d für beide Algorithmen zeigt Bild 5.14. ALG2 in Bild 5.14b rechnet viel robuster als ALG1 und weist weniger Schwankungen auf. Diese sind dennoch nicht zu vernachlässigen und alternieren z. B. im Bereich von 17 s bis 21 s ± 20 cm um den Ist-Wert. Dies führt zu starken Fehlern in der Positionsberechnung und muss minimiert werden. Hierzu kommt der GF zum Einsatz, der auf beide Kurven angewendet wurde. Die Schwankungen alternieren jetzt nur noch ca. ± 6 cm um den Ist-Wert, was eine erhebliche Verbesserung in Bild 5.15 darstellt. Beim Vergleich beider Algorithmen fällt kein nennenswerter Unterschied auf. Überlagert man die beiden Kurven, erkennt man jedoch, dass bei ALG1 in großen Entfernungen die Schwankungen geringer sind, wenn das EF steht. Dies ist auf das bessere Bandpassverhalten zurückzuführen. ALG2 hingegen weist eine geringere Gruppenlaufzeit auf und der Bandpass folgt schneller. Beispielsweise reagiert ALG2 zu Beginn einer Bewegung des EF je nach Stärke der Störung mehrere

hundert Millisekunden schneller. ALG2 in Kombination mit dem GF ist daher in allen Fällen die bessere Wahl und liefert trotz der überlagerten Störungen ein sehr gutes Ergebnis.

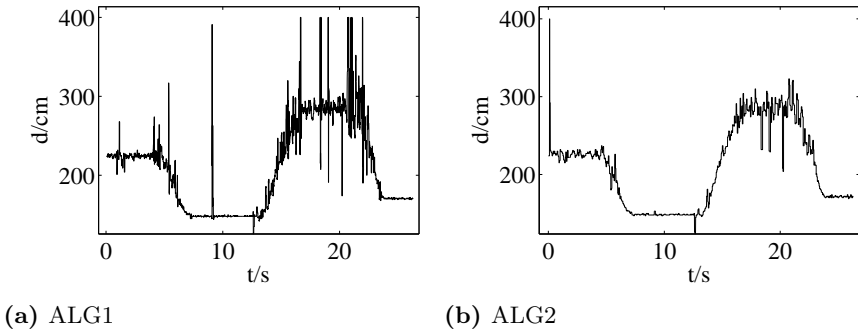


Bild 5.14: Ermittelte Distanz ohne GF.

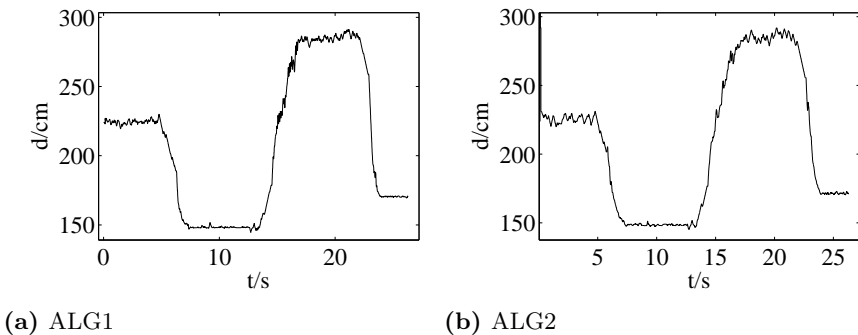


Bild 5.15: Ermittelte Distanz mit GF.

5.3.3 Störungen des Antriebs

Im Laufe der Untersuchungen wurde festgestellt, dass der Antrieb und die elektrische Servolenkung des Versuchsfahrzeugs den größten Anteil der magnetischen Störungen ausmachen, die während des Positionierungsvorgangs auftreten. Im Falle des Antriebs lassen sich die Störungen jedoch umgehen, indem das Gaspedal nicht betätigt, sondern das Kriechen des EF zum

Fortbewegen genutzt wird. Das EF beginnt langsam zu kriechen, sobald die Bremse losgelassen wird. Hierzu benötigt die elektrische Maschine wenig Strom und erzeugt damit geringe magnetische Störungen, die sehr gut gefiltert werden können. Die Kriechgeschwindigkeit ist zum Positionieren bei dem betrachteten Versuchsfahrzeug völlig ausreichend und sogar zu hoch für den Bereich der Feinpositionierung. Diese Art der Positionierung wurde im Versuch von Kapitel 5.3.2 intuitiv angewendet, d. h. der rechte Fuß war ständig auf der Bremse. Betätigt man das Gaspedal dennoch, erkennt man die Störungen anhand der Spitzen im magnetischen Pulssignal in Bild 5.16, die die Pulshalbwellen bis zur Unkenntlichkeit verzerren können. Insbesondere bei großen Entfernungen resultieren die Störungen in starken Abweichungen von der Ist-Distanz in Bild 5.17, wie die ellipsenförmigen Markierungen verdeutlichen. Um den Störungstyp hervorzuheben, wurde für diesen Versuch die Servolenkung im Vorfeld deaktiviert.

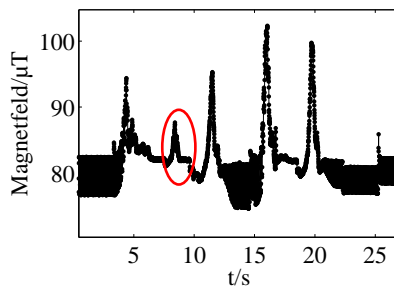
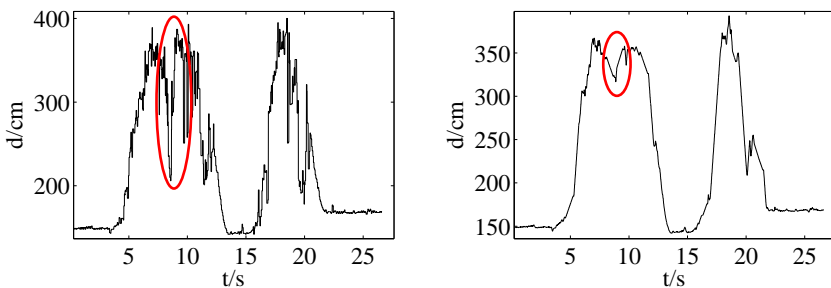


Bild 5.16: Störungen des Antriebs im magnetischen Pulssignal.



(a) Ermittelte Distanz (ALG2)

(b) Ermittelte Distanz (ALG2+GF)

Bild 5.17: Störungen des Antriebs in der ermittelten Distanz.

5.3.4 Störungen der Servolenkung

Die magnetischen Störungen, die von der elektrischen Servolenkung verursacht werden, können nicht so einfach umgangen werden. Hierzu wäre ein größerer technischer Eingriff in das Versuchsfahrzeug notwendig, der im Rahmen des Projekts nicht mehr umgesetzt wurde. Um die Stärke der Störung zu ermitteln, wurde die LS mit einer schlangenförmigen Bewegung angesteuert. In diesem Versuch wurde dabei wieder das Kriechen des EF zum Fortbewegen genutzt. Bild 5.18 zeigt das magnetische Pulssignal, das hierbei aufgezeichnet wurde.

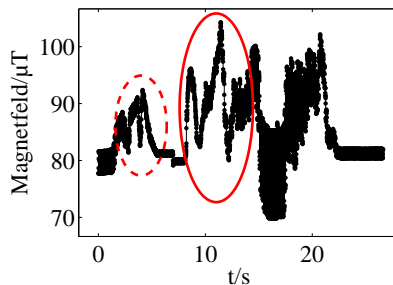
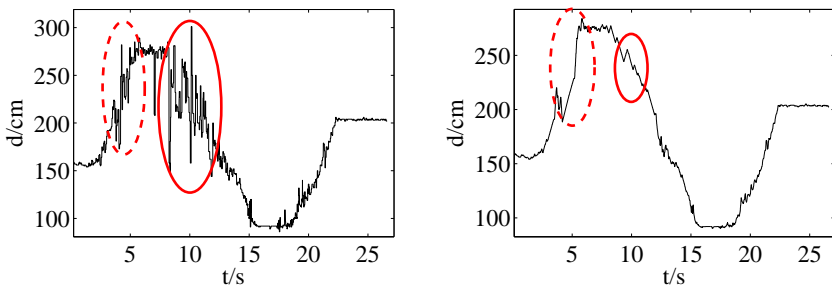


Bild 5.18: Störungen der Servolenkung im magnetischen Pulssignal.



(a) Ermittelte Distanz (ALG2)

(b) Ermittelte Distanz (ALG2+GF)

Bild 5.19: Störungen der Servolenkung in der ermittelten Distanz.

Die Verzerrungen im Pulssignal deuten auf die Bewegungen des Lenkrads hin, wie die ellipsenförmigen Markierungen beispielhaft zeigen. Im Falle der gestrichelten Markierung dauert die Störung ca. 2s. In diesem Zeitintervall weichen die Verläufe in den Bildern 5.19a und 5.19b stark voneinander ab.

5.3.5 Positionierung ohne Servolenkung

Im folgenden Versuch wurde die LS wieder mit einer schlangenförmigen Bewegung angesteuert. Auch hier wurde das Kriechen des EF zum Fortbewegen genutzt. Dieses Mal war jedoch die elektrische Servolenkung des Versuchsfahrzeugs deaktiviert. Wie zu erwarten war, entspricht die Qualität der Ergebnisse denen bei einer geradlinigen Bewegung in Kapitel 5.3.2. Das Pulssignal in Bild 5.20 weist jetzt trotz Kurvenfahrt deutlich weniger Störungen auf. Auch die beiden Kurven der ermittelten Distanz in den Bildern 5.21a und 5.21b stimmen sehr gut überein.

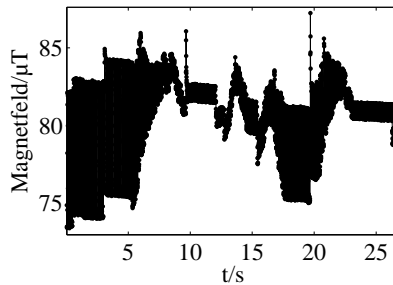
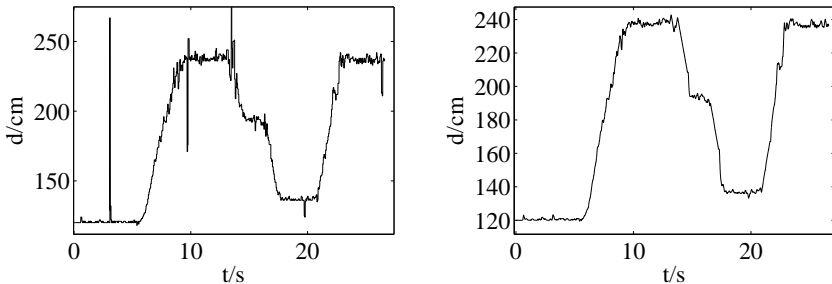


Bild 5.20: Magnetisches Pulssignal bei deaktivierter Servolenkung.



(a) Ermittelte Distanz (ALG2)

(b) Ermittelte Distanz (ALG2+GF)

Bild 5.21: Ermittelte Distanz bei deaktivierter Servolenkung.

5.4 Fazit

Die vorgestellten Algorithmen stellen einen ersten Ansatz dar und ermöglichen prinzipiell eine effiziente und schnelle Lokalisierung der LS. Folglich ist das allgemeine Ziel der Fahrzeugpositionierung erreicht. Mit Blick auf den Benutzerkomfort muss die Signalverarbeitung zur Rauschunterdrückung jedoch weiter verbessert werden, da es bei größeren Abständen zwischen EF und LS zu Schwankungen auf der 3D-Anzeige im Cockpit kommt. Diese können ein schlechtes Fahrgefühl während des Positionierungsvorgangs beim Benutzer hervorrufen und sind zum einen durch das schwache Signal in größerer Entfernung begründet. Zum anderen erfassen die Sensoren störende magnetische Felder von elektrischen Geräten aus dem EF oder aus der Umgebung, wodurch die Positionsberechnung fehlerbehaftet ist.

Zudem können sich die magnetischen Störungen von EF zu EF erheblich unterscheiden. Daher muss sichergestellt werden, dass die hier vorgestellten Algorithmen allgemein für alle EF funktionieren. Dies gelang wegen der hohen Komplexität der notwendigen Untersuchungen im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht.

Um die magnetischen Störungen des Antriebs zu minimieren, sollte wann immer möglich die Kriechbewegung des EF während des Positionierungsvorgangs genutzt werden. Die Störungen der Servolenkung können theoretisch reduziert werden, indem die Zuleitungen ihres Gleichstrommotors verdrillt werden. Da der Aufwand für den Umbau im Versuchsfahrzeug zu hoch war, konnte darauf im Rahmen dieser Arbeit nicht eingegangen werden.

6 Entzerrung der magnetischen Flussdichteverteilung

Der Unterboden der meisten Kraftfahrzeuge besteht aus magnetischen Stahllegierungen, die magnetische Felder aus der Umgebung in sich einsaugen. Aus diesem Grund wird die originale bzw. auf Luft bezogene magnetische Flussdichteverteilung B_z der LS in der Nähe des Unterbodens verdichtet (siehe Kapitel 3.1.2). Dort misst der MR Sensor folglich eine verzerrte Flussdichteverteilung B_{zv} . Der magnetische Unterboden des EF kann im betrachteten Montageort des Sensors daher als eine Abbildung $B_{zv} = f(B_z)$ aufgefasst werden. Um dem MR Sensor nun den richtigen Abstand zur LS zuzuordnen zu können und somit eine exakte Lokalisierung zu gewährleisten, ist es notwendig f zu kennen. Die theoretische Untersuchung von f samt der Abhängigkeiten inklusive des experimentellen Nachweises ist daher Gegenstand der folgenden Unterkapitel.

6.1 Klassifizierung des Unterbodenmaterials

Da die MR Sensoren am Unterboden des EF platziert werden, sind die magnetischen Eigenschaften des Rohbaus der Karosserie und der dazwischenliegenden Bodenbleche maßgeblich für die Ausbildung der Abbildung f verantwortlich. In den letzten Jahren wurden neue Stahlsorten entwickelt, um den gestiegenen Anforderungen hinsichtlich Sicherheit, Festigkeit, Umformbarkeit und Gewicht gerecht zu werden. Insbesondere für die genannten Fahrzeugteile kommen moderne, hochfeste Stähle mit niedrigsten Kohlenstoffgehalten zum Einsatz, zu denen IF-, Bake-Hardening-, mikrolegierte, Mehrphasen- und härtbare Vergütungsstähle zählen [19, S. 207 ff]. Die hohen Anforderungen werden durch Zulegieren der Elemente Mangan (Mn), Aluminium (Al), Silicium (Si), Titan (Ti), Niob (Nb), Vanadium (V) sowie Bor (B) und durch die Wahl eines passenden Nachbehandlungsverfahrens

umgesetzt. Hierbei werden die Legierungen kaltumgeformt oder einer speziellen Wärmebehandlung ausgesetzt [13]. Die genannten Stahltypen weisen ein weiches ferritisches oder ferritisch-perlitisches Gefüge auf, in dem härtere Gefügebestandteile wie Bainit oder Martensit durch spezielle technische Maßnahmen eingefügt werden [46, S. 195 ff]. Sie sind somit nicht-austenitisch und folglich magnetisierbar [56, S. 157 ff]. Eine anfänglich weichmagnetische Stahllegierung kann nach Anwendung der Nachbehandlungs- bzw. Härtungsverfahren hartmagnetisch werden. Der Gehalt von Cobalt (Co) als ein wichtiges Steuerelement für die magnetische Härte [37, S. 205 ff] ist bei den genannten Stählen jedoch extrem niedrig. Deren Koerzitivfeldstärke H_C liegt daher gemäß der Tabelle in [37, S. 209] deutlich unter 10 kA m^{-1} . Die betrachteten Fahrzeugteile sind somit magnetisch halbhart [37, S. 168].

6.2 Form und Grad der Verzerrung

Modelliert man das EF als eine rechteckige, zur LS parallele, magnetische Platte und bringt diese in die Nähe einer stromführenden LS, berechnet sich mithilfe der Softwareapplikation Comsol Multiphysics ein Magnetfeld nach Bild 6.1.

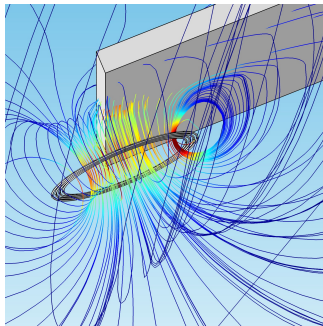


Bild 6.1: Verzerrung des Spulenfeldes.

Die durch die Platte verursachte Verzerrung des Spulenfeldes ist deutlich zu erkennen. Die Magnetfeldlinien werden dabei umgebogen und umgelenkt, wodurch sich ein chaotisches und komplexes Bild der Verzerrung offenbart. Im Folgenden wird gezeigt, dass eine Beschreibung der Verzerrung gewissermaßen dennoch möglich ist.

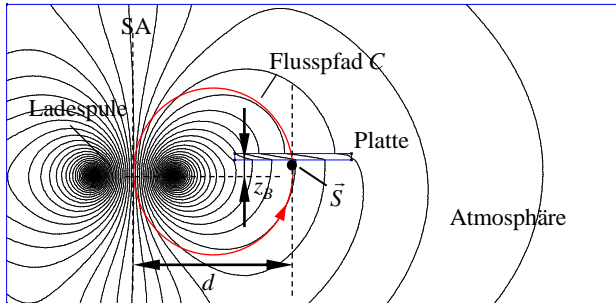


Bild 6.2: Geschlossener Flusspfad.

Zunächst wird die Ausgangssituation definiert: Die Abbildung f wird in einem Messpunkt \vec{S} sehr nah an der Unterseite der Platte betrachtet, wie in Bild 6.2 dargestellt. Dies entspricht einem realen Montageort eines MR Sensors. Der Messpunkt liege dabei im Schwerpunkt der Platte. Dies erlaubt im Folgenden eine einfachere Beschreibung. Die Platte habe eine konstante und im Vergleich zur Luft viel höhere Permeabilitätszahl, d. h. $\mu_r \gg 1$. Der Schwerpunkt der LS liege auf der Längsachse der Platte, d. h. der Verdrehwinkel γ (siehe Bild 4.2) ist Null. Die Platte und der Messpunkt sind im gleichen Bezugssystem und untrennbar miteinander verbunden. Wird die Platte beispielsweise um den Versatz Δd verschoben, dann gilt dies folglich gleichermaßen für den Messpunkt \vec{S} . Weiter habe der Messpunkt die auf die Spulenebene bezogene konstante Bodenhöhe $z = z_B$ und den Abstand d zur Symmetrieachse SA der LS. Der Abstand ist beliebig aus dem Definitionsbereich $D = \{d \mid d > d_{min}\}$ (siehe Bild 4.4b) gewählt und sei zunächst fest, d. h. die Körper sind starr und bewegen sich nicht. Die LS führe den konstanten Strom I . Dann entstehen die Magnetfeldlinien in Bild 6.2, die mithilfe des Tools FEMM sichtbar gemacht worden sind.

Nachdem die Ausgangssituation nun geklärt ist, führen wir als nächstes eine neue Sichtweise auf das Gesamtsystem ein. Man sieht, dass eine Teilmenge dieser Feldlinien in Bild 6.2 einen über die Platte durch \vec{S} geschlossenen Flusspfad C bildet. Diesen Pfad kann man sich als sehr dünne Flussröhre vorstellen. Beschränkt man sich nun auf rein makroskopische Betrachtungen bzw. verzichtet man auf den Anspruch, den magnetischen Fluss analytisch zu berechnen, lässt sich die Flussröhre als magnetischer Kreis interpretieren. Dies erlaubt die Betrachtung aus dem Blickwinkel des Hopkinson'schen Gesetzes (siehe Kapitel 3.2), aus dem sich eine Vielzahl wichtiger Informationen über f gewinnen lassen.

Das Wegintegral der magnetischen Erregung \vec{H} gemäß dem Durchflutungsgesetz (3.12) über die Flussröhre C ergibt die magnetische Spannung U_m , die sich auf die in Serie geschalteten magnetischen Widerstände R_0 und R_p verteilt. R_0 ist hierbei die Reluktanz der Luft, R_p die der Platte und R_m die Gesamtreluktanz. Betrachtet man nun den zur Platte parallelen Querschnitt A der Flussröhre, der \vec{S} als Mittelpunkt hat, erkennt man, dass der Quotient aus U_m und R_m ein Maß für die Größe des magnetischen Flusses durch A ist. Für die Betrachtung mit der Platte wird der Fluss mit ϕ_{zv} bezeichnet. Unter Berücksichtigung, dass der Querschnitt sehr klein ist, kann die magnetische Flussdichte auf A als konstant angenommen werden, und es muss für den magnetischen Fluss

$$\phi_{zv} = \int_A B_{zv} dA = B_{zv} A \sim \frac{U_m}{R_m} = \frac{U_m}{R_0 + R_p} \quad (6.1)$$

gelten. Betrachtet man jetzt den Flusspfad ohne Platte, ergibt das Wegintegral über C wieder die gleiche magnetische Spannung U_m . Die Reluktanz des magnetischen Kreises hat sich jedoch zu R'_m verändert und für den neuen Fluss ϕ_z durch den Querschnitt A gilt

$$\phi_z = \int_A B_z dA = B_z A \sim \frac{U_m}{R'_m} = \frac{U_m}{R'_0}. \quad (6.2)$$

Der sehr leitfähige Raum, den die Platte einnahm, ist nun mit Luft gefüllt, was mit einem Anstieg der Reluktanz des Kreises gleichbedeutend ist, d. h. es gilt

$$R_0 + R_p < R'_0. \quad (6.3)$$

Folglich ist der Fluss durch A gemäß dem Hopkinson'schen Gesetz gesunken. Damit ist auch die magnetische Flussdichte B_z in \vec{S} gesunken und es gilt

$$\frac{U_m}{R_0 + R_p} > \frac{U_m}{R'_0} \Rightarrow \phi_{zv} > \phi_z \Rightarrow \frac{B_{zv}}{B_z} > 1. \quad (6.4)$$

Jetzt wird die Platte und mit ihr der Messpunkt \vec{S} an eine andere Stelle verschoben bzw. ein neuer Abstand aus D gewählt. Die magnetische Spannung U_m ist nach dem Durchflutungsgesetz unverändert, da die neue Flussröhre immer noch den gleichen Strom I in der LS umschließt. U_m ist somit unabhängig von d bzw. für alle Flussröhren gleich. Spielt man nun das obige Gedankenspiel nochmal durch, gelangt man wieder zum gleichen Ergebnis. Dies führt zu der These, dass die Beziehung (6.4) für alle Abstände d in D

gilt. Ist dies der Fall, wäre nicht nur eine erste wichtige Erkenntnis gefunden, sondern dies würde zusätzlich die Existenz einer Verstärkungsfunktion V mit der Eigenschaft

$$V(d) = \frac{\phi_{zv}(d)}{\phi_z(d)} = \frac{B_{zv}(d)}{B_z(d)} > 1, \quad \forall d \in D \quad (6.5)$$

einschließen, mit deren Hilfe sich die gesuchte Abbildung f definieren ließe. V gibt an, um welchen Faktor die magnetische Flussdichte B_{zv} bezogen auf die originale in Luft B_z gestiegen ist. Wir gehen zunächst von der Richtigkeit von (6.5) aus und beweisen die These später. Dann lässt sich f als

$$B_{zv}(d) = f(B_z(d)) = V(d)B_z(d), \quad d \in D \quad (6.6)$$

definieren. Im Zusammenhang mit der Frage nach der Abbildung f rückt damit die Verstärkungsfunktion V in den Vordergrund. Sind ihre Eigenschaften und Abhängigkeiten bekannt, kann über die Gleichung (6.6) die verzerrte magnetische Flussdichteverteilung $B_{zv}(d)$ berechnet werden.

Um zu weiteren Aussagen über V zu gelangen, wird zunächst wieder ein fester Abstand $d \in D$ betrachtet und die Gleichung (6.5) zu

$$V = \frac{B_{zv}}{B_z} \sim \frac{U_m/R_m}{U_m/R'_m} = \frac{R'_m}{R_m} \quad (6.7)$$

umgeformt. Jetzt wird ersichtlich, dass V für $\forall d \in D$ unabhängig von der magnetischen Spannung U_m ist und rein vom Verhältnis der Reluktanzen R'_m (ohne Platte) und R_m (mit Platte) abhängt. Der Quotient ist folglich ein Maß für die Größe von V .

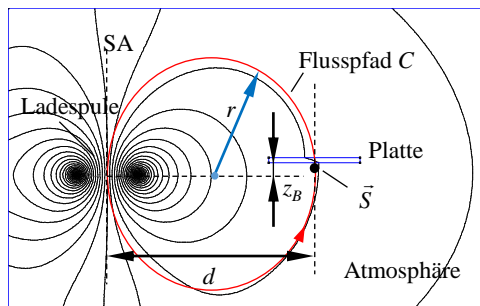


Bild 6.3: Große Radien des Flusspfads für große Abstände.

Verschiebt man nun die Platte horizontal an eine Stelle weiter entfernt von

der Spule, bildet eine Teilmenge der Feldlinien wieder eine Flussröhre C über die Platte durch \vec{S} wie in Bild 6.3 dargestellt. Ihr zur Platte paralleler Querschnitt, der \vec{S} als Mittelpunkt hat, sei wieder A . Wie dem Bild weiter entnommen werden kann, durchlaufen die Feldlinien bei größerer Entfernung d annähernd kreisförmige Bahnen mit deutlich größeren Radien r . Folglich nimmt der Luftanteil in der Flussröhre mit zunehmendem Abstand d zu, während der Metallanteil unverändert bleibt. Hieraus lässt sich schlussfolgern, dass das Verhältnis der Reluktanzen sinkt und für $d_1, d_2 \in D$ der Zusammenhang

$$d_2 > d_1 \quad \Leftrightarrow \quad \frac{R'_m(d_2)}{R_m(d_2)} < \frac{R'_m(d_1)}{R_m(d_1)} \quad \Leftrightarrow \quad V(d_2) < V(d_1) \quad (6.8)$$

gilt; d. h. die Verstärkung $V(d)$ ist für $\forall d \in D$ eine streng monoton fallende Funktion. Die Eigenschaft kann direkt aus Gleichung 6.7 hergeleitet werden und es gilt in einem ersten Schritt

$$V(d) \sim \frac{R'_m(d)}{R_m(d)} = \frac{R'_0(d)}{R_0(d) + R_p}. \quad (6.9)$$

Betrachtet man die dünne Flussröhre in Bild 6.3 vereinfacht als perfekten Kreis, dann folgt weiter mit der Gleichung (3.16) für magnetische Widerstände und der Beziehung $l(d) = 2\pi r = \pi d$

$$V(d) \sim \frac{l(d)}{l(d) - l_M + \frac{l_M}{\mu_r}} = \frac{\pi d}{\pi d - l_M + \frac{l_M}{\mu_r}} = \frac{1}{1 - \left(\frac{l_M}{\pi} - \frac{l_M}{\pi\mu_r}\right)\frac{1}{d}}, \quad (6.10)$$

wobei l_M den konstanten Metallanteil und $l(d)$ den veränderlichen Luftanteil im magnetischen Kreis beschreibt. μ_r ist die konstante Permeabilitätszahl der Platte. Berücksichtigt man, dass der Term in der Klammer eine positive Konstante ist, dann sinkt $V(d)$ für steigende d ; somit ist die Eigenschaft (6.8) nachgewiesen.

Weiter folgt, dass $V(d)$ für große Abstände gegen 1 konvergiert, d. h.

$$\lim_{d \rightarrow \infty} V(d) = 1. \quad (6.11)$$

Aus (6.8) und (6.11) leitet sich schließlich direkt die bereits im Vorfeld vermutete Eigenschaft (6.5) ab.

Mithilfe des Biot-Savart'schen Integrals 3.1.3 kann weiter gezeigt werden, dass ein Definitionsbereich D existiert, auf dem $B_z(d)$ für runde und rechteckige Ladespulen ebenfalls streng monoton fallend ist [35]. Folglich ist das Produkt

aus Verstärkung V und magnetischer Flussdichteverteilung B_z und somit f nach Definition (6.6) auf D ebenfalls streng monoton fallend und es gilt mit $B_z(d_n) = B_{zn}$, $d_n \in D$ und $n = \{1, 2\}$

$$d_2 > d_1 \Leftrightarrow B_{zv}(d_2) = f(B_{z2}) < f(B_{z1}) = B_{zv}(d_1). \quad (6.12)$$

Mit anderen Worten: *Das EF verzerrt die magnetische Flussdichteverteilung der LS ohne dabei ihre Monotonie-Eigenschaft zu zerstören.* Diese Tatsache ist für die Fahrzeugpositionierung von entscheidender Bedeutung und ermöglicht überhaupt erst den gewählten Ansatz. Sie stellt sicher, dass jedem Messwert der verzerrten magnetischen Flussdichteverteilung B_{zv} eindeutig eine Distanz d zugeordnet und somit die Trilaterationsgleichung (4.1) eindeutig gelöst werden kann.

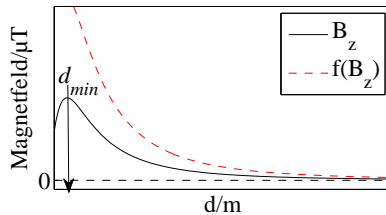


Bild 6.4: Hypothetischer Verlauf von f .

Darüber hinaus nimmt f mit den gewonnenen Eigenschaften (6.5), (6.11) und (6.12) erstmals Gestalt an und muss prinzipiell dem Verlauf in Bild 6.4 ähneln. Zum Nachweis wurde das Versuchsprinzip in Bild 6.5 in Comsol Mutlphysics erstellt.

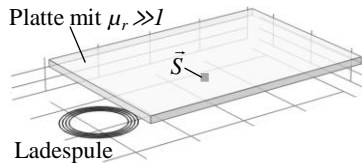
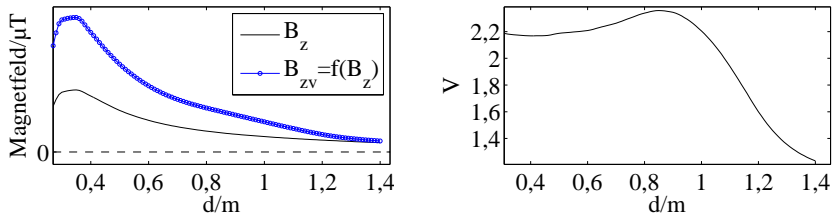


Bild 6.5: Versuchsprinzip zum Nachweis des Verlaufs von f .

Die Platte wurde über die LS bewegt und in jedem Schritt die verzerrte magnetische Flussdichte B_{zv} in \vec{S} aufgezeichnet. Bild 6.6a bestätigt die Annahmen und zeigt den streng monoton fallenden Verlauf von f .

(a) Berechneter Verlauf von f (b) Berechneter Verlauf von V **Bild 6.6:** FEM-basierte Sichtbarmachung von f und V .

Die Hypothesen bzgl. V stimmen hingegen nur teilweise, da die Funktion nur abschnittsweise streng monoton fallend ist, wie Bild 6.6b zeigt. Nach einem Anstieg der Verstärkung bei Annäherung erreicht V ein Maximum und fällt dann wieder leicht ab. Der Effekt ist nicht überraschend und wurde bereits ausführlich in [36] erläutert: Kommt das in Richtung der LS zeigende Ende der Platte dem Spulenzentrum nahe, erfasst es zusätzlich die Feldlinien bzw. den magnetischen Kreis links der Symmetrieachse SA (siehe Bild 6.3). Damit nimmt die Verdichtung der Feldlinien in \vec{S} erstmal zu. Das einfache Modell mit zwei in Serie geschalteten magnetischen Widerständen ist somit für diesen Abschnitt nicht mehr gültig. Überschreitet das Plattenende nun die SA, wird der magnetische Kreis links von der SA immer leitfähiger und die erfassten Feldlinien können sich in ihrer natürlichen Richtung ausbreiten. Man kann auch sagen: Der magnetische Fluss teilt sich auf zwei parallel geschaltete Zweige auf. Dadurch nimmt die Verdichtung der Feldlinien in \vec{S} wieder ab. Da in der Simulation eine 2 m lange Platte konstruiert wurde, muss sich das Maximum von V in etwa bei $d = 1$ m befinden, was auch Bild 6.6b bestätigt. Der Effekt hat allgemein jedoch keine nennenswerten Abnahmegeschwindigkeiten von V zur Folge. Dies wurde anhand von Simulationen bestätigt. Die Zunahmegeschwindigkeit von $B_z(d)$ in Spulennähe ist hingegen allgemein extrem hoch. Der Verlauf von f bleibt folglich streng monoton fallend und die notwendige Bedingung (6.12) bleibt allgemein erfüllt.

Es sei angemerkt, dass bei den vorgestellten Überlegungen ein einziger fester Montageort betrachtet wurde und daher die Bezeichnungen V und f in diesem Sinne zielführend sind. Eine andere Wahl des Montageorts zieht jedoch einen veränderten magnetischen Kreis nach sich, d. h. der Verlauf der Verzerrung ist im Allgemeinen vom Montageort abhängig. Daher wird

im Folgenden jedem MR Sensor i der Bodenhöhe z_i im dazugehörigen Ort $\vec{S}_i = (d, z_i)$ nicht f , sondern die individuelle Abbildung

$$B_{zvi} = f_i = V_i(d)B_z(d) \quad (6.13)$$

zugeordnet. In allen Montageorten sind die entsprechenden f_i streng monoton fallend und es gilt die notwendige Bedingung (6.12).

Ist die Verzerrungsfunktion V_i für jeden MR Sensor i nun bekannt, ist theoretisch eine präzise Positionierung möglich. Obwohl V_i unter anderem eine Abhängigkeit zum Verdrehwinkel γ besitzt [36], genügt es hierbei die Funktion für $\gamma = 0^\circ$ zu ermitteln, da sich LS und FS in Endstellung¹ auf der Längsachse des EF befinden und für diesen Fall somit die höchste Präzision gewährleistet sein muss. Der Einfluss des Verdrehwinkels und anderer Parameter von V_i auf die Positionierungsgenauigkeit wird in Kapitel 6.6 behandelt.

In den Überlegungen wurde jedoch die Permeabilitätszahl der Platte als konstant und damit eine lineare Magnetisierung des Unterbodenmaterials angenommen. Wie in Kapitel 3.1.2 erläutert, ist diese bei ferromagnetischen Materialien jedoch eine nicht-lineare Funktion, abhängig von der magnetischen Erregung H . Somit ist auch die Permeabilitätszahl nicht konstant und weist in unterschiedlichen Arbeitspunkten der materialspezifischen Hystereseschleife in Bild 3.5a unterschiedliche Werte auf. Es existiert nun eine Vielzahl äußerer magnetischer Störquellen, die den Arbeitspunkt während des Positionierungsvorgangs verschieben, wie z. B. das Erdmagnetfeld. Dieses kann sich zeitlich und örtlich ändern. Zusätzlich überlagern sich magnetische Felder aus der Umgebung, wie z. B. von induktiven Ladestationen oder anderer elektrischer Anlagen. Daneben können magnetische Störfelder von Geräten des EF stammen, wie z. B. von der elektrischen Servolenkung oder vom elektrischen Antrieb. Aber auch das magnetische Pulssignal selbst ändert den Zustand des Materials in Abhängigkeit der Distanz. Mit dem Arbeitspunkt ändert sich folglich ständig die Reluktanz R_m des magnetischen Kreises, den die LS, das EF und die umgebende Atmosphäre gemäß des Modells in Bild 6.3 zusammen bilden. Damit ändern sich direkt auch alle V_i , wodurch es zu Positionierungsfehlern kommen kann.

Bild 6.7 zeigt die theoretische Arbeitspunktabhängigkeit der Verzerrungsfunktion V_i des Sensors i für einige ausgewählte Permeabilitätszahlen der Platte. Hierbei wurde für den gesamten Definitionsbereich D jeweils eine konstante Permeabilitätszahl angenommen. Diese variiert in der Realität jedoch auch mit der Distanz d . Es stellt sich nun die Frage, ob eine Möglichkeit existiert

¹Beide Spulen genau übereinander

den Einfluss der Magnetisierung auf die Abbildungen V_i zu beschreiben, um eine hohe Positionierungsgenauigkeit sicherzustellen. Insbesondere bei der Nutzung eines magnetischen Pulssignals kommen hinsichtlich der Magnetisierung spezielle Besonderheiten hinzu, auf die im Folgenden eingegangen wird.

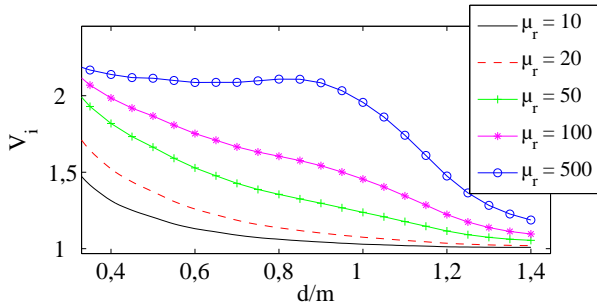


Bild 6.7: Einfluss der Magnetisierung auf V_i .

6.3 Einfluss der Magnetisierung

Um den Einfluss der Magnetisierung zu verstehen, müssen die physikalischen Vorgänge im Material berücksichtigt werden.

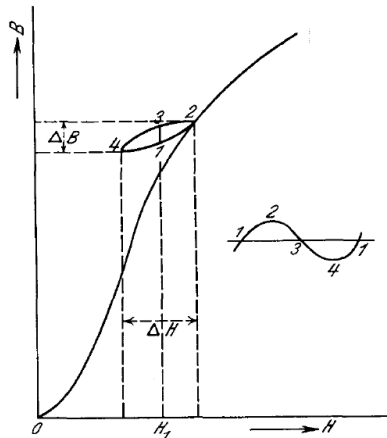


Bild 6.8: Hystereseprozess bei kleiner periodischer Anregung [53].

Das Unterbodenmaterial des EF ist in der Realität vormagnetisiert und befindet sich daher in einem unbekanntem Arbeitspunkt seiner Hysterese-schleife. Dieser hängt von der statischen äußeren Erregung H_1 ab, die sich aus verschiedenen Feldern - wie dem Erdmagnetfeld - zusammensetzt. Schaltet man nun das magnetische Pulssignal der LS ein, schwingt dieses um H_1 , d. h. dem Gleichfeld ist ein periodisches Signal überlagert. Diese Art der Anregung löst nach [20] und [15] einen speziellen Hystereseprozess (Bild 6.8) im Material aus, der in [53] wie folgt zusammengefasst wurde:

„Bringt man einen ferromagnetischen Körper in ein magnetisches Feld, das durch einen Gleichstrom mit einem darauf superponierten Wechselstrom erzeugt wird, so beschreibt der den magnetischen Zustand des Körpers darstellende Punkt während einer Periode des Wechselstroms, im B-H-Diagramm eine kleine, ungefähr ellipsenförmige Hysterese-schleife. Die Abszissen der Scheitel dieser Schleife sind $H_1 + \frac{1}{2}\Delta H$ und $H_1 - \frac{1}{2}\Delta H$, wenn H_1 der Wert des Feldes ist, welcher dem Gleichstrom

allein entspricht, und $\frac{1}{2}\Delta H$ die Änderung des Feldes, welche der Amplitude des Wechselstromes entspricht. Die Ordinaten der Scheitel seien B und $B + \Delta B$. Es wird dann der Quotient $\Delta B/\Delta H$, also die Neigung der Längsachse der Schleife, als die effektive Permeabilität bezeichnet.“

Der Begriff wurde in [15] bei der Untersuchung von Siliziumeisenringen in Fernsprecheinrichtungen hinsichtlich ihrer magnetischen Eigenschaften eingeführt. Das Verhältnis $\Delta B/\Delta H$ war ausschlaggebend für die Qualität des Tonsignals und wurde erstmals als „effektive Permeabilität“ bezeichnet. Je höher die Steigung der Längsachse der kleinen Ellipse ist, umso besser wird das Tonsignal im Mikrophon verstärkt. Die Größe wird mittlerweile bezogen auf die magnetische Flussdichteverteilung in Luft angegeben

$$\mu_{\Delta} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\Delta B}{\Delta H}, \tag{6.14}$$

und wird als Überlagerungspermeabilität bezeichnet [43, S. 391] Die Größe ist im vorliegenden Positionierungsansatz entscheidend, da sie die Verstärkung V_i eines MR Sensors i maßgeblich beeinflusst.

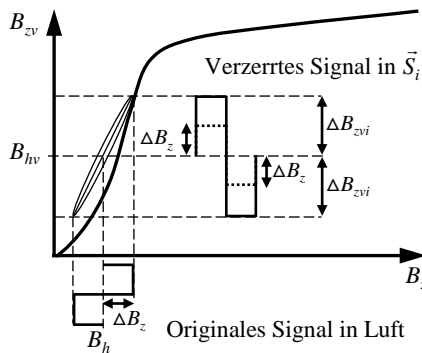


Bild 6.9: Kleine Hystereseschleife, die in \vec{S}_i wahrgenommen wird.

Um dies zu verdeutlichen, wird Bild 6.9 betrachtet. Im Ort $\vec{S}_i = (d, z_i)$ herrscht in der Atmosphäre eine statische Störgröße B_h . Dieser ist das magnetische Pulssignal der LS mit der Amplitude $\Delta B_z = B_z(d)$ überlagert. Stellt man nun ein EF knapp über den Ort \vec{S}_i wie in Bild 6.3 ab, bildet sich im Unterbodenmaterial eine kleine Ellipse und eine mit dieser verknüpfte relative Überlagerungspermeabilität μ_{Δ} aus. Da wie schon erwähnt

Veränderungen im Material in dessen unmittelbarer Nähe durch einen MR Sensor wahrgenommen werden können, ist in \vec{S}_i ebenfalls eine kleine Ellipse nach Bild 6.9 vorhanden. Eine weitere Schlussfolgerung ist, dass einerseits die Steigung m_e ihrer Längsachse umso größer ist, je größer auch μ_Δ im Unterbodenmaterial ist. Andererseits zieht eine erhöhte Steigung gleichzeitig eine verstärkte Pulsamplitude $\Delta B_{zvi} = B_{zvi}(d)$ nach sich. Daher ist m_e mit der Verstärkung V_i gleichzusetzen und es gilt für $\forall d \in D$

$$m_e = V_i(d) = \frac{\Delta B_{zvi}}{\Delta B_z} = \frac{B_{zvi}(d)}{B_z(d)} \sim \mu_\Delta, \quad (6.15)$$

wodurch der direkte Zusammenhang zwischen μ_Δ und V_i erklärt ist. Es sei angemerkt, dass die Ellipsenform der kleinen Hystereseschleife in Bild 6.9 zur einfacheren Darstellung gewählt wurde und bei gepulster Anregung eine andere Form besitzt. Für die vorangegangenen Überlegungen ist dies jedoch unerheblich und alle Erkenntnisse behalten ihre Gültigkeit.

Da nun klar ist, dass die Überlagerungspermeabilität μ_Δ im Unterbodenmaterial die Verstärkung V_i maßgeblich beeinflusst, gilt es deren Abhängigkeiten zu untersuchen. R. Gans leistete Anfang des 20. Jahrhunderts wichtige Vorarbeiten zu diesem Thema. Er beschäftigte sich mit der Existenz reversibler Magnetisierungsprozesse in unterschiedlichen ferromagnetischen Materialien. In diesem Zusammenhang prägte er den Begriff der „reversiblen Permeabilität“. Diese ist heute definiert als der Grenzwert der Überlagerungspermeabilität bei periodischer Anregung mit unendlich kleiner Amplitude ΔH [43, S. 391] und lautet

$$\mu_{rev} = \lim_{\Delta H \rightarrow 0} \mu_\Delta. \quad (6.16)$$

Gans zeigte, dass wenn man sie in ihrer Abhängigkeit von der magnetischen Erregung H betrachtet, die Größe wesentlich von der magnetischen Vorgeschichte des Materials, d. h. vom jeweiligen Arbeitspunkt auf der Hystereseschleife abhängt [20]. Da Gans für seine Experimente die technischen Mittel zur Erzeugung hinreichend kleiner Amplituden ΔH fehlten, zeigte er implizit, dass dies ebenfalls für die Überlagerungspermeabilität μ_Δ gilt. Bezogen auf den gewählten Positionierungsansatz bedeutet dies folglich: Der magnetische Unterboden des EF weist in unterschiedlichen Arbeitspunkten seiner Hystereseschleife auch unterschiedliche Werte von μ_Δ bei gleichbleibender Amplitude ΔB_z des Pulssignals auf. Aufgrund Gleichung (6.15) ändert sich mit μ_Δ auch die Verstärkung V_i . Dies äußert sich in der veränderten Steigung der kleinen Ellipsen in Bild 6.10, die der MR Sensor in \vec{S}_i wahrnimmt. Da Arbeitspunktverschiebungen - verursacht durch die

sich verändernde Störgröße B_h - jederzeit auftreten können, werden zu verschiedenen Zeitpunkten folglich unterschiedliche Flussdichtewerte $B_{zvi}(d)$ berechnet.

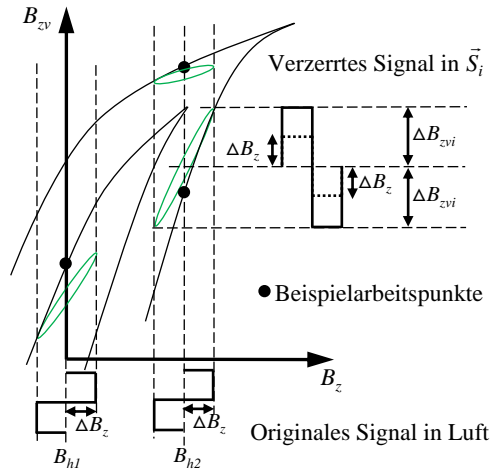
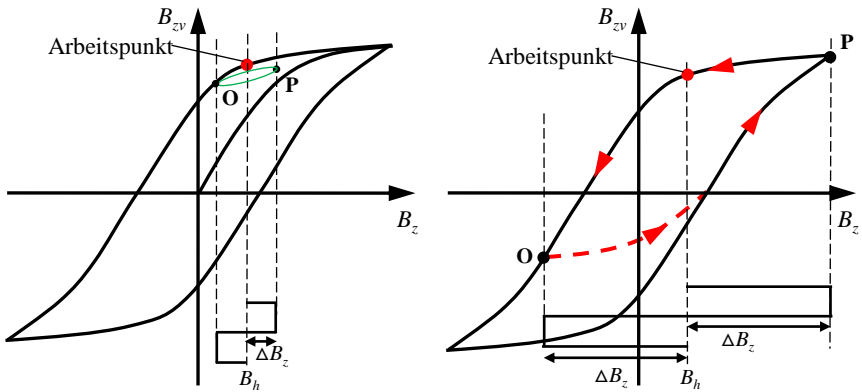


Bild 6.10: Abhängigkeit von V_i von der magnetischen Vorgeschichte.

Die dem Fahrer im Cockpit auf dem Bildschirm angezeigte Position kann sich somit zeitlich ändern, obwohl sich das EF nicht bewegt. Damit ist die Reproduzierbarkeit und folglich die (einfache) Beschreibbarkeit von V_i grundsätzlich infrage gestellt. Weiter lässt sich unschwer erkennen, dass sequentielle Arbeitspunktverschiebungen in einer derartigen Konstellation auftreten können, dass eine streng monotone Verstärkungsfunktion V_i im nächsten Moment nicht mehr streng monoton ist. Damit würden die für die Positionierung essentiellen Behauptungen (6.8) und (6.12) im Allgemeinen nicht mehr gelten. Darüber hinaus kann man ableiten, dass V_i eine Abhängigkeit zur Pulsamplitude ΔB_z besitzt. Dies wird deutlich, wenn man für den gleichen Arbeitspunkt auf der Hystereseschleife zuerst eine kleine und anschließend eine große Pulsamplitude betrachtet, wie in Bild 6.11. Es ist zu erkennen, dass die Verstärkung V_i bzw. die Steigung der Verbindungsgeraden (OP) in beiden Teilbildern im Allgemeinen unterschiedlich sein kann. Insbesondere kann hierfür die unsymmetrische Aussteuerung der Hystereseschleife wie in Bild 6.11b die Ursache sein. Dies ist beispielsweise in Spulennähe der Fall, da dort sehr starke Felder herrschen.



(a) Kleine Pulsamplitude

(b) Große Pulsamplitude

Bild 6.11: Abhängigkeit der Verstärkung V_i von der Pulsamplitude ΔB_z .

Es scheint nun so, als ob V_i eine sich ständig ändernde, nicht reproduzierbare Funktion ist und somit nicht hinreichend einfach beschreibbar ist. Zieht man jedoch das Flussröhrenmodell in Bild 6.3 hinzu, und betrachtet man dieses wieder aus dem Blickwinkel des Hopkinson'schen Gesetzes, ergibt sich ein wichtiger Zusammenhang. Die LS, das EF und die umgebende Atmosphäre können für einen gegebenen Abstand d zusammen in das Ersatzschaltbild aus Bild 6.12 überführt werden.

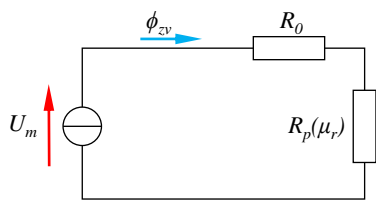


Bild 6.12: Ersatzschaltbild des magnetischen Kreises.

Es gilt wieder die Einschränkung, dass das Hopkinson'sche Gesetz nur für eine rein makroskopische Beschreibung des magnetischen Kreises verwendet wird. Betrachtet wird wieder ein konstanter (also kein pulsformiger) Strom I , den die LS führt und somit die magnetische Spannung U_m erzeugt. R_0 ist die konstante Reluktanz der umgebenden Atmosphäre. R_p ist die Reluktanz des Unterbodenmaterials. Dessen Permeabilitätszahl μ_r sei dieses Mal nicht als

konstant angenommen, sondern ändere sich entsprechend der magnetischen Störungen B_h aus der Umgebung bzw. in Abhängigkeit des Arbeitspunkts. Somit ist R_p , wie in der Realität, ein nicht-linearer magnetischer Widerstand und stellt das eigentliche Problem dar. Das System birgt jedoch einen enormen Luftspalt, dessen Größe zwar ungewöhnlich für magnetische Kreise ist, das Problem jedoch löst. Im Gegensatz zum Luftspalt hat der magnetische Unterboden einen sehr geringen Anteil am Flusspfad C und darüber hinaus eine viel höhere Permeabilität. Gemäß der Gleichung (3.16) für magnetische Widerstände muss demnach

$$R_0 \gg R_p \quad (6.17)$$

gelten. Der zum Unterboden parallele Querschnitt A der Flussröhre, der \vec{S}_i als Mittelpunkt hat und den magnetischen Fluss

$$\phi_{zv} \sim \frac{U_m}{R_0 + R_p} \quad (6.18)$$

führt, kann mit Beziehung (6.17) umgeformt werden zu

$$\phi_{zv} \sim \frac{U_m}{R_0} \frac{1}{1 + \frac{R_p}{R_0}} \approx \frac{U_m}{R_0}. \quad (6.19)$$

Die Beziehung gilt für alle Flussröhren bzw. Abstände d , da der Luftanteil den des Metalls immer um ein Vielfaches übersteigt. Nun wird klar, dass fast die gesamte magnetische Spannung an R_0 bzw. am Luftspalt abfällt. Man erkennt, dass der gewaltige Luftspalt maßgeblich den Fluss ϕ_{zv} bestimmt und dass R_p bzw. die Magnetisierung des magnetischen Unterbodenmaterials des EF nur wenig Einfluss hat. Als Konsequenz verhält sich der magnetische Kreis linear. Hieraus folgt die zentrale These der vorliegenden Arbeit, die im folgenden Unterkapitel formuliert wird.

6.4 These der vorliegenden Arbeit

Wie in Bild 6.2 befinde sich ein EF im Magnetfeld einer LS. Beide Körper bewegen sich nicht. Lässt man nun den Strom in der LS langsam zwischen $-I$ und $+I$ pendeln, dann artet die im Messpunkt \vec{S}_i am Unterboden des EF wahrgenommene Hystereseschleife infolge der linearisierenden Wirkung des enormen Luftspalts zur Isopermschleife aus, in der Art, dass ihr aufsteigender und absteigender Ast extrem nah beieinander liegen, wie in Bild 6.13 prinzipiell dargestellt. Die Isopermschleife kann folglich mit einer Ursprungsgeraden angenähert werden. D. h., treibt man nun einen Gleichstrom I durch die LS, dem ein beliebiger periodischer Strom der Amplitude ΔI überlagert ist, dann erfährt das dazugehörige magnetische Signal in \vec{S}_i eine Verstärkung V_i , die der Steigung dieser Ursprungsgeraden entspricht. Die kleinen ellipsenförmigen Hysteresschleifen aus Bild 6.10, die man bei periodischer Anregung in einem weichmagnetischen Ringkern ohne Luftspalt beobachten würde, sind in \vec{S}_i folglich als Geraden wahrnehmbar und fallen mit der Ursprungsgeraden zusammen.

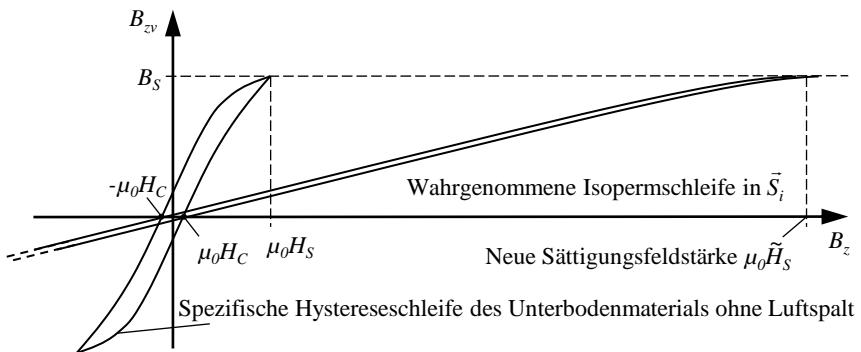


Bild 6.13: Entartung zur Isopermschleife infolge des Luftspalts.

Weitere Aussagen, die sich aus Bild 6.13 ableiten lassen:

- **A1** Prinzipiell besitzt die Steigung der Isopermschleife eine Abhängigkeit von der Temperatur T_U des Unterbodenmaterials [43, S. 407 ff]. Dieser Einfluss ist bei den typischen Temperaturen der unterschiedlichen Erdregionen zwischen -50°C und 50°C aufgrund der linearisierenden Wirkung des Luftspalts jedoch sehr gering und kann vernachlässigt werden. Die Steigung wird im betrachteten Ort \vec{S}_i folglich nur von den Geometrien der

LS und des EF bestimmt. Verändern sich diese nicht, dann verändert sich die Steigung ebenfalls nicht. Sie ist zeitunabhängig und reproduzierbar.

- **A2** Die Verstärkung V_i in \vec{S}_i ist unabhängig von der Stromamplitude ΔI .
- **A3** Die Verstärkung V_i in \vec{S}_i ist unabhängig vom magnetischen Zustand des Unterbodenmaterials bzw. vom Arbeitspunkt auf der Isopermschleife.
- **A4** Da die Sättigungsflussdichte B_S eine vom Luftspalt unabhängige Werkstoffkenngröße ist [43, S. 387], rückt die Sättigungsfeldstärke H_S in eine unerreichbare Ferne, wie in Bild 6.13 dargestellt. Damit ist es ohne besondere technische Mittel kaum möglich, eine unsymmetrische Aussteuerung der Isopermschleife zu erzielen. Dies ermöglicht die Nutzung eines sehr starken Positionierungssignals und des Bereichs in der Nähe der LS, in dem sehr starke Felder herrschen.
- **A5** Die Aussagen A1-A4 gelten in jedem beliebigen Ort im Raum, an den das EF unter Beibehaltung des gleichen Messpunkts am Unterboden verschoben wird.

Aus den Aussagen kann nun die zentrale These formuliert werden:

Die Verstärkungsfunktion $V_i(d)$ in einem beliebigen Messpunkt am magnetischen Unterboden eines Elektrofahrzeugs ist für eine gegebene Bodenhöhe $z = z_i$ und einen gegebenen Verdrehwinkel γ eine von der Zeit t unabhängige und reproduzierbare Funktion, die allein von der Distanz d des Messpunkts zur Ladespule abhängt. Ändern sich die Geometrien der Ladespule und des Elektrofahrzeugs nicht, dann ändert sich die Funktion ebenfalls nicht.

Prinzipiell lässt sich jeder beliebigen Trajektorie im Raum eine zeitunabhängige und reproduzierbare Funktion $V_i(d, z, \gamma)$ zuordnen. Wie bereits in Kapitel 6.2 erwähnt, ist für die Positionierung bei einer gegebenen Bodenhöhe $z = z_i$ jedoch nur die Verstärkung V_i bei der Bewegung in Längsrichtung bzw. für $\gamma = 0^\circ$ von Bedeutung. Der Einfluss der Parameter von V_i auf die Positionierungsgenauigkeit wird in Kapitel 6.6 behandelt.

Die Lösung liegt zusammengefasst im enormen Luftspalt. Er linearisiert den magnetischen Kreis und stellt die Reproduzierbarkeit der Abbildung $V_i(d) = V_i(d, z, \gamma)|_{z=z_i, \gamma=0}$ sicher. Ist sie einmal aufgezeichnet, kann sie genutzt werden, um aus der originalen die verzerrte Flussdichteverteilung

$B_{zvi}(d)$ zu konstruieren. An dieser Stelle sei angemerkt, dass $V_i(d)$ nicht exakt reproduzierbar ist, da der Parametereinfluss (z. B. T_U und ΔI) schließlich nicht verschwunden ist. Die Behauptung ist vielmehr, dass der Einfluss so gering ist, dass er vernachlässigt werden kann. Zeichnet man also $V_i(d)$ für verschiedene Parameter auf, erhält man Funktionen, die extrem nah beieinander liegen. Damit ermöglicht der gewählte Ansatz eine präzise Positionierung von EF. Diese Technik funktioniert theoretisch an allen Orten auf der Erde, da die Permeabilitätszahl der Atmosphäre überall den gleichen, konstanten Wert aufweist. Die unbekannte Curie-Temperatur T_C des Unterbodenmaterials darf jedoch nicht überschritten werden, da dieser sonst paramagnetisch wird [43, S. 49] und sich folglich die Verstärkungsfunktion $V_i(d)$ verändern kann. Die Auflistung einiger Stahllegierungen in [37, S. 165 ff] und [43, S. 378 ff] deutet jedoch darauf hin, dass die T_C der genannten Automobilstähle in Kapitel 6.1 bei mehreren hundert Grad liegen muss und somit unter normalen Bedingungen unerreichbar ist.

6.5 Experimenteller Nachweis der These

Für die Messungen wird allgemein der gleiche Versuchsaufbau aus Kapitel 5.3 verwendet. Hinzu kommen eine Kamera am Unterboden des EF und Abstandsmarkierungen auf dem Boden, wie in Bild 6.14 dargestellt. Auf das Messprinzip zur Erfassung von V_i wird im Folgenden genauer eingegangen.

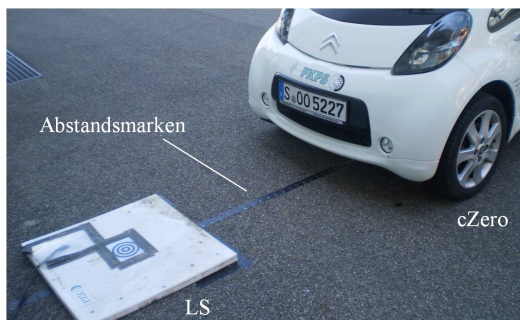


Bild 6.14: Versuchsaufbau.

6.5.1 Messprinzip

Die Verstärkungsfunktion $V_i(d)$ ist gemäß Gleichung (6.13) definiert als der Quotient aus der verzerrten magnetischen Flussdichte B_{zvi} und der originalen B_z , d. h.

$$V_i(d) = \frac{B_{zvi}(d)}{B_z(d)} \Bigg|_{z=z_i, \gamma=0}, \forall d \in D. \tag{6.20}$$

Sie bezieht sich auf einen Messpunkt $\vec{S}_i = (d, z_i)$ der festen Bodenhöhe z_i am Unterboden des EF für $\gamma = 0^\circ$ bzw. für die Bewegung in Längsrichtung. Aus der bekannten Geometrie der LS lässt sich B_z in \vec{S}_i für den betrachteten Abstand d zum Zentrum der LS anhand der Biot-Savart'schen Formel (4.3) numerisch berechnen. B_{zvi} hingegen muss gemessen werden. Zuvor muss das EF jedoch an die richtige Stelle platziert werden. D. h. für den Verdrehwinkel $\gamma = 0^\circ$ muss das EF bzw. ein Referenzpunkt, der am Unterboden auf der Längsachse liegt, auf definierte Abstände d_r zum Spulenzentrum platziert werden können. Dies geschieht mithilfe einer Kamera im Referenzpunkt und Abstandsmarken auf dem Boden. Die Marken in Bild 6.14 liegen auf einer Geraden und führen exakt zum Zentrum der LS. Sie wurden im Vorfeld mithilfe eines Laserstrahls präzise auf einen Klebestreifen gezeichnet. Die Anordnung ist in Bild 6.15 dargestellt.

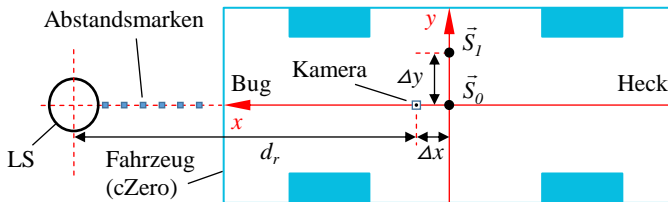


Bild 6.15: Anordnung von EF, Sensoren, Kamera und LS.

Befindet sich das EF nun am gewünschten Ort, kann für diesen die Verstärkung ermittelt werden. Der Ablauf wird im Folgenden beispielhaft für den MR Sensor S_0 erläutert: Zuerst wird die Amplitude ΔI des Pulsstroms in der LS vom Oszilloskop abgelesen. Dieser empfängt das Signal einer Strommesszange in Bild 6.16, die den Pulsstrom direkt an den Zuleitungen der LS erfasst.

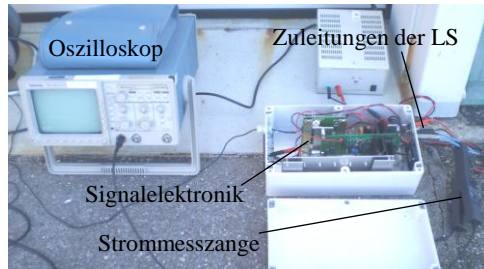


Bild 6.16: Aufbau zur Erfassung der Amplitude des Pulsstroms.

Da die Anzeige am Oszilloskop wegen überlagertem Rauschen schwankt, wird hierbei der Mittelwert der Extremwerte berechnet und als Bezugsgröße verwendet, d. h.

$$\Delta I = \frac{1}{2}(\Delta I_{max} + \Delta I_{min}). \quad (6.21)$$

Als nächstes wird $B_{z,v0}$ ermittelt. Hierbei wird in \vec{S}_0 zunächst das magnetische Pulssignal der LS 12s lang aufgezeichnet. Dies geschieht, indem ein Programm auf dem Steuergerät BBB gestartet wird, das die Abtastwerte der MR Sensoren in eine Datei ablegt. Der Beginn der Aufzeichnung wird hierbei über eine Linux-Konsole auf einem Laptop angestoßen, der per Kabel mit dem BBB verbunden ist. Der Laptop befindet sich auf dem Beifahrersitz wie in Bild 6.17 zu sehen. Der BBB befindet sich hinter dem Sitz.



Bild 6.17: Linux-Konsole und Kamerabild auf dem Laptop.

Um die Messung nicht durch magnetische Störungen zu verfälschen, muss das EF abgeschaltet werden. Weiter muss in diesem Zusammenhang sichergestellt sein, dass sich keine magnetischen Materialien in der Nähe des Messpunkts auf dem Boden befinden. Anschließend wird das aufgezeichnete Pulssignal

auf dem Windows 7 Laptop per Matlab-Skript eingelesen und ausgewertet. Dabei iteriert ALG1 ohne GF (siehe Kapitel 5.1) über das Pulssignal und berechnet in jedem Schritt einen Flussdichtewert B_{zv0} . Aus den knapp 2000 resultierenden Werten wird abschließend der Durchschnitt \bar{B}_{zv0} gebildet. Es sei angemerkt, dass ALG1 gemäß den Ergebnissen in Kapitel 5.3.2 weniger Schwankungen bei einem stehenden EF aufweist, und aus diesem Grund für die Messung gewählt wurde.

Zur Berechnung von V_0 fehlt jetzt nur noch B_z . Hierfür wird der Abstand d_r vom Bildschirm des Laptops abgelesen, der mit der Kamera am Unterboden verbunden ist. Hieraus ergibt sich der tatsächliche Abstand von S_0 zu

$$d = d_r + \Delta x \quad (6.22)$$

Mit d kann dann im nächsten Schritt der auf Luft bezogene magnetische Flussdichtewert $B_z(d, \Delta I)|_{z=z_0}$ berechnet werden, wobei z_0 die Bodenhöhe des Messpunkts bzw. des MR Sensors ist. Hierbei wird das Biot-Savart'sche Integral (4.3) numerisch mittels der Newton-Cotes-Methode [35, S. 14] für jede einzelne Windung der LS berechnet und aufsummiert. Dies geschieht ebenfalls mit einem Matlab-Skript. Im vorletzten Schritt wird der diskrete Verstärkungswert

$$V = \frac{\bar{B}_{zv0}}{B_z(d, \Delta I)|_{z=z_0}}, \gamma = 0^\circ \quad (6.23)$$

berechnet. Anschließend wird für den gleichen Ort $\vec{S}_0 = (d, z_0)$ ein zweiter Wert auf die gleiche Weise ermittelt. Der finale Verstärkungswert V_0 ist schließlich der Durchschnitt aus beiden Ergebnissen. Wiederholt man den gesamten Vorgang für unterschiedliche Abstände d_r , ergeben sich diskrete Punkte im d - V_0 -Diagramm, aus denen durch Anwendung der kubischen Spline-Interpolation [18, S. 112-121] eine stetige Verstärkungsfunktion $V_0(d)$ entsteht. Auf die gleiche Weise wird $V_1(d)$ für den MR Sensor in $\vec{S}_1 = (d, z_1)$ ermittelt. Sein Abstand berechnet sich jedoch zu

$$d = \sqrt{(d_r + \Delta x)^2 + (\Delta y)^2}. \quad (6.24)$$

Darüber hinaus muss für die Berechnung von B_z in \vec{S}_1 die Bodenhöhe z_1 des MR Sensors berücksichtigt werden.

6.5.2 Messablauf

Wenn die These stimmt, ist die $V_i(d)$ für alle Einflussgrößen annähernd immer die gleiche. Gemäß den Aussagen A1-A3 in Kapitel 6.4 gehören zu

diesen die Temperatur T_U und der magnetische Arbeitspunkt (AP) des Unterbodenmaterials sowie die Pulsamplitude ΔI . Da das EF mit der Anordnung in Bild 6.15 weder auf einen diskreten Abstand d_r noch auf den Verdrehwinkel $\gamma = 0^\circ$ exakt abgestellt werden kann, ist es erforderlich, dass pro Abstandsmarke der Verstärkungswert V_i für alle ausgewählten Kombinationen der Einflussgrößen aufgezeichnet wird. Nur auf diese Weise erhält man am Ende vergleichbare Verstärkungsfunktionen $V_i(d)$. Der Versuch, im Rahmen einer späteren Messung, das EF erneut exakt auf die vorherigen Messorte zu platzieren, würde scheitern und zu Messfehlern führen. Der vorgeschlagene Messablauf umgeht diesen Nachteil.

Ein bleibendes Problem ist jedoch, dass die Einflussgrößen ohne erheblichen technischen Aufwand kaum variiert werden können. Ein Beispiel ist T_U . Hierzu wäre ein Raum notwendig, in dem die Umgebungstemperatur mit einer Klimaanlage konditioniert werden kann. Der Boden müsste allerdings magnetisch neutral sein bzw. dürfte nicht aus Stahlbeton bestehen, um die Messungen nicht zu verfälschen. Ein solcher Raum, der beide Eigenschaften erfüllt, ist kaum zu finden. Auch wenn eine Möglichkeit zur Variation von T_U zur Verfügung stünde, würden die Messungen Wochen dauern, da es viele Stunden in Anspruch nimmt, bis sich T_U der Umgebungstemperatur angepasst hat. Aus diesem Grund wird T_U erst einmal als konstant betrachtet. Dies ist erlaubt, da die Messungen im Freien auf dem Institutsgelände (siehe Bild 5.11) in relativ kurzer Zeit durchgeführt werden können und sich die Außentemperatur währenddessen nicht ändert. Die Variation von T_U kann dann später erfolgen, indem die Messung zu einer anderen Jahreszeit wiederholt wird. Wie bereits erwähnt, führt dies zu Messfehlern, da das EF nicht exakt auf die vorherigen Messorte platziert werden kann. Ein Vergleich der aufgezeichneten Verstärkungsfunktionen hätte damit im d - V_i -Diagramm wenig Aussagekraft. Der Nachweis kann jedoch indirekt erfolgen: Wenn die These stimmt, dann ist die aufgezeichnete Funktion $V_0(d)$ auch in der neuen Jahreszeit gültig. D. h., stellt man das EF auf wenige Millimeter genau erneut auf die Messorte des Abstands d_r ab - und dies ist mit der Anordnung möglich - dann muss der Abstand d des Sensors S_0 ebenfalls auf wenige Millimeter genau $d_r + \Delta x$ betragen. Mit einer kleinen Softwareänderung auf dem Steuergerät kann d hierbei direkt von der 3D-Anzeige im Cockpit (siehe Bild 4.3) abgelesen werden. Auf die gleiche Weise kann V_1 überprüft werden. Dies ist aber nicht nötig, denn wenn die These für den einen Sensor gilt, dann ist sie auch für den anderen gültig. Seien weiter $T_{U,min}$ und $T_{U,max}$ die Außentemperaturen der beiden gewählten Jahreszeiten und stimmt die These für diese Werte, dann ist sie auch für alle weiteren Temperaturen $T_U \in G$ mit $G = [T_{U,min}, T_{U,max}]$ gültig. Der Grund ist, dass die Sättigungsflussdichte

der Isopermschleife stetig mit T_U fällt [43, S. 407 ff]. Folglich nimmt auch die Verstärkung mit T_U stetig ab. Weitere Messungen innerhalb G sind somit nicht erforderlich. Messungen außerhalb von G - zum Beispiel bei $\pm 50^\circ\text{C}$ - sind derzeit aus technischen Gründen nicht möglich. Aufgrund der theoretischen Überlegungen werden jedoch mit hoher Wahrscheinlichkeit keine wahrnehmbar abweichenden Ergebnisse erwartet.

Die Variation des magnetischen APs des Unterbodenmaterials kann prinzipiell über den Gleichstrom I in der LS erfolgen. Dieser wird dabei dem Pulsstrom überlagert. Den gleichen AP für alle Messschritte bzw. Abstände d_r sicherzustellen ist jedoch unmöglich, da sich das Erdmagnetfeld B_E zeitlich und insbesondere örtlich nicht-deterministisch ändert. Hinzu kommen überlagerte, veränderliche magnetische Störgrößen von elektrischen Komponenten. Der AP ändert sich zusätzlich in Abhängigkeit von der Entfernung zur LS, da sich die von I erzeugte magnetische Flussdichteverteilung örtlich ändert. Verschiedene Teile des Unterbodens können sich folglich nie im gleichen AP befinden. Der Nutzen steht somit in keinem Verhältnis zum Aufwand, der notwendig wäre, um eine Signalelektronik zur Einstellung unterschiedlicher I zu entwickeln. Aus diesem Grund wird in der Signalelektronik allgemein $I = 0\text{ A}$ eingestellt und für alle Messpunkte das Erdmagnetfeld aufgezeichnet. Die Variation des AP kann dann später erfolgen, indem die Messung an einem völlig unterschiedlichen Ort wiederholt wird, in dem sich das Erdmagnetfeld von dem im vorigen Ort allgemein sehr stark unterscheidet. Die Verifikation der These erfolgt - wie im Falle der T_U -Variation - wieder über das Ablesen des Abstands d des Sensors S_0 von der 3D-Anzeige im Cockpit. Alle unterschiedlichen APs anzusteuern, ist zusammengefasst unmöglich. Aufgrund der theoretischen Überlegungen werden jedoch mit hoher Wahrscheinlichkeit keine wahrnehmbar abweichenden Ergebnisse erwartet.

Wie in Kapitel 4.3.1 erläutert, kann die Aussteuerung bzw. die Pulsamplitude ΔI mithilfe eines Jumpers in der Signalelektronik eingestellt werden. Mögliche Werte sind $\Delta I_{max} \approx 8,32\text{ A}$ und $\Delta I_{min} \approx 4,16\text{ A}$. Noch kleinere Amplituden unter ΔI_{min} zu wählen, macht wenig Sinn, da das Signal in 3m Entfernung zum einen nicht mehr messbar wird bzw. die Messungen wegen dem schwachen SRV ungenau werden. Zum anderen soll die These für einen möglichst großen Definitionsbereich D verifiziert werden. Die Amplitude ΔI_{max} stellt die maximale Aussteuerung im aktuellen Prototyp dar und erzeugt eine realistische magnetische Flussdichteverteilung zum Positionieren, wie sie in der Serie zum Einsatz käme. Ein stärkeres Signal wird derzeit nicht betrachtet, da Schäden an mechatronischen Komponenten im EF sonst nicht mehr ausgeschlossen werden können. Zudem soll das

magnetische Pulssignal zukünftig mit der vorhandenen Ladeelektronik im Parkplatz erzeugt werden und würde die Bauteilekosten erhöhen. Stimmt die These für diese beiden Werte, dann ist sie auch für alle weiteren Aussteuerungen $\Delta I \in K$ mit $K = [\Delta I_{min}, \Delta I_{max}]$ gültig. Der Grund ist, dass die Überlagerungspermeabilität $\Delta\mu$ für alle magnetischen Zustände des Unterbodenmaterials mit ΔI stetig zunimmt [53, S. 274]. Aufgrund Gleichung (6.15) nimmt die Verstärkungsfunktion mit ΔI ebenfalls stetig zu. Weitere Messungen innerhalb K sind somit nicht erforderlich.

6.5.3 Messergebnisse

Beide MR Sensoren S_0 und S_1 haben die gleiche Bodenhöhe $z_B = 0,132$ m. Der Abstand von S_0 zur Kamera (siehe Bild 6.15) beträgt $\Delta x = 0,06$ m. Der Abstand zwischen den beiden Sensoren beträgt $\Delta y = 0,328$ m. Zur Signalerzeugung wurde die LS aus Kapitel 4.3.1 verwendet. Sie hat 48 Windungen, die sich auf $n_L = 3$ Lagen verteilen. Jede Lage hat somit $n_w = 16$ Windungen bei einem horizontalen Abstand $d_w = 0,01$ m. Die äußerste Windung liegt bei $r_w = 0,3$ m. Der Abstand der Lagen beträgt $d_L = 0,005$ m. Die Höhe der obersten Lage beträgt $z_L = 0,0205$ m. Anhand dieser Geometriedaten wurde mit dem Feld \mathfrak{B} eines Einzelleiters

$$\mathfrak{B}(d, \Delta I, z_B, R_l, Z_k) = a \int_0^{2\pi} \frac{dR_l \sin(\phi) - R_l^2}{\sqrt{d^2 + (z_B - Z_k)^2 + R_l^2 - 2R_l d \sin(\phi)}}^3 d\phi,$$

$$a = -\frac{\mu_0}{4\pi} \Delta I, \quad R_l = r_w - ld_w, \quad Z_k = z_L - kd_L$$
(6.25)

für jeden Messort die originale magnetische Flussdichteverteilung

$$B_z(d, \Delta I)|_{z=z_B} = \sum_{k=0}^{n_L-1} \sum_{l=0}^{n_w-1} |\mathfrak{B}(d, \Delta I, z_B, R_l, Z_k)|$$
(6.26)

berechnet, wobei R_l den Radius und Z_k die auf den Parkplatzboden bezogene Höhe der betrachteten Einzelleiterschleife darstellt. Alle berechneten und gemessenen Größen sind für S_0 in den Tabellen 6.1 und 6.2 für die beiden unterschiedlichen Aussteuerungen ΔI zusammengefasst. Anhand des direkten Vergleichs beider Tabellen erkennt man, dass sich die V_0 -Werte lediglich in der dritten oder sogar vierten Nachkommastelle unterscheiden.

Tabelle 6.1: Messung für S_0 bei $T_U = 15^\circ\text{C}$, $\bar{B}_E = 51\ \mu\text{T}$, $\Delta I \approx 8,15\ \text{A}$.

d [m]	ΔI [A]		$B_z(d, \Delta I) _{z=z_B}$ [μT]		\bar{B}_{zv0} [μT]		V_0
0,660	8,080	8,080	21,400	21,400	27,531	27,525	1,2864
0,760	8,120	8,120	14,271	14,271	19,391	19,432	1,3602
0,860	8,160	8,160	9,952	9,952	13,632	13,555	1,3660
0,960	8,280	8,120	7,278	7,137	10,138	9,933	1,3924
1,060	8,160	8,160	5,334	5,334	7,496	7,470	1,3986
1,160	8,160	8,180	4,072	4,082	5,856	5,714	1,3981
1,360	8,100	8,100	2,509	2,509	3,579	3,347	1,3364
1,560	8,080	8,080	1,658	1,658	2,442	2,149	1,2947
1,760	8,080	8,080	1,154	1,154	1,361	1,434	1,2435
1,960	8,120	8,120	0,840	0,840	1,238	1,029	1,2225
2,160	8,160	8,160	0,630	0,630	0,546	0,759	1,2003
2,360	8,120	8,120	0,481	0,481	0,745	0,575	1,1951
2,560	8,120	8,120	0,377	0,377	0,471	0,447	1,1866

Tabelle 6.2: Messung für S_0 bei $T_U = 15^\circ\text{C}$, $\bar{B}_E = 51\ \mu\text{T}$, $\Delta I \approx 4,25\ \text{A}$.

d [m]	ΔI [A]		$B_z(d, \Delta I) _{z=z_B}$ [μT]		\bar{B}_{zv0} [μT]		V_0
0,660	4,200	4,200	11,124	11,124	14,299	14,289	1,2850
0,760	4,260	4,240	7,487	7,452	10,158	10,119	1,3573
0,860	4,220	4,220	5,147	5,147	7,005	6,998	1,3603
0,960	4,240	4,240	3,727	3,727	5,191	5,151	1,3877
1,060	4,300	4,280	2,811	2,798	3,925	3,905	1,3962
1,160	4,251	4,251	2,121	2,121	2,965	2,965	1,3978
1,360	4,250	4,250	1,316	1,316	1,755	1,752	1,3323
1,560	4,250	4,250	0,872	0,872	1,130	1,124	1,2923
1,760	4,280	4,280	0,611	0,611	0,759	0,759	1,2409
1,960	4,280	4,280	0,443	0,443	0,542	0,542	1,2243
2,160	4,280	4,280	0,331	0,331	0,397	0,401	1,2072
2,360	4,280	4,280	0,254	0,254	0,302	0,303	1,1927
2,560	4,280	4,280	0,199	0,199	0,236	0,236	1,1866

Diese Differenz ist für die Positionierungsgenauigkeit absolut unerheblich. Wie stark sich die beiden aufgezeichneten Verstärkungsfunktionen ähneln, spiegelt auch Bild 6.18 wieder.

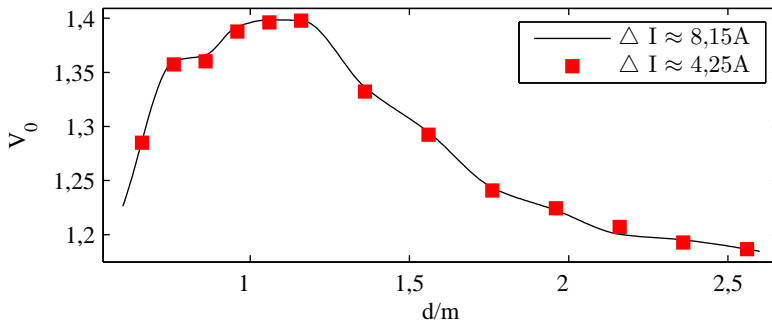


Bild 6.18: V_0 für unterschiedliche Pulsamplituden ΔI .

Hierfür wurden die diskreten Messwerte für $\Delta I \approx 8,15 \text{ A}$ mit kubischen Splines interpoliert und sind als durchgezogene Kurve dargestellt. Die diskreten Messwerte für $\Delta I \approx 4,25 \text{ A}$ wurden ohne Interpolation darübergelegt und sind als kleine Quadrate dargestellt. Die Abweichungen sind auf allgemeines Rauschen in der Sensorik und Signalelektronik zurückzuführen. Darüber hinaus ist die genaue Messung von ΔI mit dem Oszilloskop und der verwendeten Strommesszange nur begrenzt möglich. Würde man eine störungsfreie Umgebung und eine ideale rauschfreie Messtechnik schaffen, würden die Verstärkungsfunktionen fast zusammenfallen. Die für die Positionierungsgenauigkeit ohnehin schon unbedeutenden Abweichungen würden damit noch geringer ausfallen. Zusammengefasst stellt die Tatsache, dass sich die Messwerte bei völlig unterschiedlicher Aussteuerung kaum unterscheiden, einen ersten Hinweis für die Richtigkeit der These dar. Ein weiteres Indiz hierfür liefern die sehr niedrigen Verstärkungswerte. Obwohl es sich bei dem Unterboden des EF um stark magnetisierbares Material handelt, überschreiten die Werte für alle Abstände d kaum 1,4. Dies kann als indirekter Beweis für die extreme Scherung der Hysteresekurve infolge des enormen Luftspalts gewertet werden. Die resultierende Isopermschleife in Bild 6.13 muss folglich so flach verlaufen, dass wenn man diese zusammen mit der originalen Hysteresekurve des Unterbodenmaterials in ein Diagramm zeichnen würde, sie nicht einmal mehr zu sehen wäre. Weiter beweist der Verlauf von V_0 , dass das Unterbodenmaterial des cZero trotz der hohen Flussdichtewerte in Spulennähe nicht in den Sättigungsbereich gerät. Wäre

dies der Fall, würde man dort $V_0 = 1$ messen. Die gleichen Schlüsse lassen sich aus den aufgezeichneten Verstärkungsfunktionen von MR Sensor S_1 in Bild 6.19 ableiten, der weiter nach außen in Richtung Schweller platziert wurde (siehe Bild 6.15).

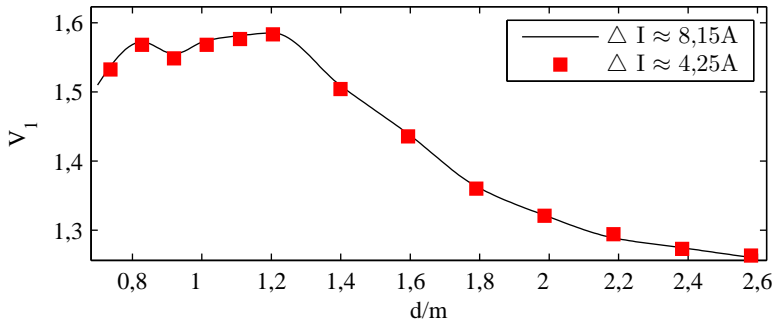


Bild 6.19: V_1 für unterschiedliche Pulsamplituden ΔI .

Die Kurvenverläufe V_0 und V_1 weisen darüber hinaus alle vorhergesagten strukturellen Eigenschaften auf. Die Funktionen sind gemäß der Eigenschaft (6.5) für alle d größer als 1. Ab dem Maximum fallen die Funktionen stetig mit zunehmendem Abstand. Sie sind in diesem Bereich gemäß Eigenschaft (6.8) streng monoton fallend. Das Maximum beider Funktionen liegt in etwa bei $d = 1,25$ m - genau der Abstand, bei dem der Bug des 2,55 m langen EF das Zentrum der LS erreicht. Wie in der Simulation in Bild 6.6b nimmt die Verstärkung dann mit zunehmender Annäherung zur LS weiter ab. Da die V_i jedoch infolge des enormen Luftspalts im Vergleich zu B_z allgemein sehr kleine Werte und Gradienten aufweisen, hat dieser Effekt keinen Einfluss auf den streng monoton fallenden Verlauf der B_{zvi} und die notwendige Bedingung für die Positionierung (6.12) bleibt allgemein erfüllt. Dies bestätigt Bild 6.20. Die durchgezogene Kurve stellt jeweils die berechnete, unverzerrte bzw. originale Flussdichteverteilung B_z der LS bei $\Delta I = 8,15$ A dar. Der gewählte Stromwert entspricht hierbei der durchschnittlichen Amplitude, die sich aus der Messung in Tabelle 6.1 ergibt. Die gestrichelte Kurve ist die prognostizierte Verzerrung von B_z , die durch das EF verursacht wird. Sie wird definitionsgemäß mit B_{zvi} bezeichnet. Man erhält diese durch Multiplikation von B_z mit der ermittelten Verstärkung V_i des MR Sensors i . Anhand ihres Verlaufs wird jetzt die Konvergenzeigenschaft (6.11) der V_i deutlich sichtbar. Dies erkennt man daran, dass die B_{zvi} mit zunehmenden d gegen B_z streben.

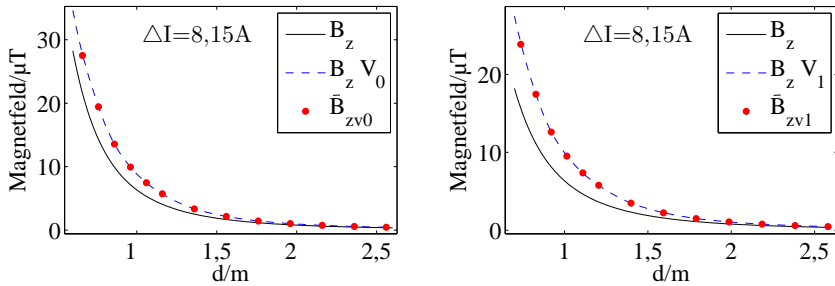


Bild 6.20: Konstruktion der verzerrten Flussdichteverteilungen B_{zvi} .

Die diskreten Punkte sind die echten verzerrten Werte \bar{B}_{zvi} , die aus den aufgezeichneten Pulssignalen berechnet wurden. Da ΔI durch die Signalelektronik während der Messungen nicht konstant gehalten werden konnte, weichen sie von der prognostizierten Kurve ab. Die Abweichungen betragen jedoch maximal 4 mm, was in Anbetracht der sehr einfachen und qualitativ niedrigen Signalelektronik eine sehr hohe und völlig ausreichende Positionierungsgenauigkeit darstellt. Folglich können an die Signalelektronik niedrige Anforderungen gestellt und Kosten minimiert werden.

Bei den bisherigen Messungen lag das Erdmagnetfeld¹ B_E für alle Messorte zwischen 38 μT und 56 μT . Der Durchschnitt war $\bar{B}_E = 51 \mu\text{T}$. Die Außentemperatur betrug $T_U = 15^\circ\text{C}$. Im nächsten Versuch wurde V_0 für ein völlig unterschiedliches B_E verifiziert. Hierzu wurde der gesamte Versuchsaufbau an einen anderen Ort verlegt. Am gewählten Versuchstag betrug dort die Außentemperatur $T_U = 25^\circ\text{C}$ und das Erdmagnetfeld war im Durchschnitt $\bar{B}_E = 85 \mu\text{T}$. Damit liegen die Werte deutlich über denen des vorherigen Orts. Die Verstärkungsfunktion V_0 wurde in das Steuergerät BBB geladen. Anschließend wurden schrittweise die einzelnen Messorte bzw. Abstandsmarken d_r so genau wie möglich angefahren und vom Laptop abgelesen. Hieraus wurde in jedem Schritt gemäß des beschriebenen Ablaufs in Kapitel 6.5.2 die Soll-Distanz $d_r + \Delta x$ von S_0 berechnet und mit der Ist-Distanz verglichen, die von der 3D-Anzeige im Cockpit abgelesen werden kann. Die Werte wichen für alle Messorte nur wenige Millimeter voneinander ab. Dies beweist, dass V_0 trotz stark veränderter Temperatur und Magnetisierung des Unterbodenmaterials gleich geblieben ist.

Abschließend wurde das Gesamtsystem in die FKFS Forschungsstation in Bild 6.21 integriert und zu verschiedenen Jahreszeiten getestet.

¹ direkt am Unterboden gemessen, d. h. B_E ist verstärkt



(a) EF und LS



(b) 3D-Anzeige im Cockpit des EF

Bild 6.21: PS in der FKFS Ladestation.

Dabei gelang es das EF immer auf wenige Millimeter genau auf die sich im Zentrum der LS befindliche Zielscheibe zu positionieren. Hierzu wurde nur die vom BBB berechnete Position der LS auf der Cockpit-Anzeige in Bild 6.21b genutzt. Überprüft wurde dies anschließend mit einer Kamera am Unterboden des EF, die das Zentrum der Fahrzeugspule simulierte. Im Winter fiel die Außentemperatur bis auf $T_U = -5^\circ\text{C}$ und der Parkplatz war mit einer dünnen Schneeschicht bedeckt, so dass die LS nicht mehr sichtbar war. Nachdem lediglich die Zielscheibe zur Überprüfung freigelegt wurde, war das Resultat wieder gleich. Auch während der Bewegung zur LS hin konnten keine Veränderungen im Systemverhalten anhand der Echtzeitanzeige wahrgenommen werden. Weitere Abstandsmarken neben dem Spulenzentrum wurden nicht erneut angefahren, denn wenn die V_i für die eine Abstandsmarke reproduzierbar sind, dann ist dies auch für die übrigen der Fall.

Zusammengefasst lässt sich sagen, dass kein Fall gefunden werden konnte, für den die Aussagen A1-A3 nicht gelten bzw. die These nicht wahr ist. Folglich sind die V_i nach aktuellem Kenntnisstand reproduzierbare Funktionen, die rein vom Abstand d abhängen. Diese Tatsache sichert niedrige Entwicklungskosten, da pro Fahrzeugtyp nur einmal kalibriert werden muss bzw. die V_i einmalig ermittelt werden müssen. Darüber hinaus ist dieser Kalibrierungsschritt sehr einfach und kann optimal in den Entwicklungsprozess eines Fahrzeugs integriert werden. Zudem ist für alle weiteren baugleichen Fahrzeuge theoretisch keine weitere Kalibrierung notwendig.

6.6 Einfluss der Parameter

Bisher wurden die V_i für den Verdrehwinkel $\gamma = 0^\circ$ und für eine feste Bodenhöhe $z = z_i$ betrachtet. Diese können sich während des Positionierungsvorgangs jedoch ändern. Darüber hinaus kommen der Nickwinkel α und der Wankwinkel β des EF als Parameter hinzu. Ist der Unterboden des EF parallel zum Parkplatzboden, gilt $\alpha = 0^\circ$ und $\beta = 0^\circ$. Transportiert man im Kofferraum Zusatzgewicht, dreht sich das Heck um die Vorderachse in Richtung Parkplatzboden und es gilt für den Nickwinkel $\alpha > 0^\circ$. Wird zusätzlich nur eine Seite des EF mit Zusatzgewicht beladen, kippt das EF zu Seite und es gilt für den Wankwinkel $\beta > 0^\circ$. Der Drehpunkt ist hierbei die zur Längsachse parallele Schwellerrachse der unbeladenen Seite. Beide Parameter können folglich durch unterschiedliche Beladungszustände verändert werden. Dies zieht einerseits eine Veränderung der Reluktanz in der Flussröhre nach sich. Andererseits verändern sich damit wegen Gleichung (6.7) auch die V_i . Diese sind somit Funktionen der genannten Variablen, d. h. $V_i(d, z, \alpha, \beta, \gamma)$. Im Folgenden wird kurz auf deren Einfluss eingegangen.

6.6.1 Einfluss des Verdrehwinkels

Der Einfluss des Verdrehwinkels wurde bereits ausführlich in [36] diskutiert. Hier wurde gezeigt, dass für große γ die Soll-Distanzen der einzelnen Sensoren erheblich von ihren Ist-Distanzen abweichen können. Um dies zu veranschaulichen, wurde erneut die in Comsol Multiphysics modellierte magnetische Platte aus Bild 6.5 genutzt. Diese wurde hierbei für verschiedene γ über die LS bewegt und in jedem Schritt die verzerrte magnetische Flussdichte B_{zv} in \vec{S} aufgezeichnet. Das Resultat in Bild 6.22 bestätigt einerseits, dass die Verzerrungen $B_{zv}(d)|_{\gamma \neq 0}$ von derjenigen bei $\gamma = 0^\circ$ (d. h. $B_{zv}(d)|_{\gamma=0}$) abweichen. Andererseits ist ersichtlich: Je kleiner γ , umso kleiner die Fehler, bzw. umso mehr nähern sich die unterschiedlichen Verzerrungen der Funktion $B_{zv}(d)|_{\gamma=0}$ an. Das Gleiche gilt für die Verstärkungsfunktionen. Beispielsweise hat sich die Verstärkungsfunktion für $\gamma = 40^\circ$ derjenigen für $\gamma = 0^\circ$ bereits so stark angenähert, dass der Fehler unter 0,15 m liegt. Die resultierenden Positionierungsfehler sind sowohl in der Nähe der LS als auch bei größerer Entfernung vom Fahrer nicht mehr wahrnehmbar. Darüber hinaus liegen die typischen Verdrehwinkel, die während der Annäherung zur LS auftreten, sogar deutlich unter 40° .

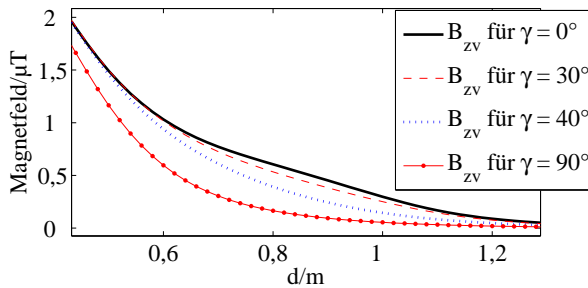


Bild 6.22: Verzerrung für unterschiedliche Verdrehwinkel.

Insbesondere, wenn er sich an das Verhalten der 3D-Anzeige in Abhängigkeit von der Bewegung des EF gewöhnt hat, nähert sich der Fahrer der LS unter kleinen Winkeln. Versuche am Institut zeigen, dass diese Eingewöhnungsphase nach wenigen Positionierungszyklen abgeschlossen ist. In allen Fällen nimmt γ darüber hinaus mit zunehmender Annäherung ab bzw. geht gegen Null. Aber auch bei großen Winkeln in Spulennähe bleibt die Richtung immer sehr gut erkennbar. Zusammenfassend genügt es, die V_i für $\gamma = 0^\circ$ zu bestimmen. Weitere Vermessungen der Funktionen darüber hinaus bedeuten im Rahmen der Fahrzeugpositionierung viel Aufwand bei gleichzeitig wenig Nutzen.

6.6.2 Einfluss von Wank- und Nickwinkel

Zuerst wurde der Einfluss des Wankwinkels ermittelt. Über das Anheben der zur Längsrichtung parallelen Kanten der LS wurde ein Wankwinkel von $\beta = 5^\circ$ eingestellt. Der Drehpunkt war hierbei die auf den Boden projizierte Schwellerachse. Der Aufbau ist in Bild 6.23 zu sehen.



Bild 6.23: Verzerrung für unterschiedliche Wankwinkel.

Anschließend wurden schrittweise die Abstandsmarken angefahren und in jedem Schritt die Ist-Abstände der MR Sensoren anhand der gemessenen Flussdichtewerte bestimmt. Diese können aus der Umkehrfunktion B_{zvi}^{-1} der prognostizierten Flussdichteverteilungen B_{zvi} ermittelt werden, die aus den Geometriedaten der LS und der bekannten Verstärkungsfunktionen V_i gemäß Gleichung (6.13) berechnet wurden. Ist beispielsweise x_i der gemessene Flussdichtewert von Sensor S_i , dann folgt mit $d = B_{zvi}^{-1}(x_i)$ sein Abstand d . Da B_{zvi} und damit auch B_{zvi}^{-1} nicht mit elementaren Funktionen darstellbar sind, wird d mithilfe des Vergleichs

$$\arg_d \min |B_{zvi}(d) - x_i| \quad (6.27)$$

offline mit einem Matlab-Skript ermittelt. Für die Berechnung von B_{zvi} wurde angenommen, dass die Elektronik eine konstante Amplitude $\Delta I = 8,15$ A erzeugt. Im nächsten Schritt wurde anhand der ermittelten Sensorabstände die Ist-Position \vec{p}_{Ist} der LS durch Lösen der Trilaterationsgleichung (4.1) berechnet. Die Soll-Position ergibt sich direkt aus der Abstandsmarke d_r und ist für $\gamma = 0^\circ$ bzw. für die Bewegung in Längsrichtung $\vec{p}_{Soll} = (d_r + \Delta x, 0)$. Die Koordinaten beziehen sich dabei auf das Koordinatensystem des EF in Bild 6.15. Im letzten Schritt werden die Soll- und Ist-Position miteinander verglichen. Hierbei wird die euklidische Distanz

$$D_{Eukl} = \|\vec{p}_{Soll} - \vec{p}_{Ist}\| \quad (6.28)$$

berechnet, die angibt, wie stark die Soll- und Ist-Position tatsächlich voneinander abweichen. Tabelle 6.3 zeigt D_{Eukl} für alle Abstandsmarken. Bis auf die beiden Ausreißer ist für alle Abstände $D_{Eukl} < 10$ cm. Die letzten beiden Spalten der Tabelle sind die Polarkoordinaten der Ist-Position. An diesen wird deutlich, dass der Ist-Abstand d_{Ist} in größerer Entfernung um maximal 3 cm abweicht und erst in der Nähe der LS etwas schlechter wird. Auch der Ist-Verdrehwinkel γ_{Ist} weist keine großen Abweichungen auf und schwankt leicht um 0° . Darüber hinaus ist $\beta = 5^\circ$ ein eher unrealistischer Wert. Dieser Wankwinkel würde bedeuten, dass die Schwellerachse eines 130 cm breiten EF über 11 cm an Bodenhöhe verliert. In der Regel ist β deutlich kleiner und die Positionierungsfehler liegen somit weit unter denen aus Tabelle 6.3. Der Wankwinkel des EF hat zusammengefasst keinen nennenswerten Einfluss auf die V_i .

Anders als beim Wankwinkel ist der Einfluss des Nickwinkels α nicht einfach zu ermitteln. Der Grund ist, dass für jeden Abstand d bei gleichbleibendem α die Kanten der LS unterschiedlich angehoben werden müssen.

Tabelle 6.3: Messung für Wankwinkel $\beta = 5^\circ$. $\Delta I = 8,15 \text{ A}$, $\alpha = \gamma = 0^\circ$.

Soll-Position		Ist-Position		D_{Eukl}	d_{Ist}	γ_{Ist}
$x[\text{cm}]$	$y[\text{cm}]$	$x[\text{cm}]$	$y[\text{cm}]$	$[\text{cm}]$	$[\text{cm}]$	$[\circ]$
196	0	193,0	-1,4	3,3	193	-0,4
186	0	182,9	-6,2	6,9	183	-1,9
166	0	165,9	6,2	6,2	166	2,1
146	0	143,2	-15,1	15,3	144	-6,0
126	0	123,0	-2,7	4,1	123	-1,2
116	0	114,9	5,7	5,9	115	2,8
106	0	103,5	10,0	10,3	104	5,5
96	0	93,0	-1,2	3,2	93	-0,7
86	0	83,0	-2,1	3,7	83	-1,4
76	0	73,0	-2,4	3,9	73	-1,8
66	0	62,0	-1,8	4,4	62	-1,7
56	0	50,9	-2,5	5,7	51	-2,8
51	0	43,9	-3,6	8,0	44	-4,7
46	0	40,0	-0,4	6,0	40	-0,6

Dieser Aufwand lohnt sich nicht, da der Einfluss während der Bewegung zur LS hin ohnehin nicht wahrnehmbar ist. Interessanter ist vielmehr der Positionierungsfehler in Endstellung². Hierzu wurde das EF mit Zusatzgewicht im Kofferraum beladen und auf die LS positioniert, bis die 3D-Anzeige im Cockpit $d = 0 \text{ cm}$ anzeigte. Anschließend wurde der echte Abstand mithilfe der Unterbodenkamera anhand der Zielscheibe auf der LS überprüft. Das Zentrum der LS wurde um 1,4 cm verfehlt, wobei das Zusatzgewicht 230 kg betrug. Das Gewicht entspricht einer realistischen Beladung. Die Fehlstellung bei Zusatzgewicht hängt im Allgemeinen noch von der Fahrzeuglänge, vom Montageort der MR Sensoren und von den Stoßdämpfern ab. Die Fehlstellung wird jedoch auch bei anderen Fahrzeugen in der gleichen Größenordnung liegen.

6.6.3 Einfluss der Bodenhöhe

In allen vorangegangenen Betrachtungen wurde bisher eine konstante Bodenhöhe des EF angenommen. Diese kann sich in der Realität durch eine

²Beide Spulen genau übereinander

starke Beladung verändern. Gemäß der Gleichung (4.3) für dünne Leiter-schleifen verändert sich mit der Bodenhöhe jedoch auch der Verlauf der magnetischen Flussdichteverteilung B_z der LS. Damit nehmen die MR Sensoren am Unterboden des EF allgemein auch eine veränderte verzerrte Flussdichteverteilung B_{zvi} wahr. Es stellt sich nun die Frage, wie sich die Abbildung zwischen den beiden Kurven bzw. die Verstärkungsfunktion V_i verändert hat. Grundlegende Aussagen über den Einfluss der Bodenhöhe auf die V_i lassen sich anhand des Flussröhrenmodells in Bild 6.2 ableiten. Hierbei wird die Reluktanz R_m der Flussröhre bei einem festen Abstand d betrachtet. Verändert man nun in Gedanken die Bodenhöhe der Platte um wenige Zentimeter, erkennt man, dass der Luftanteil entlang des Flusspfads C annähernd gleich geblieben ist. Da dies jedoch gleichermaßen für den Metallanteil gilt, muss R_m in der Flussröhre ebenfalls annähernd unverändert geblieben sein. Der magnetische Kreis ändert sich also kaum. Führt man das Gedankenexperiment für alle Abstände durch, wird klar, dass die V_i stabil gegenüber Bodenhöhenvariationen sind. Hieraus kann der folgende Sachverhalt abgeleitet werden: Es gelte $\alpha = \beta = \gamma = 0^\circ$. Die Geometrie der LS sei bekannt. Ist nun die Verstärkungsfunktion

$$V_i(d)|_{z=z_B} \quad (6.29)$$

des Sensors S_i für die Bodenhöhe z_B bekannt, und verändert sich die Bodenhöhe des Sensors zu z_A , dann kann die neue verzerrte bzw. theoretische Flussdichteverteilung nach

$$B_{zvi}(d) = B_z(d, \Delta I)|_{z=z_A} V_i(d)|_{z=z_B} \quad (6.30)$$

berechnet werden. Um zu prüfen, ob die Theorie auch in der Praxis gilt, wurde die Gültigkeit der Verstärkungsfunktion

$$V_{144} = V_0(d)|_{z=144\text{mm}} \quad (6.31)$$

des Sensors S_0 bei einem Bodenhöhenverlust von $\Delta z = 8\text{ cm}$ verifiziert. Um die relativ große Höhendifferenz realisieren zu können, mussten die MR Sensoren zuerst am Unterboden wenige Zentimeter in Längsrichtung des Hecks verschoben werden. Bei der neuen Ausgangslage befanden sie sich somit 144 mm über dem Parkplatzboden. Anschließend wurde V_{144} entsprechend des in Kapitel 6.5.1 beschriebenen Vorgehens ermittelt. Als nächstes wurde die LS um Δz angehoben, um den Bodenhöhenverlust nachzustellen. Der neue Abstand zwischen S_0 und dem (virtuellen) Parkplatzboden war somit 64 mm statt 144 mm. Im nächsten Schritt wurde die neue verzerrte Fluss-

dichteverteilung B_{zv64} schrittweise aufgezeichnet und mit der theoretischen B_{theo} verglichen. Diese berechnet sich hierbei zu

$$B_{theo} = B_z(d, \Delta I)|_{z=64mm} V_0(d)|_{z=144mm} = B_{64}(d) V_{144}(d). \quad (6.32)$$

Die gemessenen und berechneten Werte sind für ausgewählte Abstände in Tabelle 6.4 aufgelistet. Zur Signalerzeugung wurde erneut dieselbe LS verwendet. Ihre Geometriedaten sind in Kapitel 6.5.3 beschrieben.

Tabelle 6.4: Messung für S_0 . $\Delta I = 8,3 \text{ A}$, $\alpha = \beta = \gamma = 0^\circ$.

d [m]	B_{64} [μT]	V_{144}	B_{theo} [μT]	B_{zv64} [μT]	Abw. [%]
2,51	0,412	1,114	0,459	0,453	1,3
2,21	0,605	1,151	0,696	0,671	3,8
2,01	0,806	1,174	0,946	0,918	3,1
1,81	1,108	1,202	1,332	1,297	2,7
1,61	1,581	1,287	2,035	1,943	4,7
1,51	1,922	1,322	2,541	2,417	5,1
1,41	2,370	1,359	3,221	3,120	3,2
1,31	2,969	1,389	4,122	4,133	-0,3
1,21	3,789	1,410	5,341	5,328	0,3
1,11	4,945	1,400	6,921	6,831	1,3
1,01	6,630	1,387	9,198	8,850	3,9
0,91	9,187	1,357	12,470	12,093	3,1
0,81	13,275	1,386	18,403	17,399	5,8
0,71	20,266	1,397	28,314	27,062	4,6
0,61	33,367	1,432	47,782	44,587	7,2
0,56	44,492	1,448	64,443	60,107	7,2
0,51	61,369	1,533	94,096	84,494	11,4

Der Vergleich zeigt, dass B_{theo} von B_{zv64} durchgehend nur wenige Prozent abweicht. In Spulennähe nehmen die Abweichungen zu und erreichen 11,4%. Dies scheint viel zu sein. Trägt man jedoch in Bild 6.24 die diskreten Messwerte von B_{zv64} und die stetige Kurve B_{theo} zusammen auf, erkennt man keine nennenswerten Abweichungen. Der Fehler zwischen Ist- und Soll-Abstand von S_0 liegt bei genauerem Hinsehen für alle d unter 2 cm. In Anbetracht des großen Höhenverlusts von 8 cm ist dies sehr wenig und bedeutet, dass es ausreicht $V_i(d)|_{z=z_i}$ lediglich für die Bodenhöhe z_i des dazugehörigen Sensors

S_i bei Leergewicht zu ermitteln. Alle anderen Verzerrungen können damit später berechnet werden. Die einmalige Kalibrierung eines EF bleibt somit nach wie vor einfach und kostengünstig.

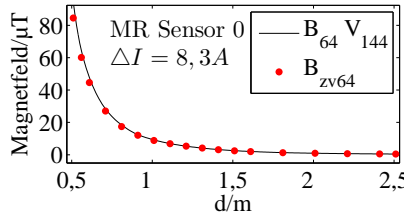


Bild 6.24: Vergleich der theoretischen mit der wahren Flussdichteverteilung.

Vergleicht man weiter die theoretischen Verzerrungen für 64 mm und 144 mm in Bild 6.25, wird deutlich, dass sie sich in Spulennähe stärker unterscheiden.

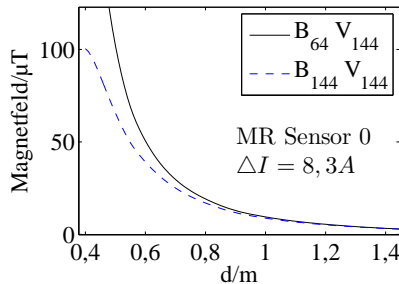


Bild 6.25: Theoretische Flussdichteverteilung für verschiedene Bodenhöhen.

Für Abstände $d > 0,6$ m liegt der Fehler zwischen Ist- und Soll-Abstand jedoch bereits unter 5 cm und erfüllt damit die in BIPoL^{plus} definierte Anforderung für die Mindestgenauigkeit. Durch eine geschickte Anordnung der MR Sensoren kann folglich auf den Einsatz eines zusätzlichen Höhensensors am Unterboden verzichtet werden, um den neuen Verlauf der theoretischen Verzerrung zu berechnen. Zum Positionieren wird somit nur diejenige für die Bodenhöhe z_i des dazugehörigen Sensors S_i bei Leergewicht genutzt. Darüber hinaus ist ein Absinken des EF parallel zum Parkplatzboden um 8 cm ein Extremfall und die Fehler fallen in der Regel kleiner aus. Typischerweise wird sich ein Nickwinkel einstellen, der nach Kapitel 6.6.2 weniger Einfluss auf die Positionierungsgenauigkeit hat.

7 Interoperabilität und Sicherheit

7.1 Interoperabilität

In diesem Kapitel werden die Potentiale für die Interoperabilität des vorgestellten PS ermittelt, da von ihr die Kosten für die Integration und insbesondere die Akzeptanz der Fahrzeughersteller abhängen. Prinzipiell lassen sich bei allen Fahrzeugen jeden Herstellers für die entsprechenden Montageorte der MR Sensoren reproduzierbare Verstärkungsfunktionen V_i mit allen hergeleiteten strukturellen Eigenschaften zuordnen. Diese werden mit einem einfachen Kalibrierungsschritt ermittelt. Gemäß der Aussage A1 der These hängen die V_i nur von den Geometrien des EF und der LS ab. Während sich die Geometrie eines EF im Allgemeinen nie ändert, kann die LS je nach Hersteller jedoch unterschiedlich sein. Ihr Einfluss auf die V_i bestimmt somit maßgeblich die Fähigkeit des neuen PS interoperabel zu sein. Hinzu kommt, dass Ferrite zur Feldkonzentration und zum Schutz der Ladeelektronik in den Parkplatz unter die Wicklung platziert werden. Dieses hochpermeable Material verändert den magnetischen Kreis im Flussröhrenmodell nach Kapitel 6.2 und beeinflusst folglich die V_i . Im Folgenden wird zuerst der Einfluss ohne Ferrit betrachtet.

7.1.1 Einfluss der Spulengeometrie

Wie im Falle der Bodenhöhe des EF, hat eine kleine Änderung im Radius der LS keine Auswirkungen auf den magnetischen Kreis im Flussröhrenmodell in Bild 6.2. Ist nun die Verstärkungsfunktion $V_i(d)|_{z=z_B}$ für einen Einzelleiter bekannt, kann die theoretische bzw. verzerrte Flussdichteverteilung B_{zvi} eines ganzen Systems aus Einzelleitern berechnet werden, wenn diese ähnliche Radien aufweisen. Beschreibt \mathfrak{B} die originale Flussdichteverteilung eines

Einzelleiters in Luft, dann ergibt sich bei einer gegebenen Pulsamplitude ΔI und Sensorhöhe z_B für die theoretische Verzerrung einer LS

$$B_{zvi}(d) = V_i(d)|_{z=z_B} \sum_k |\mathfrak{B}(d, \Delta I, z_B, R_k, Z_k)|, \quad (7.1)$$

wobei R_k der Radius und Z_k die auf den Parkplatzboden bezogene Höhe der betrachteten Einzelleiterschleife ist. Umgekehrt kann B_{zvi} einer einzelnen Leiterschleife berechnet werden, wenn die Verstärkungsfunktion eines Einzelleitersystems bekannt ist. Dies bedeutet implizit, dass auch B_{zvi} eines ähnlichen Einzelleitersystems berechnet werden kann.

In diesem Rahmen wurde die Gültigkeit der Verstärkungsfunktion V_0 des Sensors S_0 aus Kapitel 6.5.3 bei einer neuen LS verifiziert. Diese besitzt die folgenden Geometriedaten: 16 Windungen, die sich auf $n_L = 2$ Lagen verteilen. Jede Lage hat somit $n_w = 8$ Windungen bei einem horizontalen Abstand von $d_w = 0,01$ m. Die äußerste Windung liegt bei $r_w = 0,225$ m. Der Abstand der Lagen beträgt $d_L = 0,005$ m. Die Höhe der obersten Lage beträgt $z_L = 0,0115$ m. Anschließend wurde das PS mit den neuen Geometriedaten und der Pulsamplitude von $\Delta I = 8,1$ A hochgefahren und das Versuchsfahrzeug auf die neue LS positioniert, bis die 3D-Anzeige im Cockpit $d = 0$ cm anzeigte. Anschließend wurde der echte Abstand mithilfe der Unterbodenkamera anhand der Zielscheibe auf der LS überprüft. Das Zentrum der LS wurde um 1,5 cm verfehlt, d. h. die Fehlstellung hat sich im Vergleich zu vorher um ca. 10 mm verschlechtert. Dies ist sehr wenig, wenn man berücksichtigt, dass die LS jetzt einen kleineren Außenradius von 225 mm und nur noch die halbe Windungszahl besitzt.

Das vorliegende Verfahren weist folglich ein sehr hohes Potential für den immens wichtigen interoperablen Einsatz auf. Jedes EF eines jeden Herstellers könnte anhand derselben Standardwicklung kalibriert werden. Diese sollte hierbei so ausgelegt sein, dass ihre Einzelleiter alle Radien typischer LS aufweisen. Für die gängigen Leistungsklassen heutiger induktiver Ladesysteme von 3 kW bis 22 kW liegen diese zwischen 0,2 m und 0,3 m. Denkbar wäre eine LS mit 0,3 m Radius und 10 Windungen im Abstand von 1 cm. Um den Pulsstrom während der Kalibrierung gering zu halten, könnte man 2 oder 3 Lagen wickeln. Mit den auf diese Weise ermittelten V_i können anschließend die verzerrten Flussdichteverteilungen für alle anderen Spulen berechnet werden. Dies unterstreicht zugleich den Vorteil, der entsteht, wenn die originale Flussdichteverteilung B_z von der verzerrten B_{zvi} durch die Verstärkung V_i entkoppelt wird.

Da der magnetische Kreis im Flussröhrenmodell linear ist, können darüber hinaus theoretisch auch verzerrte Flussdichteverteilungen von Spulensyste-

men berechnet werden. Ein Beispiel eines solchen Systems sind die DD-Spulen [14, S. 321]. Diese bestehen aus zwei baugleichen rechteckigen oder runden Spulen, die nebeneinander liegen und entgegengesetzt gewickelt sind wie in Bild 7.1 prinzipiell dargestellt.

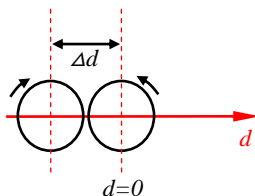


Bild 7.1: Draufsicht und prinzipieller Aufbau einer DD-Spule.

Ist B_z die originale Flussdichteverteilung in Luft für eine Spule und V_i die dazugehörige Verstärkung, dann gilt für die gesamte Verzerrung aus Sicht von Sensor S_i

$$B_{zvi}(d) = |B_z(d + \Delta d)V_i(d + \Delta d) - B_z(d)V_i(d)|. \quad (7.2)$$

7.1.2 Einfluss des Ferrits

Die Verwendung von geschichteten Ferrit-Aluminium-Platten für das induktive Laden hat den Vorteil, dass die magnetische Kopplung zwischen LS und FS steigt und gleichzeitig der sicherheitsrelevante, magnetische Streufluss um die Spulen herum minimiert wird [28, S. 2 ff]. Solche Platten werden in quadratischer oder runder Ausführung unter die Wicklungen der LS und FS platziert. Während das magnetisch neutrale Aluminium keine Rolle spielt, hat das Ferritmaterial Einfluss auf das vorliegende PS. Dieser kann jedoch umgangen werden, wie die folgenden Überlegungen zeigen: Wird unter die Standardwicklung eine Ferrit-Aluminium-Platte platziert, verändert diese die originale magnetische Flussdichteverteilung B_z der Standardwicklung. Diese kann nach jetzigem Kenntnisstand nicht mehr durch numerisches Lösen des Biot-Savart'schen Integrals auf Basis der Geometriedaten der Standardwicklung bestimmt werden, sondern muss computergestützt mit der Finite-Elemente-Methode (FEM) berechnet werden: Der in [35, S. 13 ff] beschriebene Berechnungs- und Kommunikationsablauf muss daher wie folgt abgeändert werden. B_z wird vom SpulenhHersteller für verschiedene Bodenhöhen offline berechnet und bereitgestellt. Das PS eines sich nähernden EF teilt

dann dem Ladepunkt die Höhen z_i seiner i MR Sensoren mit und erhält im Gegenzug einige diskrete Punkte $(d_n, B_n|_{z=z_i})$, aus denen das PS alle $B_z(d)|_{z=z_i}$ mithilfe einer kubischen Spline-Interpolation [18, S. 112-121] online berechnet. Die Berechnung erfolgt hierbei analytisch und damit deutlich schneller als dies bei der numerischen Berechnung der Fall wäre. Die Realisierung dieses neuen Ablaufs stellt kein Hindernis dar und bietet darüber hinaus Vorteile hinsichtlich der kurzen Berechnungsdauer. Auf diese Weise nimmt der Fahrer keine Verzögerungen in der Anfangsphase der Positionierung wahr. Bleibt noch zu klären, welchen Einfluss die Ferrit-Aluminium-Platte auf die Verzerrungsfunktionen V_i hat. Hierzu seien die V_i für ein gegebenes EF mithilfe einer Standardwicklung ohne Ferrit-Aluminium-Platte gemäß des vorherigen Kapitels ermittelt worden. Wiederholt man nun die Kalibrierung für den Fall mit Platte bezogen auf die mit der FEM berechneten $B_z(d)|_{z=z_i}$, erhält man im Allgemeinen nicht mehr die gleichen V_i . Dies ist jedoch kein Nachteil, da alle LS eine Ferrit-Aluminium-Platte haben, die immer mit kalibriert wird. Auch die Linearität des magnetischen Kreises bzw. die Reproduzierbarkeit der V_i bleibt gewährleistet. Der Grund ist, dass die Ferrit-Aluminium-Platte zwar den Luftanteil im Flusspfad verringert, dieser aber immer noch relativ groß bleibt. Darüber hinaus haben kleine Änderungen in den Abmessungen der Platte keine nennenswerten Auswirkungen auf den magnetischen Kreis im Flussröhrenmodell in Bild 6.2 und damit auch nicht auf die V_i . Es genügt folglich, das EF für eine Standardladespule zu kalibrieren, die aus einer Standardwicklung und einer Standardplatte besteht. Die Abmessung der Platte sollte hierbei ungefähr den Durchschnittswert aus größtem und kleinstem Wert aller gängigen Abmessungen der aktuellen Ladesysteme aufweisen. Diese liegen etwa zwischen 0,6 m und 1 m. Bei einer quadratischen Platte sollte daher eine Kantenlänge von 0,8 m gewählt werden. Mit den auf diese Weise ermittelten V_i können theoretisch die verzerrten Flussdichteverteilungen B_{zvi} für alle anderen LS berechnet werden. Die Hypothese konnte im Rahmen dieser Arbeit wegen der hohen Komplexität des Aufbaus und der Durchführung der Experimente nicht bestätigt werden. Aufgrund der theoretischen Überlegungen und der Experimente mit unterschiedlichen Spulengeometrien sind diese jedoch sehr wahrscheinlich richtig. Es stellt sich vielmehr die Frage, wie stark die Abmessungen von denen der Standardplatte abweichen dürfen, bis die V_i ihre Gültigkeit verlieren. Berechnungen mit dem Tool FEMM zeigen, dass der Positionierungsfehler bei Abweichungen von ± 20 cm nur wenige Zentimeter beträgt, was immer noch eine hohe Genauigkeit bedeutet. Dieses Ergebnis muss jedoch zukünftig mit einem realen Versuchsaufbau bestätigt werden.

7.2 Sicherheit

Die einzige Gefahrenquelle, die vom vorliegenden PS ausgeht, ist das magnetische Pulssignal. Die magnetischen Pulse können gefährliche Stromdichten im menschlichen Körper induzieren. Hierbei ist das ungünstigste Szenario ein auf der LS liegender Mensch, während ein sich näherndes EF das Pulssignal anfordert. Neben den harmloseren Erscheinungen wie eine erhöhte Reaktionslatenz und Störungen visueller Funktionen, kann ein genügend starkes Signal gefährliche biologische Effekte wie periphere Nerven- und Muskelgewebsreizungen oder Herzkammerflimmern auslösen [24, S. 498 ff]. Um dies zu vermeiden, sind von der internationalen Strahlenschutz-Kommission ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection) Grenzwerte für magnetische und elektrische Felder definiert worden. In Deutschland gelten hierbei die Grenzwerte von 1998. Für das oben beschriebene Szenario kann die Einhaltung der ICNIRP Grenzwerte rein rechnerisch überprüft werden und wird im Folgenden für die in BIPoL^{plus} entwickelte LS durchgeführt, da diese zukünftig zum Positionieren genutzt werden soll.

7.2.1 Berechnungsprinzip und erste Erkenntnisse

Die sicherste Variante zur Überprüfung der Einhaltung magnetischer Grenzwerte geschieht indirekt über die effektive induzierte Körperstromdichte J_{eff} . Sie kann numerisch berechnet werden. Anschließend muss der Wert mit den Basisgrenzwerten in Tabelle 4 des ICNIRP Standards [24, S. 509] verglichen werden. Ist der berechnete Wert kleiner, ist die Sicherheit gewährleistet. Für die Berechnung wird der menschliche Oberkörper vereinfacht als Kreisscheibe modelliert, dessen Leitfähigkeit nach [45, S. 106] $\sigma = 0,2 \text{ S m}^{-1}$ beträgt. Dies genügt für eine erste Abschätzung. Liegt nun ein Mensch mittig auf der LS und ist deren magnetische Flussdichteverteilung B_z bekannt, lässt sich die Ausbreitung des elektrischen Feldes im Oberkörper aus dem Induktionsgesetz (3.7) herleiten. Unter Ausnutzung der Rotationssymmetrie folgt dann in Polarkoordinaten

$$E_\phi(r, z_B) = -\frac{d}{dt} \left[\frac{1}{r} \int_0^r B_z(r', z_B) r' dr' \right], \quad (7.3)$$

wobei r der Radius der betrachteten Kreisbahn im Oberkörper und z_B ihre Bodenhöhe ist. Von Interesse sind die Kreisbahnen im Körper direkt über

der Spulenoberfläche, da dort die höchsten magnetischen Felder herrschen. Gemäß Gleichung (7.3) ist die induzierte elektrische Feldstärke umso größer, je stärker die zeitliche Änderung des vom Oberkörper umfassten magnetischen Flusses ist. Diese hängt wiederum einerseits von der Amplitude ΔI des Pulsstroms in der LS und andererseits von der Pulsanstiegszeit ab. Die Pulsanstiegszeit ist diejenige Zeit T_P , die ein Pulswechsel von $-\Delta I$ nach ΔI dauert. Der Wert kann mit einer PWM-Steuerung eingestellt werden, die den Strom begrenzenden Leistungswiderstand R im RL -Zweig der Signalelektronik in Bild 4.6 zukünftig ersetzt. In diesem Beispiel sei $T_P = 10$ ms. Obwohl durch die Maßnahme der stationäre Bereich einer Pulshalbwelle verkürzt wird, ermittelt der in Kapitel 5.1 beschriebene Algorithmus die Sensordistanzen mit gleichbleibender Qualität. Die Pulsflanken des magnetischen Pulssignals werden somit durch

$$B_z(r', z_B) = 2 \frac{t}{T_P} B_0(r', z_B)|_{I=\Delta I} \quad (7.4)$$

beschrieben; B_0 ist hierbei die ortsabhängige Amplitude, die sich aus den Geometriedaten der LS berechnen lässt. Diese hat $n_w = 8$ Windungen, die sich auf eine Lage verteilen und einen horizontalen Abstand von $d_w = 0,01$ m haben. Die äußerste Windung liegt bei $r_w = 0,3$ m. Um ein vergleichbar starkes Positionierungssignal zu erzeugen, das sich bei der LS aus Kapitel 4.3.1 bei $\Delta I = 8,32$ A ergibt, wäre eine Stromamplitude von $\Delta I = 32$ A notwendig. Zukünftig werden jedoch zur eindeutigen Unterscheidung zwischen Vorwärts- und Rückwärtsbewegung mehrere MR Sensoren eingesetzt, deren geschickte Anordnung den gleichen Positionierungsbereich bei gleichzeitig geringerer Pulsamplitude ΔI ermöglicht. Für diesen Fall wird für die folgenden Betrachtungen ΔI zu 16 A gesetzt. Mit den Gleichungen (7.3) und (7.4) folgt schließlich über das Ohm'sche Gesetz die Stromdichte

$$J_\phi(r, z_B) = \sigma E_\phi(r, z_B) = \frac{2\sigma}{rT_P} \int_0^r B_0(r', z_B)|_{I=\Delta I} r' dr', \quad (7.5)$$

die während eines Pulswechsels im Oberkörper induziert wird. Ein weiterer Faktor, der für die Berechnung berücksichtigt werden muss, ist das Ferritmaterial unter der Wicklung. Dieses wird während des Ladevorgangs zur Feldkonzentration genutzt und verstärkt B_0 über der LS. Wegen Gleichung (7.5) wird damit ebenfalls J_ϕ erhöht. Die 5 mm dicke Ferritscheibe hat einen Radius von 0,5 m und befindet sich 1 mm unter der Wicklung, die bei $z = 0$ m liegt bzw. eben mit der Parkplatzoberfläche ist. Sie hat eine konstante Permeabilitätszahl von $\mu_r = 15000$.

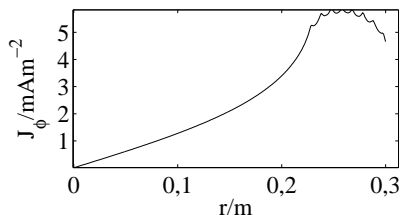


Bild 7.2: Amplitude der pulsformigen Stromdichte im Oberkörper.

Das gesamte System wurde im Tool FEMM modelliert und B_0 für $z_B = 1$ mm berechnet. Anschließend wurde die Stromdichte mit einem Matlab-Skript numerisch berechnet und ist in Bild 7.2 für Oberkörperradien bis $r = 0,3$ m zu sehen. Radien darüber hinaus wurden nicht betrachtet, da J_ϕ wegen dem Nulldurchgang von B_0 mit zunehmendem r stetig sinkt. Den ungünstigsten bzw. größten Wert erreicht die Stromdichte bei einem Menschen mit $r = 0,25$ m Oberkörperradius und beträgt $J_{max} = 5,9 \text{ mA m}^{-2}$. Für diesen muss nun geprüft werden, ob die Richtlinien erfüllt sind. Hierzu wird zuerst der Effektivwert J_{eff} über den Tastgrad D zu

$$J_{eff} = J_{max} \sqrt{D} = J_{max} \sqrt{T_P f_J} \quad (7.6)$$

berechnet, wobei f_J die Frequenz der periodischen induzierten Stromdichte ist. Da das trapezförmige magnetische Signal der Frequenz $f_p = 10$ Hz zwei Pulshalbwellen mit je einer Pulsflanke besitzt, ist $f_J = 20$ Hz. Damit ergibt sich $J_{eff} = 2,6 \text{ mA m}^{-2}$. Gemäß der Tabelle 4 des ICNIRP Standards [24, S. 509] gilt bei Stromdichten zwischen 4 Hz-1 kHz der Basisgrenzwert von $J_B = 2 \text{ mA m}^{-2}$. Der berechnete Effektivwert überschreitet J_B folglich leicht. Nach Gleichung (7.6) kann der Effektivwert jedoch weiter gesenkt werden, indem einerseits die Pulsfrequenz f_p reduziert wird und andererseits die Pulsanstiegszeit T_P erhöht wird. Zum Beispiel ergibt sich für $T_P = 20$ ms der größte Stromdichtewert zu $J_{max} = 2,96 \text{ mA m}^{-2}$. Wählt man nun weiter $f_p = 9$ Hz, dann ergibt sich $f_J = 18$ Hz und schließlich $J_{eff} = 1,78 \text{ mA m}^{-2}$. Zudem kann z. B. mithilfe einer Gummimatte sichergestellt werden, dass ein Mensch nicht direkt auf der Spulenoberfläche liegen kann. Bei der größeren Bodenhöhe, die hierdurch entsteht, sind die Flussdichtewerte und damit auch J_{eff} kleiner. Bei einer Dicke von z. B. 1 cm ergibt sich $J_{eff} = 1,57 \text{ mA m}^{-2}$ und bei 2 cm sogar $J_{eff} = 1,38 \text{ mA m}^{-2}$.

7.2.2 Zusammenfassung

Die vorangegangenen Überlegungen beruhen auf einem einfachen kreisförmigen Körpermodell und sind keine Garantie zur Einhaltung der ICNIRP Basisgrenzwerte. Komplexere Körpermodelle können bei den gleichen Rahmenbedingungen höhere J_{eff} liefern. Zudem müssen die Grenzwerte gemäß den Richtlinien für alle im Signal enthaltenen Frequenzen eingehalten werden, die im Vorfeld mithilfe einer Spektralanalyse zu ermitteln sind. Somit stellen die obigen Überlegungen lediglich eine grobe Abschätzung dar. Es bedarf zukünftig weiterer Analysen, um sicher bewerten zu können, ob die Grenzwerte eingehalten werden.

8 Benutzerakzeptanz von Ladeprozessen

Die Ladeprozesse für EF sind von zentraler Wichtigkeit für EF Benutzer, da diese häufig durchgeführt werden müssen. Abhängig von der Batteriekapazität und von der Nutzungshäufigkeit müssen Benutzer das EF viele Male pro Woche aufladen. Bei einem schlecht entworfenen Ladeprozess kann der Benutzer Frustration empfinden, was letztendlich zur Ablehnung des Prozesses führt. Daher ist ein akzeptierter Ladeprozess ausschlaggebend für den allgemeinen Erfolg der Elektromobilität. In diesem Zusammenhang bieten induktive Ladesysteme gegenüber dem aktuellen kabelgebundenen Laden (KL) verschiedene Vorteile. Beispielsweise geschieht das Laden berührungslos und es muss kein Ladekabel mitgeführt werden. Insbesondere bei schlechtem Wetter, wenn es kalt ist, es regnet oder schneit, ist das Einstecken des Kabels eine lästige Aufgabe, bei der sich der Fahrer schmutzig machen kann. Im Gegensatz zum KL werden darüber hinaus keine sichtbaren Ladestationen benötigt, da die LS samt Elektronik in den Parkplatzboden eingebaut werden kann und somit das Stadtbild nicht zerstört wird. Daher bieten induktive Ladesysteme kaum Möglichkeiten für Vandalismus, was sich positiv auf die Wartungskosten auswirkt.

Beide Ladetechnologien setzen gegenwärtig eine hohe Benutzerinteraktion mit der Ladeinfrastruktur voraus und implementieren einen unterschiedlichen Prozess. Beispielsweise muss der Benutzer im Falle des induktiven Ladens (IL) die FS im EF sehr genau über die LS positionieren. Es stellt sich nun die Frage, welcher Prozess die höhere Prozessakzeptanz bei den Benutzern hervorruft. Eine solche Untersuchung konnte bisher nicht durchgeführt werden, da kein adäquates PS zur Verfügung stand. Basierend auf der in dieser Arbeit erforschten Positionierungsmethode wurde nun erstmals hierfür ein Prototyp geschaffen. Neben der hohen Präzision und einem Positionierungsradius von 1,5 m bietet es während der Positionierung das wichtige Echtzeitgefühl. Die Methodik und die Ergebnisse der Probandenstudie, die im Rahmen des Projekts BIPoL^{plus} in Zusammenarbeit mit der Technischen Universität Ilmenau

durchgeführt wurde, sind in [39] veröffentlicht und werden im Folgenden diskutiert.

8.1 Versuchsablauf

Die Probandenstudie wurde an der FKFS Forschungs Ladestation am Institutsgelände vom 9. bis zum 30. November 2015 durchgeführt. Es nahmen 60 Probanden teil, wobei die Anzahl von Männern und Frauen gleich war. Die Probanden wurden so ausgewählt, dass sie ein repräsentatives Abbild der deutschen Gesellschaft hinsichtlich der Alters- und Geschlechtsverteilung darstellten. Das Durchschnittsalter betrug 44,3. Für das Experiment wurden die Probanden in zwei Gruppen eingeteilt. Jede musste beide Ladeprozesse nacheinander durchführen, jedoch mit unterschiedlicher Reihenfolge (KL-IL oder IL-KL). Beide Prozesse begannen damit, in das EF zu steigen und ca. 15 m zur Ladestation zu fahren. Dort angekommen, wurde der jeweilige Ladeprozess vom Fahrer gemäß der unten stehenden Beschreibung ausgeführt. Nach Beendigung des ersten Ladeprozesses wurde das EF durch einen Betreuer zurück zum Ausgangsort gefahren. Von dort aus startete der Proband anschließend die Durchführung des zweiten Ladeprozesses. Hierzu wurde das Versuchsfahrzeug cZero benutzt, das bereits mit dem PS ausgestattet war und eine Möglichkeit zum KL besitzt. Aus Zeit- und Sicherheitsgründen wurden die Authentifizierung und das Laden an der Ladestation simuliert. Die Ladeprozesse sind im Folgenden beschrieben:

Beim KL ist das EF bereits neben der Ladestation abgestellt. Der Fahrer muss das Ladekabel aus dem Kofferraum holen und das EF mit der Ladestation verbinden. Um das Laden anschließend zu starten, muss sich der Fahrer an der Ladestation anmelden, was eine mechanische Verriegelung des Kabels aus Sicherheitsgründen auslöst. Das Laden selbst wird in der Regel mithilfe von Kommunikationsprotokollen abgewickelt. Ein solches Protokoll ist beispielsweise CHAdeMO [1], über das Fehler während des Ladens erkannt und optimale Ladeparameter zwischen Ladestation und EF ausgehandelt werden können. Ist die Batterie vollständig geladen oder unterbricht der Fahrer den Prozess, kann die mechanische Verriegelung des Ladekabels durch Abmelden wieder gelöst werden. Anschließend kann das Kabel zurück in den Kofferraum gelegt werden.

Beim IL muss sich der Fahrer zuerst einem induktiven Ladepunkt auf mindestens 1,5 m nähern. Währenddessen geschehen per Funk die Authentifizierung und das Bereitstellen des Positionierungssignals durch die LS. Im nächsten

Schritt muss der Fahrer die FS auf mindestens 5 cm genau über die LS positionieren. Dabei wird er durch das PS unterstützt, das ihm den Abstand und die Richtung zur LS in Echtzeit auf der 3D-Anzeige im Cockpit in Bild 4.3 weist. Befinden sich nun beide Spulen hinreichend genau übereinander, erscheint das rote EF (Dreieck) in der 3D-Anzeige grün. Anschließend muss der Fahrer das EF abschalten und die Handbremse anziehen. Schließlich startet das Induktivladen automatisch oder wird vom Fahrer per Display angestoßen. In diesem Schritt schließt das Ladesystem alle Vorbereitungen zum Laden ab, zu denen unter anderem das Aushandeln von Ladeparametern und das Überprüfen der Spulenposition gehören.

8.2 Messung der Prozessakzeptanz

Jede Gruppe füllte einen Fragebogen unmittelbar nach der Durchführung beider Ladeprozesse aus. Dabei mussten die Probanden jeweils nur den zweiten Ladeprozess bewerten. Als Vergleichsgrundlage dienten ihnen die Eindrücke, die sie während der Durchführung des ersten Ladeprozesses gesammelt hatten. Für den Entwurf der Fragen und Messskalen wurde die C-OAR-SE Methode gewählt [47]. Gemäß C-OAR-SE muss in einem ersten Schritt das Objekt samt seiner Attribute definiert und klassifiziert werden, welches im vorliegenden Fall der Ladeprozess ist. Die Attribute können in die Kategorien „affektiv“, „kognitiv“ und „konativ“ eingeteilt werden. Im nächsten Schritt werden aus den Attributen die Fragen hergeleitet und mit Messskalen versehen. Aus diesen wird schließlich die Gesamtpunktzahl ermittelt.

Das Fragebogendesign basiert dabei auf einer qualitativen Untersuchung der Einflussfaktoren der Prozessakzeptanz [40] und theoretischen Faktoren aus der Literatur [16][33][44]. Zusammengefasst wird mit dem Fragebogen gemessen, was der Proband während der Durchführung fühlte und dachte und ob er bereit wäre, den Ladeprozess öfter zu wiederholen.

8.3 Ergebnisse

Um Unterschiede in den Mittelwerten beider Gruppen festzustellen, wurde eine ANOVA Analyse [4, S. 158 ff] durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 8.1 zusammengefasst.

Tabelle 8.1: Ergebnisse der ANOVA Analyse.

	affektiv		kognitiv		konativ	
	Sum Sq	F-Stat.	Sum Sq	F-Stat.	Sum Sq	F-Stat.
Ladetyp	18,96	4,36 *	28,17	7,67 **	39,19	10,15 **
Geschl.	1,44	0,33	0,00	0,00	1,10	0,29
Interak.	0,21	0,05	0,04	0,01	0,00	0,00
Residuen	217,39		183,66		193,04	

Signif. Codes: 0 '***' 0,001 '**' 0,01 '*' 0,05 '.' 0,1 '.' 1; df=50

Die Tabelle zeigt, dass in allen drei Kategorien keine signifikanten Unterschiede hinsichtlich des Geschlechts und bezüglich dem Interaktionseffekt zwischen Geschlecht und Ladetyp vorhanden sind. Das bedeutet, dass die Bevorzugung eines Ladeprozesses völlig unabhängig vom Geschlecht des Subjekts ist. Die Fehlerquadratrate der Residuen sind gegenüber denen des Ladetyps groß. Folglich existieren noch weitere Faktoren, welche die Bevorzugung eines Ladeprozesses beeinflussen. Ein solcher Faktor könnte beispielsweise die Tatsache sein, dass die Probanden mit der Elektromobilität allgemein nicht vertraut sind. Das wichtigste und für diese Studie interessanteste Resultat ist jedoch, dass in allen Kategorien eine eindeutige Bevorzugung eines Ladetyps erkennbar ist. Die P-Werte sind in allen Kategorien kleiner als 5% für den Ladetyp. Insbesondere liegen die Werte bei der kognitiven und konativen Wahrnehmung unter 1%.

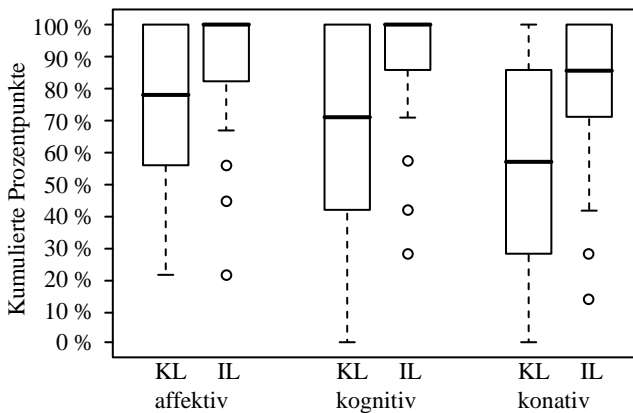


Bild 8.1: Boxplots für die unterschiedlichen Akzeptanzkategorien.

Die sechs Boxplots in Bild 8.1 fassen die Antworten der Probanden in allen 3 Kategorien der Akzeptanz für beide Gruppen zusammen. Die Ergebnisse zeigen für alle Kategorien, dass die Probanden das IL bevorzugen. Die Teilnehmer haben sich bei dessen Ausführung besser gefühlt (affektiv). Sie denken darüber hinaus, dass der Prozess gegenüber dem KL besser ist (kognitiv). Sehr bemerkenswert ist weiter die Tatsache, dass obwohl das PS im Prototypenstadium ist, der größte Effekt in der konativen Kategorie zu beobachten ist. D. h. wenn die Subjekte einen Prozess wiederholt durchführen müssen, dann möchten Sie dies lieber mit dem IL tun. Der Effekt dürfte mit einem verbesserten PS deutlich größer ausfallen. Darüber hinaus ist ersichtlich, dass mit fortschreitender Beherrschung des PS die Effektgröße in der affektiven und kognitiven Kategorie ebenfalls steigt. Auffällig ist weiter, dass hinsichtlich des IL ein durchgehend ähnliches Meinungsbild besteht, während dieses für das KL stärker streut. Schließlich wurde für jeden Probanden die Ausführungsdauer festgehalten. Diese hängt im Allgemeinen stark von der individuellen Geschicklichkeit ab, insbesondere im Rahmen des IL beim Positionieren des Fahrzeugs. Beim IL benötigte der schnellste Proband 40 s und der langsamste 360 s. Alle Probanden beider Gruppen schafften es dabei immer, das EF auf die geforderte Mindestgenauigkeit von 5 cm zu positionieren. Beim KL betrug die kürzeste Ausführungsdauer 50 s und die längste 270 s. Im Durchschnitt war die Ausführungsdauer jedoch ausgeglichen und betrug beim IL 106 s und beim KL 113 s. 2/3 der Probanden führte das IL schneller durch als das KL. Beim IL muss berücksichtigt werden, dass die Probanden absolut keine Übung mit dem PS hatten. Hauptausschlaggebend ist hierbei das Verhalten der Displayanzeige in Abhängigkeit von der Fahrzeugbewegung, das die Probanden überhaupt nicht einschätzen konnten. In der Realität verwendet der Fahrer jedoch sein eigenes EF und gewöhnt sich nach wenigen Positionierungszyklen an das Verhalten des PS. Damit ist er in der Lage das EF in deutlich kürzerer Zeit adäquat zu positionieren. Dies bestätigen Versuche am IVK mit eingewöhnten Mitarbeitern, die den Prozess in maximal 30 s durchführen. Somit ist im Vergleich zur gemessenen eine signifikant höhere Benutzerakzeptanz zu erwarten. Insbesondere bei schlechtem Wetter (z. B. Regen und Wind) ist intuitiv ersichtlich, dass diese beim IL zusätzlich höher sein muss als beim KL, da der Fahrer nicht aussteigen muss. Während der gesamten Probandenstudie war es hell und trocken, was einen Vorteil für das KL darstellt. Dass das IL in Anbetracht dieser Tatsache trotzdem eine höhere Akzeptanz aufweist, ist ein deutliches Zeichen und bestätigt das Potential des neuen PS. Da der Ladeprozess ein integraler Bestandteil ist, erhöht es damit auch die allgemeine Akzeptanz von EF. Dies ist ein vielversprechendes Ergebnis, da das IL mit der neuen

Positionierungstechnik nun eine Schlüsseltechnologie für die Elektromobilität werden könnte.

Die Studie zeigt, dass die Betrachtung der Prozessakzeptanz ein wichtiger Faktor für die Generierung nachhaltiger Produkte und Servicesysteme ist. In diesem Fall bedeutet dies, dass der induktive Ladeprozess - und mit ihm das PS - optimal für die Benutzer entworfen werden muss. Die Resultate der Studie zeigen in diesem Rahmen sogar genau auf, an welchen Stellen das PS verbessert werden muss. Während die Benutzer beispielsweise in der konativen Kategorie einen hohen Komfort wahrnehmen, kann die affektive und kognitive Wahrnehmung verbessert werden. Dies könnte zum einen durch eine Optimierung des ergonomischen Designs hinsichtlich der Positionsanzeige im Cockpit geschehen. Zum anderen ist eine Reduktion der Schwankungen im Display durch verbesserte Filteralgorithmen nötig. Denkbar wäre auch das EF vom PS autonom positionieren zu lassen, was zugleich die höchste Stufe des Komforts darstellt.

9 Zusammenfassung und Ausblick

Damit eine hohe Ladeleistung sicher und effizient induktiv übertragen werden kann, muss die Fahrzeugschleife so genau wie möglich über die Ladeschleife platziert werden. Da die Schleifen jedoch relativ klein im Gegensatz zum Fahrzeug sind und in der Regel keine Sichtverbindung besteht, ist dies für den Fahrer eine schwierige Aufgabe. Daher war das Ziel der vorliegenden Arbeit die Erforschung und Konzipierung eines neuen, komfortablen und zuverlässigen Positionierungsverfahrens, das den Fahrer beim Positionieren unterstützt. Um einen geeigneten Ansatz zu ermitteln, wurden verschiedene bereits bekannte Techniken anhand von zuvor definierten Kriterien bewertet. Es zeigte sich, dass die meisten Verfahren teuer, ungenau oder sehr anfällig gegenüber Wettereinflüssen sind. Die beste Bewertung ergab sich für den Ansatz, bei dem das magnetische Feld einer Ladeschleife zur Positionierung genutzt wird. Der Grund ist, dass das magnetische Feld bei der Durchdringung von Materialien weder gedämpft noch reflektiert wird. Somit ist es unabhängig vom Wettereinfluss und es wird keine Sichtverbindung zwischen Fahrzeug und Signalquelle benötigt.

Das Konzept bestand daher darin, die magnetische Flussdichteverteilung der Ladeschleife mithilfe magneto-resistiver Sensoren am Unterboden des Fahrzeugs zu vermessen, um Informationen über den Ort der Ladeschleife zu gewinnen. Das Problem hierbei ist jedoch, dass der ferromagnetische Unterboden des Fahrzeugs die originale Flussdichteverteilung gemäß einer unbekanntem Vorschrift bzw. Verzerrungsfunktion verändert. Diese kann somit als eine Abbildung aufgefasst werden, die jeder originalen eine verzerrte Flussdichteverteilung zuordnet, ohne deren Kenntnis eine präzise und eindeutige Positionierung nicht möglich ist. Theoretische Untersuchungen ergaben, dass die Verzerrungsfunktion vom nicht-deterministischen Magnetisierungszustand des Unterbodenmaterials abhängt und folglich eine zeitliche Abhängigkeit besitzt. Ihre messtechnische Erfassung ist somit kaum möglich. Im weiteren Verlauf der Untersuchungen wurde jedoch festgestellt, dass

die Ladespule, das Elektrofahrzeug und die umgebende Atmosphäre zusammen den Prinzipien des Hopkinson'schen Gesetzes gehorchen und unter der Prämisse des Verzichts auf analytische Berechenbarkeit als Komponenten eines magnetischen Kreises betrachtet werden dürfen. Diese neue Sichtweise erlaubt die Analyse struktureller Eigenschaften der Verzerrungsfunktion. Hierzu wurde der magnetische Kreis entlang einer dünnen Flussröhre betrachtet und gezeigt, dass die Atmosphäre den größten Anteil und damit die größte Reluktanz in der Flussröhre ausmacht. Fast die gesamte magnetische Spannung fällt folglich an der umgebenden Luft ab, wodurch sich der magnetische Kreis linear verhält. Änderungen des magnetischen Zustands im Unterbodenmaterial haben folglich keinen Einfluss auf die Verzerrungsfunktion. Diese ist somit reproduzierbar und kann messtechnisch einfach erfasst werden. Darüber hinaus wurde mit dem Flussröhrenmodell gezeigt, dass ab einer gewissen Mindestdistanz die Multiplikation der originalen Flussdichteverteilung mit der Verzerrungsfunktion eine streng monoton fallende verzerrte Flussdichteverteilung ergibt. Diese essentielle Eigenschaft stellt sicher, dass die Ladespule eindeutig geortet werden kann und ermöglicht damit überhaupt erst den gewählten Ansatz.

Im nächsten Schritt wurde eine spezielle Messtechnik zur Erfassung der Verzerrungsfunktion entwickelt und in ein elektrisches Versuchsfahrzeug integriert, anhand dessen die Thesen für unterschiedliche Temperaturen und magnetische Zustände nachgewiesen wurden. Anschließend wurde basierend auf den Forschungsergebnissen ein vollständiger Prototyp des Positionierungssystems aufgebaut, der automatisch aus dem magnetischen Pulssignal der Ladespule den tatsächlichen Flussdichtewert für jeden Sensor bestimmt. Über den Vergleich mit den verzerrten Flussdichteverteilungen der einzelnen Sensoren wird schließlich die Position der Ladespule zyklisch berechnet und dem Fahrer in Echtzeit auf einer eigens entwickelten 3D-Anzeige im Cockpit angezeigt. Hierzu wurden komplexe und schnelle Algorithmen zur Positionsberechnung und Rauschunterdrückung implementiert. Die verzerrten Flussdichteverteilungen berechnet das Positionierungssystem einmalig zu Beginn des Positionierungsvorgangs für jeden einzelnen Sensor anhand seiner bekannten Verzerrungsfunktion und der Geometriedaten der Ladespule. Diese Entkopplung der Funktionen verleiht dem Positionierungssystem die wichtige Fähigkeit, interoperabel mit verschiedenen Ladespulen zu funktionieren. Der Grund ist, dass die Spulengeometrie keinen nennenswerten Einfluss auf die Verzerrungsfunktionen hat. Die These wurde direkt aus dem Flussröhrenmodell abgeleitet und experimentell bestätigt. Die abschließenden Tests offenbarten weiter eine Positionierungsgenauigkeit von wenigen Millimetern. Die hohe Präzision ermöglicht erstmals die induktive Ener-

gieübertragung mit höherer Leistung und ist auf das neue Konzept der Verzerrungsfunktionen in Kombination eines niederfrequenten magnetischen Pulssignals zurückzuführen. Dieses ist quasi-stationär und induziert daher keine störenden Wirbelströme im Unterboden. Das Positionierungssystem ortet die Ladespule bei einer geschickten Sensoranordnung bereits aus 3,5 m Entfernung mithilfe von zwei Sensoren. Die Funktionalität bleibt auch bei Regen, Nebel und Schnee unverändert. Weiter zeigten Versuche, dass Stahlbleche die Verzerrungsfunktionen kaum beeinflussen und eine vernachlässigbare Fehlposition von nur wenigen Millimetern verursachen. Auch beim Positionieren auf Stahlbeton in einer heimischen Garage konnte das Elektrofahrzeug auf mindestens 5 cm genau abgestellt werden. Der Positionierungsvorgang ist zudem sehr komfortabel und funktioniert für jedes Fahrzeug. Bis auf den gewünschten Positionierungsradius von 5 m und den Nachweis über die Einhaltung der Grenzwerte wurden damit alle geforderten Anforderungen umgesetzt. Im letzten Arbeitsschritt wurde in Zusammenarbeit mit dem Institut für Wirtschaftsinformatik und Dienstleistungen der Technischen Universität Ilmenau eine Studie mit 60 Probanden durchgeführt, um die Benutzerakzeptanz in Bezug auf die Ladeprozesse zu ermitteln. Hierbei kam eine neue Methode zur Akzeptanzmessung zum Einsatz, die auf sozialwissenschaftlichen Erkenntnissen basiert. Diese zeigte, dass das Induktivladen mit der neuen Positionierungstechnik gegenüber dem kabelgebundenen Laden als deutlich komfortabler wahrgenommen wird und somit höher akzeptiert ist.

Einige wichtige Punkte konnten im Rahmen der vorliegenden Arbeit wegen der hohen Komplexität des Aufbaus und der Durchführung der Experimente nicht mehr nachgewiesen werden. Hierzu gehört zum einen der Einfluss der Ferrit-Aluminium-Platten auf die Verzerrungsfunktionen. Detaillierte Betrachtungen im Flussröhrenmodell legen jedoch nahe, dass dieser - wie im Falle der Spulengeometrie - sehr gering ist. Zum anderen wurde formal anhand eines idealen magnetischen Trapezsignals in Bezug auf ein kreisförmiges Körpermodell gezeigt, dass von dem Positionierungssystem keine Gefahr für Mensch und Tier ausgeht. Es bedarf zukünftig jedoch weiterer Analysen, um sicher bewerten zu können, dass die Grenzwerte nicht überschritten werden. Insbesondere müssen die Grenzwerte gemäß den Richtlinien für alle im Signal enthaltenen Frequenzen eingehalten werden, die im Vorfeld mithilfe einer Spektralanalyse zu ermitteln sind. Ein weiterer wichtiger Versuch wäre es, zu prüfen, ob die ermittelten Verzerrungsfunktionen für ein anderes baugleiches Versuchsfahrzeug gelten, was ein erheblicher Vorteil wäre. Darüber hinaus muss genauer untersucht werden, wie unterschiedliche Stahlbetonböden das Positionierungssystem beeinflussen. Die Signalverarbeitung kann zudem noch

verbessert werden, um das Ruckeln auf der 3D-Anzeige für größere Entfernungen zu minimieren. Ausgehend hiervon wäre das autonome Positionieren mithilfe der neuen Ortungstechnik nicht mehr weit.

Abkürzungen und Formelzeichen

Abkürzungen

BBB	B eagle B one B lack
BIPoL ^{plus}	B erührungsloses I nduktives und P ositionstolerantes L aden
BMBF	B undes m inisterium für B ildung und F orschung
CHAdEMO	Handelsname einer Ladeschnittstelle für Elektroautos
C-OAR-SE	Abkürzung für eine Vorgehensweise zur Skalenentwicklung im Marketingbereich
DC	D irect C urrent - Gleichstrom
DD	D ouble D Coil
DDQ	D ouble D Q uadrature Coil
EF	E lektro f ahrzeug
FEM	F inite- E lemente- M ethode
FILO	F irst I n L ast O ut
FS	F ahrzeugspule
GF	G lättungs f ilter
GPM	G eschäfts p rozess m anagement
HMI	H uman M achine I nterface

ICNIRP	I nternational C ommission on N on- I onizing R adiation P rotection
IL	I nduktives L aden
KL	K abelgebundenes L aden
LS	L adespule
MILPS	M agnetic I ndoor L ocal P ositioning S ystem
MOSFET	M etal O xide S emiconductor F ield- E ffect T ransistor
MR	M agneto- r esistiv
PS	P ositionierungssystem
PWM	P uls w eiten m odulation
RFID	R adio F requency I dentification
RS232	Standard für eine serielle Schnittstelle
SA	S ymmetrie a chse
SRV	S ignal- R ausch- V erhältnis
UDP	U ser D ata P rotocol
USB	U niversal S erial B us
UWB	U ltra W ide B and
WLAN	W ireless L ocal A rea N etwork

Formelzeichen

Zeichen	Einheit ¹	Beschreibung
α	°	Nickwinkel des Fahrzeugs
β	°	Wankwinkel des Fahrzeugs
γ	°	Verdrehwinkel des Fahrzeugs
γ_{Ist}	°	Ist-Verdrehwinkel des Fahrzeugs
σ	S/m	Elektrische Leitfähigkeit
μ_{Δ}		Relative Überlagerungspermeabilität
μ_0	$Vs/A/m$	Magnetische Feldkonstante
μ_r		Permeabilitätszahl
μ_{rev}		Reversible Permeabilität
ϕ_z	Wb	Magnetischer Fluss im Flusspfad
ϕ_{zv}	Wb	Verstärkter magnetischer Fluss im Flusspfad bei Anwesenheit eines Ferromagnetikums
\mathfrak{B}	μT	Magnetische Flussdichteverteilung eines geschlossenen Einzelleiters
b_n	μT	Abtastwert eines realen magnetischen Pulssignals mit Störgrößen
B_{diff}	μT	Differentieller magnetischer Flussdichtewert
B_E	μT	Erdmagnetfeld
B_h	μT	Statische oder niederfrequente magnetische Störgröße
B_{hv}	μT	Verstärkte statische oder niederfrequente magnetische Störgröße bei Anwesenheit eines Ferromagnetikums
\bar{B}_P	μT	Mittelwert der stationären Abtastwerte der ersten Pulshalbwelle

¹Wenn nichts angegeben ist, dann hängt die Einheit des Zeichens von der dargestellten Größe ab

\bar{B}_Q	μT	Mittelwert der stationären Abtastwerte der zweiten Pulshalbwelle
B_{st}		Array mit stationären Abtastwerten
B_{theo}	μT	Theoretische bzw. prognostizierte verzerrte magn. Flussdichteverteilung
B_S	μT	Sättigungsflussdichte
B_z	μT	Vertikale magn. Flussdichteverteilung der Ladespule
ΔB_z	μT	Amplitude des magnetischen Pulssignals
B_{zv}	μT	Verzerrte magnetische Flussdichteverteilung bei Anwesenheit eines Ferromagnetikums
B_{zvi}	μT	Verzerrte magn. Flussdichteverteilung im Raumpunkt des i-ten MR Sensors bei Anwesenheit eines Ferromagnetikums
ΔB_{zvi}	μT	Verzerrte Amplitude des magn. Pulssignals bei Anwesenheit eines Ferromagnetikums
C		Flusspfad
\vec{C}	m	Koordinaten der Ladespule relativ zur Fahrzeugspule
d	m	Abstand zum Zentrum der Ladespule
d_i	m	Abstand des i-ten MR Sensors zum Zentrum der Ladespule
d_{ist}	m	Ist-Abstand von Spulenzentrum zu Spulenzentrum
d_{min}	m	Mindestabstand zum Zentrum der Ladespule
d_r	m	Kameraabstand zum Zentrum der Ladespule
d_w	m	Horizontaler Windungsabstand
d_L	m	Abstand der Lagen
D		Definitionsbereich von d oder Tastverhältnis eines Pulssignals

D_{Eukl}	m	Euklidischer Abstand
E_ϕ	V/m	Induziertes elektrisches Feld im menschlichen Oberkörper
f		Verzerrungsvorschrift allgemein
f_i		Verzerrungsvorschrift für den i-ten MR Sensor
f_J	Hz	Frequenz der induzierten Körperstromdichte
f_p	Hz	Frequenz des magnetischen Pulssignals
f_s	Hz	Abtastfrequenz der MR Sensoren
g_n	μT	Abtastwert eines idealen magn. Pulssignals ohne Störgrößen
\bar{h}	μT	Arithmetischer Mittelwert der magnetischen Flussdichte in einer Pulsperiode
h_n	μT	Abtastwert der magnetischen Störgröße
H_C	A/m	Koerzitivfeldstärke
H_S	A/m	Sättigungsfeldstärke
I	A	Elektrischer Strom
ΔI	A	Amplitude des Pulsstroms
ΔI_{max}	A	Maximale gemessene Stromamplitude
ΔI_{min}	A	Minimale gemessene Stromamplitude
I_u	A	Induzierter Strom im Unterboden
J_B	A/m^2	Grenzwert der effektiven induzierten Körperstromdichte
J_{eff}	A/m^2	Effektive induzierte Körperstromdichte
J_{max}	A/m^2	Maximale induzierte Körperstromdichte
J_ϕ	A/m^2	Induzierte Körperstromdichte
l	m	Luftanteil im Flusspfad
l_M	m	Metallanteil im Flusspfad

L_{LS}	H	Induktivität der Ladespule
L_u	H	Induktivität des Unterbodens
m_e		Steigung einer ellipsenförmigen Hystereseschleife
n_L		Anzahl der Lagen
n_w		Anzahl der Windungen pro Lage
N_{st}		Array mit Zeitpunkten der Abtastwerte
\vec{p}_{Ist}		Ist-Position der Ladespule
\vec{p}_{Soll}		Soll-Position der Ladespule
r	m	Oberkörperradius
r_L	m	Radius einer Leiterschleife
r_w	m	Radius einer Windung
R	Ω	Leistungswiderstand in der Signalelektronik
R_0	$A/V/s$	Reluktanz des Luftanteils im Flusspfad
R_{LS}	Ω	Ohm'scher Widerstand der Ladespule
R_m	$A/V/s$	Gesamtreluktanz des Flusspfads
R_p	$A/V/s$	Reluktanz des Metallanteils im Flusspfad
R_u	Ω	Ohm'scher Widerstand des Unterbodens
\vec{S}	m	Raumpunkt unterhalb der Ferritplatte
\vec{S}_i	m	Koordinaten des i-ten MR Sensors relativ zur Fahrzeugspule
T_C	$^{\circ}C$	Curie-Temperatur
T_P	ms	Pulsanstiegszeit
T_U	$^{\circ}C$	Unterbodentemperatur
U	V	Elektrische Spannung
U_B	V	Betriebsspannung für die H-Brücke
U_m	A	Magnetische Spannung

v	m/s	Positionierungsgeschwindigkeit
V		Verstärkungs- bzw. Verzerrungsfunktion allgemein
V_i		Verstärkungs- bzw. Verzerrungsfunktion im Raumpunkt des i -ten MR Sensors
Δx	m	Abstand zwischen MR Sensor S_0 und der Kamera
Δy	m	Abstand zwischen den MR Sensoren S_0 und S_1
z	m	Höhe
z_0	m	Höhe eines betrachteten Raumpunkts
z_i	m	Bodenhöhe des i -ten MR Sensors
z_B	m	Bodenhöhe der Ferritplatte bzw. aller MR Sensoren
z_L	m	Höhe einer Leiterschleife bzw. der obersten Lage

Literaturverzeichnis

- [1] CHAdeMO Association. <http://www.chademo.com/>. Version: 2016
- [2] AZZOUZI, S. ; CREMER, M. ; DETTMAR, U. ; KRONBERGER, R. ; KNIE, T. : New measurement results for the localization of UHF RFID transponders using an Angle of Arrival (AoA) approach. In: *IEEE International Conference on RFID*, 2011, S. 91–97
- [3] BAARMAN, D. ; EURICH, S. ; STONER, W. ; TAYLOR, J. ; WEBER, R. : Inductive charging system for electric vehicle. Patent WO 2011/084936 A3, Jul. 2011
- [4] BACKHAUS, K. ; ERICHSON, B. ; PLINKE, W. ; WEIBER, R. : *Multivariate Analysemethoden: Eine anwendungsorientierte Einführung*. 12. Berlin u.a. : Springer, 2008. – ISBN 978-3-540-85044-1
- [5] BAHL, P. ; PADMANABHAN, V. : RADAR: an in-building RF-based user location and tracking system. In: *IEEE INFOCOM. Nineteenth Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies*. Bd. 2, 2000, S. 775–784
- [6] BARKOW, A. ; KÜFEN, J. ; HUDECEK, J. ; CHRISTEN, F. : Positionierungssystem für induktives Laden. In: *ATZ - Automobiltechnische Zeitschrift* 117 (2015), Jul., Nr. 7-8, S. 46–51. – ISSN 0001-2785, 2192-8800
- [7] BENDICKS, N. ; EICKHOFF, M. : Induktives Übertragungssystem zum Laden der Traktionsbatterien eines elektrisch angetriebenen Fahrzeugs. Patent WO 2012/104350 A2, Aug. 2012
- [8] BILKE, A. : Ortung und Navigation mit mobilen Geräten in Gebäuden. Hochschule für Technik und Wirtschaft Berlin, Abschlussarbeit, Febr. 2012

- [9] BINZ, C. : Entwicklung und Implementierung eines Algorithmus zur Positionsschätzung. Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrwesen, Universität Stuttgart, Bachelorarbeit, Jan. 2015
- [10] BLANKENBACH, J. ; NORRDINE, A. : Position estimation using artificial generated magnetic fields. In: *IPIN International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation*, 2010, S. 1–5
- [11] BLANKENBACH, J. ; NORRDINE, A. ; SCHLEMMER, H. ; WILLERT, V. : Indoor-Positionierung auf Basis von Ultra Wide Band. In: *Allgemeine Vermessungs-Nachrichten* 114 (2007), Nr. 5, S. 169–178. – ISSN 0002–5968
- [12] BLANKENBACH, J. ; ABDELMOUMEN, N. : An Alternative Positioning Method Against Indoor Fading Effects. (2014)
- [13] BODE, R. : *Stahlfeinbleche für den Automobilbau*. Landsberg/Lech : Verl. Moderne Industrie, 2000 (Herstellung, Verarbeitung und Einsatzbereiche). – ISBN 3–478–93163–0. – 5M 48
- [14] BUDHIA, M. ; BOYS, J. ; COVIC, G. ; HUANG, C.-Y. : Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60 (2013), Jan., Nr. 1, S. 318–328. – ISSN 0278–0046
- [15] CAMPBELL, A. : On the Magnetic Properties of Silicon Iron (Stalloy) in Alternating Magnetic Fields of Low Value. In: *Proceedings of the Physical Society of London* 32 (1919), Dez., S. 232–243. – ISSN 0370–1328
- [16] DETHLOFF, C. : *Akzeptanz und Nicht-Akzeptanz von technischen Produktinnovationen*. Lengerich [u.a.] : Pabst Science Publishers, 2004 (Beiträge zur Wirtschaftspsychologie). – ISBN 978–3–89967–134–6
- [17] FLANDERS, H. : Differentiation Under the Integral Sign. In: *The American Mathematical Monthly* 80 (1973), Jun., Nr. 6, S. 615–627. – ISSN 0002–9890
- [18] FREUND, R. W. ; HOPPE, R. H. W.: *Stoer/Bulirsch: Numerische Mathematik 1*. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2007 (Springer-Lehrbuch). – ISBN 978–3–540–45389–5

- [19] FRIEDRICH, H. E. (Hrsg.): *Leichtbau in der Fahrzeugtechnik*. Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013. – ISBN 978-3-8348-1467-8 978-3-8348-2110-2
- [20] GANS, R. : Zur Theorie des Ferromagnetismus. 2. Mitteilung: Die reversible longitudinale Permeabilität. In: *Annalen der Physik* 332 (1908), Jan., Nr. 11, S. 1–42. – ISSN 1521–3889
- [21] HAUSER, V. : Entwicklung einer Software zur Ansteuerung einer Leistungselektronik. Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrwesen, Universität Stuttgart, Studienarbeit, 2015
- [22] HEINRICH, J. ; PARSPOUR, N. : Contribution to the development of positioning tolerant inductive charging systems. In: *Emobility - Electrical Power Train*, 2010, S. 1–5
- [23] HICKOX, J. : Parking Assist for a vehicle equipped with for wireless vehicle charging. Patent US 2013/0037339 A1, Febr. 2013
- [24] INTERNATIONAL COMMISSION ON NON-IONIZING RADIATION PROTECTION: Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz). In: *Health Physics* 74 (1998), Nr. 4, S. 494–522
- [25] INTERNATIONAL COMMISSION ON NON-IONIZING RADIATION PROTECTION: Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz - 100 kHz). In: *Health Physics* 99 (2010), Nr. 6, S. 818–836
- [26] KAGERAH, S. ; LEITZ, S. ; KELLER, F. ; WILLEMSSEN, T. ; STERNBERG, H. : Development of a WiFi-Fingerprinting for Position Determination by Mean of Probabilistic Methods. HafenCity Universität Hamburg, Mai 2015
- [27] KEPKA, A. : Ladestation. Patent WO 2013/053389 A1, Apr. 2013
- [28] KNAISCH, K. ; SPRINGMANN, M. ; GRATZFELD, P. : Comparison of coil topologies for inductive power transfer under the influence of ferrite and aluminum. In: *2016 Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2016, S. 1–9

- [29] KÜPFMÜLLER, K. : *Theoretische Elektrotechnik : Eine Einführung*. 16., vollständig neu bearbeitete und aktualisierte Auflage. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2005. – ISBN 978-3-540-26615-0
- [30] KUCHLING, H. : *Taschenbuch der Physik*. Leipzig : Harri Deutsch Thun und Frankfurt/Main, 1981. – ISBN 3-87144-097-3
- [31] LEHNER, G. : *Elektromagnetische Feldtheorie : für Ingenieure und Physiker*. 7., bearb. Aufl. Berlin; Heidelberg [u.a.] : Springer, 2010. – ISBN 978-3-642-13041-0
- [32] LIN, F. Y. ; ZAHEER, A. ; BUDHIA, M. ; COVIC, G. : Reducing leakage flux in IPT systems by modifying pad ferrite structures. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2014, S. 1770–1777
- [33] LONDON, K. R.: *The people side of systems: the human aspects of computer systems*. McGraw-Hill, 1976. – ISBN 07-084463-1
- [34] MARTINOVIC, D. ; BINZ, C. ; REUSS, H.-C. : Magnetic Field based Localization of the Charging Coil using Trilateration. In: *Autoreg 2015 - VDI-Berichte 2233*. Düsseldorf : VDI Verlag GmbH, 2015. – ISBN 978-3-18-092233-1, S. 129–140
- [35] MARTINOVIC, D. ; GRIMM, M. ; REUSS, H.-C. : Electric Vehicle Positioning Concept for Inductive Charging Purposes Using Magnetic Fields. In: *IEEE Power & Energy Student Summit 2014*. Ostfildern : haka print und medien GmbH, 2014. – ISBN 978-3-00-044942-0, S. 11–16
- [36] MARTINOVIC, D. ; GRIMM, M. ; REUSS, H.-C. : Electric Vehicle Positioning for Inductive Charging Purposes Using Magnetic Field Distortion Elimination in High-Permeability Environments. In: *IEEE Transactions on Magnetics* 50 (2014), Nov., Nr. 11, S. 1–4. – ISSN 0018-9464
- [37] MICHALOWSKY, L. : *Magnettechnik : Grundlagen und Anwendungen; mit 88 Tabellen*. Leipzig [u.a.] : Fachbuchverl., 1993. – ISBN 978-3-343-00799-8
- [38] MIESEN, R. ; KIRSCH, F. ; VOSSIEK, M. : UHF RFID Localization Based on Synthetic Apertures. In: *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering* 10 (2013), Jul., Nr. 3, S. 807–815. – ISSN 1545-5955

- [39] MÜLLERLEILE, T. ; MARTINOVIC, D. ; JOENSSEN, D. W. ; ORNER, M. ; GRIMM, M. ; NISSEN, V. ; REUSS, H.-C. : Fully Charged: Process Acceptance of Different EV Charging Processes / Social Science Research Network. Rochester, NY, Sept. 2016 (ID 2834600). – SSRN Scholarly Paper
- [40] MUELLERLEILE, T. ; RITTER, S. ; ENGLISCH, L. ; NISSEN, V. ; JOENSSEN, D. W.: The Influence of Process Acceptance on BPM: An Empirical Investigation. In: *2015 IEEE 17th Conference on Business Informatics 1* (2015), Jul., S. 125–132. – ISSN 2378–1963
- [41] NAKAMURA, T. ; ICHIKAWA, S. : Vehicle parking assist system. Patent US 8423223 B2, Apr. 2013
- [42] PRIGGE, E. : *A positioning system with no line-of-sight restrictions for cluttered environments*, Stanford University, Diss., Aug. 2004
- [43] RACHO, R. : *Werkstoffe für die Elektrotechnik und Elektronik*. Leipzig : Dt. Verl. für Grundstoffindustrie, 1985
- [44] REICHWALD, R. : *Zur Notwendigkeit der Akzeptanzforschung bei der Entwicklung neuer Systeme der Bürotechnik*. Bd. 1. München : Hochschule d. Bundeswehr, 1978
- [45] REILLY, J. P.: Peripheral nerve stimulation by induced electric currents: Exposure to time-varying magnetic fields. In: *Medical and Biological Engineering and Computing* 27 (1989), Nr. 2, S. 101–110. – ISSN 0140–0118, 1741–0444
- [46] ROOS, E. ; MAILE, K. : *Werkstoffkunde für Ingenieure : Grundlagen, Anwendung, Prüfung*. 5. Aufl. Berlin; Heidelberg : Springer Vieweg, 2015. – ISBN 978–3–642–54988–5
- [47] ROSSITER, J. R.: The C-OAR-SE procedure for scale development in marketing. In: *International Journal of Research in Marketing* 19 (2002), Nr. 4, S. 305–335. – ISSN 0167–8116
- [48] SCHERHAUFL, M. ; PICHLER, M. ; STELZER, A. : Robust localization of passive UHF RFID tag arrays based on phase-difference-of-arrival evaluation. In: *IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks*, 2015, S. 47–49

-
- [49] SCHERHAUFL, M. ; PICHLER, M. ; STELZER, A. : UHF RFID Localization Based on Phase Evaluation of Passive Tag Arrays. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 64 (2015), Apr., Nr. 4, S. 913–922. – ISSN 0018–9456
- [50] SCHWAB, A. J.: *Begriffswelt der Feldtheorie : Elektromagnetische Felder, Maxwell-Gleichungen, Gradient, Rotation, Divergenz.* 7., bearb. und erg. Aufl. 2013. Berlin, Heidelberg : Springer Vieweg, 2013. – ISBN 978–3–642–34566–1
- [51] SEIFERT, C. : Entwicklung eines Permutationsfilters zur optimierten Ortung der Ladespule. Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrwesen, Universität Stuttgart, Masterarbeit, 2017
- [52] SEISENBERGER, C. ; ROSKOSCH, R. : System zur Positionsbestimmung von zueinander bewegten Objekten. Patent WO 2013/045216 A1, Apr. 2013
- [53] SIZOO, G. J.: Über die effektive und die reversible Permeabilität. In: *Annalen der Physik* 395 (1929), Jan., Nr. 2, S. 270–276. – ISSN 1521–3889
- [54] STEVEN READY, R. : Method and apparatus for aligning a vehicle with inductive charging system. Patent US 2013/0033224 A1, Febr. 2013
- [55] WECHLIN, M. ; KIEFER, S. ; HEIMBURGER, M. : System zum induktiven Laden von Fahrzeugen mit elektronischer Positionierungshilfe. Patent WO 2011/006884 A2, Jan. 2011
- [56] WEISSBACH, W. ; DAHMS, M. ; JAROSCHEK, C. : *Werkstoffkunde.* Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden, 2015. – ISBN 978–3–658–03918–9 978–3–658–03919–6
- [57] WIDMER, H.-P. ; SIEBER, L. ; COOK, N. : Antenna alignment and vehicle guidance for wireless charging of electric vehicles. Patent WO 2012/142040 A1, Okt. 2012
- [58] WOLFGANG, R. : Elektrodynamik I+II. Vorlesungsskript, Institut für Theorie der Elektrotechnik, Universität Stuttgart, 2012

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name	Dean Martinovic
Geburtsdatum	12.12.1981
Geburtsort	Stuttgart, Deutschland
Email	dean.martinovic@gmx.de

Berufstätigkeit

Seit 09/2012	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Verbrennungsmotoren und Kraftfahrwesen, Lehrstuhl Kraftfahrzeugmechatronik, Universität Stuttgart.
01/2012 – 08/2012	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Forschungsinstitut für Kraftfahrwesen und Fahrzeugmotoren Stuttgart (FKFS).
08/2010 – 12/2011	Embedded Softwareentwickler bei Vector Informatik GmbH, Entwicklungsbereich für AUTOSAR Softwarekomponenten zur Diagnose.
11/2009 – 05/2010	Diplomand bei der Daimler AG, Thema: Integration und Verifikation der Diagnosesoftwaremodule eines AUTOSAR konformen Steuergeräts mittels modellbasierter Funktionsentwicklung.
08/2008 – 01/2009	Auslandspraktikum bei Indra Panamá S.A., Panama, Abteilung für Softwareentwicklung.
03/2006 – 07/2007	Wissenschaftliche Hilfskraft am Institut für Automatisierungs- und Softwaretechnik, Universität Stuttgart.

Schulbildung und Studium

10/2003 - 05/2010	Universität Stuttgart, Studium der Elektro- und Informationstechnik, Schwerpunkt: Technische Informatik, Vertiefungslinie: Informationsverarbeitung. Abschluss: Diplom-Ingenieur
09/2000 - 07/2003	Technisches Gymnasium, Friedrich-Ebert-Schule, Esslingen, Abschluss: Abitur