

Dreidimensionale Erfassung und Rekonstruktion schwach leitfähiger Körper mithilfe magnetischer Induktions-Tomografie

Von der Fakultät für Ingenieurwissenschaften,
Abteilung Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Duisburg-Essen

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften

genehmigte Dissertation

von

Martin Tobias Klein, M.Sc.

aus

Duisburg

Gutachter: Prof. Dr. sc. techn. Daniel Erni
Prof. Dr.-Ing. Dirk Rueter

Tag der mündlichen Prüfung:
15.06.2023

Dreidimensionale Erfassung und Rekonstruktion schwach leitfähiger Körper mithilfe magnetischer Induktions-Tomografie

Der Fakultät für Ingenieurwissenschaften der
Abteilung Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Duisburg-Essen

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften
vorgelegte Dissertation

von
Martin Tobias Klein, M.Sc.

Datum der Einreichung: 02.12.2022

Gutachter und Betreuer der Promotion:
Prof. Dr. sc. techn. Daniel Erni
Fachgebiet Allgemeine und Theoretische Elektrotechnik (ATE),
Universität Duisburg-Essen

Gutachter und Betreuer der Promotion:
Prof. Dr.-Ing. Dirk Rueter
Institut für Mess- und Sensortechnik (MST),
Hochschule Ruhr West



Die vorliegende Dissertation konnte durch eine Anschubfinanzierung im Rahmen eines von der Deutschen Forschungsgemeinschaft öffentlich geförderten Forschungsprojektes (RU 2120/1-1, „INDIGO-Induction Fields for Industrial and Medical Purposes“) begonnen werden und wurde in Zusammenarbeit mit der Hochschule Ruhr West erstellt.

Eidesstattliche Versicherung

Ich versichere an Eides statt durch meine unten stehende Unterschrift,

- dass ich die vorliegende Arbeit - mit Ausnahme der Anleitung durch die Betreuer - selbstständig ohne fremde Hilfe angefertigt habe und
- dass ich alle Stellen, die wörtlich oder annähernd wörtlich aus fremden Quellen entnommen sind, entsprechend als Zitate gekennzeichnet habe und
- dass ich ausschließlich die angegebenen Quellen (Literatur, Internetseiten, sonstige Hilfsmittel) verwendet habe und
- dass ich alle entsprechenden Angaben nach bestem Wissen und Gewissen vorgenommen habe, dass sie der Wahrheit entsprechen und dass ich nichts verschwiegen habe.

Mir ist bekannt, dass eine falsche Versicherung an Eides Statt nach § 156 und nach § 163 Abs. 1 des Strafgesetzbuches mit Freiheitsstrafe oder Geldstrafe bestraft wird.

Duisburg, 02.12.2022

Ort, Datum

Unterschrift

Kurzfassung

Dreidimensionale Erfassung und Rekonstruktion schwach leitfähiger Körper mithilfe magnetischer Induktions-Tomografie

Die magnetische Induktions-Tomografie (MIT) ist eine berührungslose, schnelle und energiearme Methode zur Visualisierung der Leitfähigkeitsverteilung in einem Untersuchungsobjekt. Eine besonders anspruchsvolle Aufgabe ist die dreidimensionale (3D) Erfassung und Rekonstruktion voluminöser Körper im biomedizinischen Impedanzbereich. Allgemein gilt bei derartigen Rekonstruktionsversuchen das zu lösende inverse Problem der MIT als schlecht gestellt und zudem als nichtlinear, daher ist bei Messungen eine hohe Signalintegrität erforderlich. Diese wird bei experimentellen Messungen auch von mechanischen Vibrationen oder andersartigen Bewegungsartefakten beeinflusst. Zudem ist die Detektion innerer Anomalien stark von der räumlichen Empfindlichkeitsverteilung im Messobjekt abhängig; ideal wäre eine homogene Verteilung im gesamten Objekt. Bislang veröffentlichte MIT-Systeme weisen jedoch eine verschwindend geringe Empfindlichkeit im Inneren eines schwach leitfähigen Volumens auf. Aus diesem Grund wurden bei Rekonstruktionsversuchen leitfähige Inhomogenitäten in zentralen Bereichen voluminöser Körper bisher vermieden. Bei experimentellen Studien wird typischerweise auf flache Schichtmodelle, oberflächennahe Darstellungen oder hohe Leitfähigkeitskontraste zurückgegriffen. Zudem werden starre Testphantome verwendet, die kaum durch Bewegungsartefakte beeinflusst werden. Im Gegensatz dazu beschreibt die vorliegende Forschungsarbeit einen groß dimensionierten MIT-Scanner, der in der Lage ist, einen Menschen oder menschenähnliche Objekte zu messen und dennoch eine ausreichend hohe Signalqualität aufweist. Außerdem wird anhand theoriebasierter Simulationen die Ursache der geringen Empfindlichkeit im Inneren untersucht und auf Grundlage dessen ein neuartiges MIT-System entwickelt. Eine räumlich sinusförmige Senderfeld-Topologie induziert eine Wirbelstromverteilung mit einer besseren Durchdringung und höheren Ortsfrequenz im Messobjekt. Das daraus resultierende Sekundärfeld wird durch geometrisch angepasste Empfänger detektiert. Insgesamt erschließt sich dadurch eine Empfindlichkeitsverstärkung von mehr als 26 dB in den zentralen Bereichen. Aufgrund dieser Optimierungen ermöglicht der experimentelle Aufbau erstmalig eine 3D-Rekonstruktion der Leitfähigkeitsverteilung in der gesamten Tiefe biomedizinisch relevanter Körperphantome. Diese Machbarkeitsdemonstration bringt die MIT einen Schritt weiter auf dem Weg zur schnellen 3D-Bildgebung eines gering leitfähigen voluminösen Körpers, beispielsweise für eine schnelle, ungefährliche und berührungslose Thorax- oder Lungendiagnostik.

Abstract

Three-dimensional detection and reconstruction of low conductive bodies using magnetic induction tomography

Magnetic induction tomography (MIT) is a contactless, fast and low-energy method used to visualize the conductivity distribution in an object under examination. A particularly challenging task is the three-dimensional (3D) detection and reconstruction of voluminous bodies in the biomedical impedance range. Generally, in these reconstruction attempts, the inverse problem connected with MIT that has to be solved is considered to be ill-posed and non-linear. Therefore, high signal integrity is required. This is influenced by mechanical vibrations or other types of motion artefacts in experimental measurements. In addition, the detection of internal anomalies is strongly dependent on the spatial sensitivity distribution in the measurement object. Ideally, the distribution would be homogeneous throughout the entire object. However, previously published MIT systems have had a vanishingly low sensitivity in the interior of a weakly conductive volume. For this reason, conductive inhomogeneities in central areas of voluminous bodies have so far been avoided in reconstruction experiments. Experimental studies typically rely on flat layer models, near-surface representations or high conductivity contrasts. In addition, rigid test phantoms have been used that have hardly been influenced by movement artefacts. In contrast, the present research describes a large-scale MIT scanner that is capable of measuring a human or human-like objects and still has sufficiently high signal quality. Moreover, theory-based simulations are used to investigate the origin of the low sensitivity in the interior and a novel MIT system is developed on this basis. A sinusoidal transmitter field topology induces an eddy current distribution with better penetration and higher spatial frequency in the object under examination. The resulting secondary field is detected by geometrically adapted receivers. Overall, this results in a sensitivity gain of more than 26 dB in the central areas. Due to these optimisations, the experimental setup enables for the first time a 3D reconstruction of the conductivity distribution in the entire depth of biomedically relevant body phantoms. This feasibility demonstration brings MIT a step further towards rapid 3D imaging of low conductive voluminous bodies, for example, for fast, harmless and contactless thorax or lung diagnostics.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	i
Abstract	iii
1 Einleitung	1
1.1 Einführung und Motivation	1
1.2 Stand der Technik	4
1.2.1 Historie	4
1.2.2 Grundlegende Herausforderungen	6
1.3 Zielsetzung	9
1.4 Kapitelübersicht	10
2 Grundlagen	13
2.1 Voraussetzungen für die Frequenzwahl	13
2.2 Vorwärtsproblem	16
2.3 Inverses Problem zur 3D-Rekonstruktion	21
2.4 Inverses Problem zur 2D-Rekonstruktion	24
2.5 Verwendete MIT-Messprozedur	25
2.6 Primärsignalkompensation	27
2.7 Störeinflüsse auf das Messsignal	28
2.8 Definition der Empfindlichkeit	29
3 Grundlegende Validierungsphase	33
3.1 Simulative Nachbildung und Weiterentwicklung bekannter MIT-Systeme	33
3.2 Praktische Umsetzung eines modularen MIT-Systems	36
3.2.1 Mechanische Realisierung eines MIT-Personenscanners	36
3.2.2 Elektrische Realisierung der Versorgungs- und Auswerteeinheit	40
3.3 Experimentelle Signalanalyse anhand verschiedener Messobjekte . . .	42
3.3.1 Signalanalyse hoch leitfähiger, punktförmiger Messobjekte . .	42
3.3.2 Signalanalyse schwach leitfähiger, voluminöser Messobjekte . .	46
3.3.3 Signalanalyse erster Messungen am Menschen	49
3.4 Zusammenfassung und Diskussion der ersten Validierungsphase . . .	53
4 Simulative Weiterentwicklung von Sender- und Empfängergeometrien	57
4.1 Simulative Untersuchung einer kreisförmigen Sendergeometrie	58
4.2 Simulative Untersuchung eines geraden Leiters als Sender	64
4.3 Simulative Untersuchung paralleler Leiter als Sender	68
4.3.1 Beschleunigte Vorwärtsrechnung	72
4.3.2 Butterfly-Empfänger	74

4.4	Simulierte 3D-Rekonstruktion	76
4.5	Zusammenfassung und Diskussion der Erkenntnisse aus Simulationen	81
5	Experimentelle Validierung und Weiterentwicklung des MIT-Aufbaus	85
5.1	Mechanische Überarbeitung des experimentellen Aufbaus	85
5.2	Erstellung eines für die Biomedizin repräsentativen Messphantoms . .	88
5.3	Experimentelle Umsetzung und Validierung simulativer Erkenntnisse	91
5.3.1	Experimentelle Untersuchung eines kreisförmigen Senders	91
5.3.2	Experimentelle Untersuchung eines Undulators	93
5.4	Optimierung eines Undulator-MIT-Aufbaus	96
5.4.1	Praktische Umsetzung eines Empfänger-Arrays	96
5.4.2	Annäherung an einen unendlichen Undulator	97
5.4.3	Praktische Validierung eines optimierten MIT-Aufbaus	100
5.5	Experimentelle 3D-Rekonstruktion	105
5.6	Zusammenfassung und Diskussion der experimentellen Erkenntnisse .	108
6	Weiterführende Optimierungen	111
6.1	Horizontaler Undulator-MIT-Aufbau	111
6.2	Angepasste Undulator-Periodizität	115
6.3	Angepasste Empfängergeometrie und -anordnung	117
6.4	Rekonstruktionen mit Prior Knowledge	118
7	Zusammenfassung	121
8	Ausblick	127
9	Danksagung	129
	Literaturverzeichnis	131
	Abbildungsverzeichnis	141
	Tabellenverzeichnis	145
	Abkürzungsverzeichnis	147
	Anhang	149
A.1	Themenbezogene eigene Publikationen	149
A.1.1	Journalbeiträge	149
A.1.2	Konferenzbeiträge	150
A.2	Verwendeter Landweber-Algorithmus	151
A.3	Schaltplan der Empfängerschaltung	152
A.4	Empfindlichkeit zweier paralleler Leiterschleifen	153
A.5	Herleitung der Gleichung der sinusförmigen Vektorfeld-Topologie . . .	154
A.6	Herleitung der Gleichung des beschleunigten Vorwärtsproblems	156
A.7	Vergleich kreisförmiger und butterfly-förmiger Empfänger	158
A.8	Signalartefakte aufgrund einer deformierten Undulator-Geometrie . .	159
A.9	Normalform des LGS	160

1 Einleitung

1.1 Einführung und Motivation

Heutzutage sind bildgebende Verfahren in der medizinischen Diagnostik unverzichtbar. Die unterschiedlichen Methoden ermöglichen eine zwei- oder dreidimensionale Bildgebung des Körperinneren zur Darstellung von Organen oder Körperstrukturen. Im Gegensatz zu etablierten bildgebenden Verfahren könnte die im Rahmen dieser Arbeit erforschte magnetische Induktionstomografie (MIT) gleichzeitig eine berührungslose, sekundenschnelle und harmlose Ganzkörpertomografiemethode ermöglichen, die zudem potenziell geringe Systemkosten im Vergleich zur Magnetresonanztomografie (MRT) oder Computertomografie (CT) aufweist. Bei der hier vorgestellten MIT dient, wie auch bei der elektrischen Impedanztomografie (EIT), die elektrische Leitfähigkeitsverteilung als bildgebender Kontrast. Dabei bietet die MIT gegenüber der EIT den Vorteil, dass es sich um eine berührungslose Technik handelt und dass die eingesetzten magnetischen Felder problemlos nicht leitfähige Bereiche, wie z. B. Kleidung, Knochen oder Gase, durchdringen und es somit zu keinem Signalverlust kommt [1]. Aufgrund dieser Eigenschaften und der einfachen Erzeugung und Detektion niederenergetischer Induktionsfelder findet MIT in der Forschung seit beinahe drei Jahrzehnten anhaltendes Interesse.

Allerdings birgt MIT auch Herausforderungen, die das Verfahren erheblich erschweren und letztlich zu einer nur geringen räumlichen Auflösung im Zentimeterbereich führen können. Ein Grund dafür ist, dass sich die elektromagnetischen Felder nicht geradlinig, sondern diffus verhalten. Zudem beeinflussen lokale Leitfähigkeitsänderungen den signalgebenden Wirbelstromverlauf im gesamten Körper (globaler Einfluss); dies erschwert die genaue Positionszuweisung der Änderung, da der Ursprung nicht entlang des direkten Projektionspfades zwischen Sender und Empfänger liegen muss. Aus diesen Gründen wird MIT auch als „soft-field“-Technologie bezeichnet, wie beispielsweise auch EIT oder elektrische Kapazitätstomografie (ECT) [2]. Bei einer „hard-field“-Technologie, wie beispielsweise CT, weist das Senderfeld einen eindeutigen Strahlengang auf und nur der von diesen Projektionspfaden geschnittene Untersuchungsbereich hat einen Einfluss auf die Messung [2]. Auch bei MRT gibt es anhand der räumlichen Kodierung eine lokale Zuordnung. Diese Techniken erlangen somit eine hochauflösende und eindeutige räumliche Zuordnung, die im Prinzip entkoppelt von anderen Raumbereichen ist. Dadurch ist die Berechnung des direkten Problems (Vorwärtsproblem) und des inversen Problems erheblich vereinfacht und eine genaue Lokalisierung wird ermöglicht. Die Bestimmung des direkten und inversen Problems ist notwendig zur Rekonstruktionsberechnung. Das diffuse

„soft-field“-Verhalten der MIT hingegen erfordert eine aufwendige Beschreibung des Vorwärtsproblems und des inversen Problems, wodurch die Rekonstruktion der Leitfähigkeitsverteilung in einem Messobjekt erschwert wird. Zudem gilt bei der MIT das inverse Problem als nicht linear und zudem als schlecht gestellt, da einerseits die Anzahl von unabhängigen Messdaten typischerweise kleiner als die Anzahl der körperbeschreibenden Volumenelemente (Voxel) ist und es somit als unterbestimmt gilt und es andererseits zusätzlich nicht eindeutig und nicht kontinuierlich ist, was bedeutet, dass kleine Störungen oder Messungenauigkeiten zu großen Abweichungen bei der Bestimmung der Lösung führen können [2], [3]. Daher erfordert MIT eine präzise Messtechnik und einen hohen Rechenaufwand. Dennoch könnte die als relativ gering zu erwartende Auflösung ausreichen, um zentimetergroße Merkmale im Inneren eines Körpers zu detektieren. Zudem ließen sich aufgrund der schnellen, berührungslosen, kostengünstigen und harmlosen Messprozedur weitere Anwendungsbereiche jenseits der Biomedizin finden, beispielsweise in der industriellen Nahrungsmittelproduktion.

Die derzeit im Medizinbereich etablierten Tomografiemethoden werden entsprechend der zu untersuchenden Körperregion bzw. Struktur ausgewählt, um eine hinreichende Darstellung zu gewährleisten. Allerdings weisen auch diese Methoden gewisse Vor- und Nachteile auf. Die MRT, bei der ein starkes Magnetfeld mit steuerbaren Gradienten zur räumlichen Kodierung und zusätzlich ein hochfrequentes (HF) Magnetfeld zur Anregung und Erkennung genutzt wird [4], wird typischerweise zur Darstellung von Weichteilgeweben, wie z. B. dem Gehirn, Bändern oder inneren Organen, verwendet. Diese berührungslose Methode liefert ein sehr hochauflösendes Bild bis zu einer Auflösung kleiner einem Millimeter. Jedoch ist die Messprozedur mit einer durchschnittlichen Dauer von mehr als 15 Minuten vergleichsweise langsam und die Anschaffung sowie der Unterhalt sind sehr kostenintensiv. Zudem bergen die hohen Magnetfeldenergien und leistungsstarken HF-Sender ein zusätzliches Gefahrenpotenzial [5]. Eine weitere berührungslose und zudem schnelle Bildgebungsmethode stellt Röntgen oder die röntgenbasierte CT dar. Etablierte CT-Geräte können Objekte auf Zehntelmillimeter genau abbilden. Die dabei genutzte ionisierende Röntgenstrahlung kann jedoch zu Strahlenschäden in Organismen oder Zellen bis hin zu Krebserkrankungen führen. Weitere, jedoch nicht berührungslose Verfahren stellen Sonografie und EIT dar. Bei der Sonografie werden zur Detektion unschädliche Ultraschallwellen eingesetzt, dadurch können auch sensible Gewebe wie das von Embryonen oder Föten untersucht und in Echtzeit dargestellt werden. Jedoch durchdringen die Schallwellen Knochen, gasgefüllte Körperbereiche oder den Verdauungstrakt nur unzureichend, wodurch z. B. eine Untersuchung des Hirns oder der Lunge größtenteils verhindert wird. Für eine ungefährliche Echtzeiterkennung kann auch EIT eingesetzt werden, dabei verändern die unterschiedlichen Leitfähigkeiten die Messspannungen. Diese Technik könnte beispielsweise zur Lungendiagnostik oder zur Tumorerkennung im Schädel eingesetzt werden [6]. Allerdings weist EIT, genau wie die hier untersuchte MIT, ein schlecht gestelltes inverses Problem auf und erreicht dadurch nur eine vergleichsweise geringe Auflösung. Untersuchungsbereiche werden nur zentimetergenau dargestellt [6], [7]. Zudem durchdringt EIT schwach leitfähige Gewebestrukturen, wie beispielsweise Fett oder Knochen, sowie mit Gas gefüllte Bereiche nur geringfügig. Des Weiteren werden EIT-Systeme typischerweise

nur für eine 2D-Schicht-Bildgebung genutzt, da es bereits in diesem Dimensionsbereich aufgrund menschlicher Vitalfunktionen zu räumlichen Verschiebungen der Kontaktelektroden kommt. Daher ist eine definierte Positionszuweisung und damit auch die inverse Rechnung erschwert.

Zusammengefasst kann festgestellt werden, dass jedes einzelne bildgebende Verfahren aufgrund der verschiedenen Vor- und Nachteile nur für bestimmte Einsatzbereiche geeignet ist, aber es dennoch aufgrund der unterschiedlichen Kontrastmethoden jeweils eine Berechtigung gibt. Auch die hier vorgestellte MIT-Methodik soll nicht mit etablierten, gut entwickelten Tomografieverfahren konkurrieren bzw. diese ersetzen. Es ist somit nicht der Ersatz, sondern vielmehr die mögliche Ergänzung bestehender Methoden, die MIT interessant macht. Zudem bietet MIT mit der elektrischen Leitfähigkeit eine alternative Kontrastmethode, die es lohnenswert macht, dieses Verfahren grundlegend zu erforschen. MIT könnte zum Beispiel bei der nicht-invasiven Kartierung der Leitfähigkeit von Herzgewebe verwendet werden [8]. Weitere biomedizinische Anwendungen könnten sich im Bereich der schnellen, ungefährlichen und berührungslosen Lungendiagnostik [9] oder bei der schnellen Erkennung innerer Blutungen oder Tumoren im menschlichen Schädel ergeben [10]. Doch wie bereits erwähnt, sind die möglichen Anwendungen nicht nur auf die Biomedizin beschränkt. Ein MIT-Aufbau könnte auch als schneller, berührungsloser Körperscanner an Sicherheitsschleusen dienen, beispielsweise an Flughäfen. Die derzeit implementierten Sicherheitssysteme zur harmlosen Massenanalyse können entweder nur metallische Gegenstände erkennen (Metalldetektorschleusen) oder sind im Wesentlichen auf die Körperoberfläche beschränkt (Terahertz-Scanner). Im Gegensatz dazu könnte die MIT auch nichtmetallische und zentimetergroße Objekte im Körperinneren aufspüren, ohne dass Auswirkungen durch kritische Energien entstehen, welche bei Röntgen- sowie MRT-Verfahren genutzt werden. Zudem wären auch industrielle Anwendungen möglich. Neben Forschungsarbeiten an metallischen Objekten, wie z. B. zur Echtzeit-Bildgebung von Metallverfestigungsprozessen [11], bei denen die Signalreaktion stärker ist als bei den geringen Leitfähigkeitskontrasten in der Biomedizin, können auch mehrphasige Gemische oder Strömungen mit Tomographiesystemen analysiert werden, was die Darstellung der räumlichen Verteilung von Substanzen oder mehrphasigen Strömungen ermöglichen würde [12].

Die hier dargelegte Arbeit konzentriert sich auf die biomedizinische Anwendung mit geringen Leitfähigkeiten im Bereich von biologischem Gewebe; die Leitfähigkeit des Menschen liegt bei dem hier genutzten Frequenzbereich (ca. 1,5 MHz) zwischen 0 und 1 S/m [13]–[15]. Dieser Anwendungsbereich wurde ausgewählt, da die Detektion von geringen Leitfähigkeiten und Leitfähigkeitskontrasten besonders anspruchsvoll ist [3]. Zudem könnte diese Methode vergleichsweise einfach auch an höhere Leitfähigkeitskontraste, wie sie bei Messungen von Metallen auftreten, adaptiert werden. Im Gegensatz dazu könnte ein Demonstrator zur Erkennung metallischer Objekte nicht einfach an Versuche mit geringen Leitfähigkeitskontrasten angepasst werden.

Das Ziel der biomedizinischen MIT ist die Erfassung und Rekonstruktion unbekannter Leitfähigkeitsverteilungen in einem schwach leitfähigen Hintergrund (Messphan-

tom oder -objekt). In Studien wird typischerweise eine kleine Leitfähigkeitsänderung (Inhomogenität) in ein Messobjekt eingefügt, wobei das Objekt ansonsten eine homogen verteilte Leitfähigkeit aufweist. Der homogene Hintergrund ist experimentell einfacher umzusetzen und mathematisch bzw. numerisch leichter zu beschreiben. Grundsätzlich funktioniert das Verfahren aber auch mit inhomogenen Körpern. Die in den Hintergrund eingeführten Änderungen werden im Folgenden auch als Störungen oder Störobjekte bezeichnet, da diese eine Störung der „typischen“ Leitfähigkeitsverteilung widerspiegeln, vergleichbar mit einer Anomalie im menschlichen Körper, wie z. B. eine innere Blutung, ein Pneumothorax oder ein Tumor.

1.2 Stand der Technik

MIT weckt seit nahezu drei Jahrzehnten aufgrund ihrer Berührungslosigkeit, Harmlosigkeit und der einfachen Erzeugung und Detektion niederenergetischer Induktionsfelder großes Interesse. Genutzte Felder durchdringen problemlos den freien Raum und alle nicht-ferromagnetischen Materialien mit ausreichend niedriger Leitfähigkeit. Die Methode kann wie folgt beschrieben werden: Eine Senderspule wird von einem Wechselstrom durchflossen und erzeugt ein zeitveränderliches Magnetfeld, das sogenannte Primärfeld. Dieses induziert ein elektrisches Feld im Messbereich, wodurch Wirbelströme in einem leitfähigen Messphantom generiert werden. Dabei ist das anregende Feld und die Leitfähigkeitsverteilung im Messobjekt ausschlaggebend für die sich ergebende Wirbelstromverteilung. Aufgrund dieser Ströme ergibt sich ein weiteres Magnetfeld, das Sekundärfeld. Dieses wird von den Empfängerspulen erfasst und beinhaltet Informationen für eine bildgebende Rekonstruktion der Leitfähigkeitsverteilung im Messbereich.

1.2.1 Historie

Die Studie von S. Al-Zeibak and N. H. Saunders aus dem Jahr 1993 [16] gilt als die erste veröffentlichte Forschungsarbeit im Bereich MIT, damals noch unter dem Namen der „elektromagnetischen Bildgebung“. In dieser Arbeit wurde eine Zylinderspule dazu genutzt, Wirbelströme in ein leitfähiges Objekt, welches sich linear durch den Messbereich bewegt, zu induzieren und dabei das sich daraus ergebende Magnetfeld mit einer Empfängerspule berührungslos zu messen (Abbildung 1.1 a). Aus den empfangenen Messsignalen konnte eine grobe Rekonstruktion des Objektes berechnet werden. 1997 wurde diese bildgebende Methodik als magnetische Induktionstomografie veröffentlicht [17]. Dabei wurde ein zirkulares Messsystem vorgestellt, bei dem mehrere Zylinderspulen kreisförmig um einen Messbereich herum angeordnet sind. Reihum dient eine dieser Spulen als Sender, während die anderen Spulen als Empfänger eingesetzt werden (Abbildung 1.1 b). Dies ist bis heute der am häufigsten eingesetzte Aufbau [3], [10]–[12], [17]–[55]. Aufgrund der statischen Messprozedur wird bislang ein solches System als vorteilhaft angesehen, da mechanische Störeinflüsse im Prinzip nicht vorliegen.

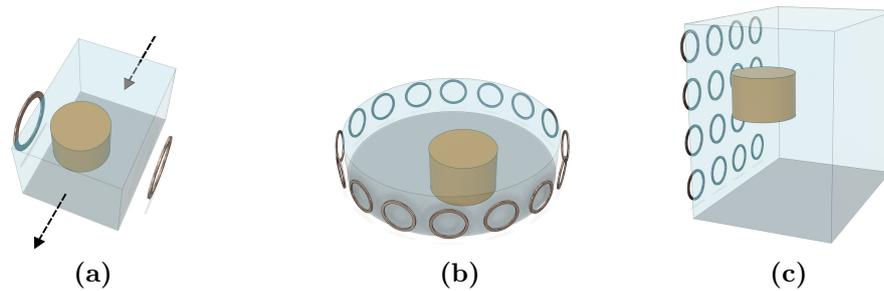


Abbildung 1.1: Schemata dreier MIT-Systeme, auf denen die meisten MIT-Methoden beruhen. Die Sender- und Empfängerspulen sind als kreisförmige Spulen dargestellt. Die Messphantome werden hier als ein leitfähiger Hintergrund mit eingebrachtem Störobjekt (braun) abgebildet. (a) Single-Channel-System; der Testkörper bewegt sich durch das Primärfeld, welches durch eine Senderspule angeregt wird. Es entsteht ein Sekundärfeld, welches von einer Empfängerspule detektiert wird. (b) Zirkulares System; die Spulen sind zirkular um ein starres Messphantom angeordnet und dienen reihum als Sender, wobei die restlichen Spulen als Empfänger dienen. Dieses Setup wird in der Literatur am häufigsten verwendet. (c) Planares System; dabei sind alle Spulen planar angeordnet und dienen wie beim zirkularen System abwechselnd als Sender oder Empfänger.

In den folgenden Jahren, bis hin zum Ende der Nullerjahre, gab es viele Studien, die sich mit der Grundlagenforschung der MIT auseinandersetzten. Experimentelle MIT-Versuche beschränkten sich hauptsächlich auf kleine Modell-Aufbauten, die nicht dafür entwickelt wurden, den Ansprüchen der Messung an einem realen Menschen zu genügen. Vielmehr sollte die grundlegende Methode untersucht bzw. weiterentwickelt werden. Bei den verwendeten Aufbauten wurden und werden bis heute nahezu ausschließlich statische MIT-Systeme genutzt. Dabei wird das Objekt an einer festen Position untersucht; dies ist bei einem zirkularen oder planaren System der Fall (vgl. Abbildung 1.1 b und c). Der Vorteil dieser Systeme liegt in dem geringeren mechanischen Störeinfluss auf die Messsignale, da auf eine mechanische Verschiebung verzichtet wird und es somit zu weniger Bewegungsartefakten kommt. Bei Studien im biomedizinischen Bereich mit schwach leitfähigen Messkörpern zeigte sich, dass die Empfindlichkeit oberflächennah hoch ist, hin zu den zentralen Bereichen im Inneren aber abnimmt und im Zentrum nahezu verschwindend gering ist [11], [18], [19], [56]–[59]. Aufgrund dessen kommt es zu Detektionslücken in den zentralen inneren Bereichen eines Messobjektes, was bis heute eine der größten Herausforderungen darstellt. Insgesamt wurde die MIT in diesem Zeitraum überwiegend in 2D-Schichtmodellen untersucht [17], [19]–[26], [29] und auch bis heute bilden technische und mathematische Rekonstruktionsmodelle oftmals nur 2D-Bilder mit niedriger Auflösung ab. Dabei liegt in vielen dieser Studien der Fokus auf der Querschnittsverteilung und es wird davon ausgegangen, dass es einerseits keine Leitfähigkeitsänderung in der Höhe (z -Achse) gäbe und andererseits dies auch keine Auswirkung auf das Messverfahren hätte. Jedoch werden diese Annahmen einer dreidimensionalen biomedizinischen Anwendung nicht gerecht [57], [60].

In den 2010er-Jahren entwickelten Forschergruppen erste experimentelle Aufbauten, die Objekte in einem 3D-Raum rekonstruieren konnten. Dafür wurden mehrere

vertikal übereinander arrangierte zirkulare Systeme [44], [45] oder ein sogenanntes „planares System“ verwendet [61]. Bei einem solchen System wird ein planares Spulenarray verwendet (Abbildung 1.1 c). Die einzelnen Spulen fungieren entweder als Sender oder Empfänger. Im Gegensatz zu Abbildung 1.1 a und b ist hier nur ein einseitiger Zugang zum Messobjekt vorhanden, wodurch sich auch nur eine einseitige oberflächennahe Erkennung ergibt. Als Einsatzbereich sollte die industrielle Prozess-Tomografie dienen, weshalb sich die Studien auf die Detektion von Metallobjekten mit dementsprechend hohen Leitfähigkeiten beschränkten. Im Gegensatz dazu gab es im Bereich der hier fokussierten biomedizinischen MIT bisher nur auf Simulationen beruhende Studien, die in der Lage waren, auch geringe Leitfähigkeitsänderungen (Störungen) im Inneren eines Volumens zu detektieren und zu rekonstruieren [42], [43], [51], [52], [62], experimentell konnte dies noch nicht erreicht werden. Biomedizinisch relevante Studien nutzen bislang differenzielle Tomografiemethoden [18], [35], [53], [62], bei denen sowohl eine Messung des unveränderten als auch eine Messung des mit einer lokalen Inhomogenität veränderten Messphantoms notwendig ist. Dabei gilt das Interesse der lokalen Veränderung. Der Fokus vieler simulativer Studien lag vorwiegend darauf, die Rekonstruktionsdarstellungen zu optimieren oder den Prozess zu beschleunigen, sei es durch einen verbesserten Algorithmus [22], [24], [32], [37], [46] oder ein auf maschinellem Lernen basierendes Konzept [39], [47], [48]. Grundlegendere Probleme, wie die verschwindend geringe Empfindlichkeit in den zentralen Bereichen, welche bereits in den 2000er-Jahren beschrieben wurde, wurden dabei nicht weiter untersucht, verbessert oder berücksichtigt.

1.2.2 Grundlegende Herausforderungen

Wie bereits erwähnt, zeigt sich, dass die Empfindlichkeit an den oberflächennahen Bereichen eines Messobjektes ausreichend gut ist, diese aber zum Inneren hin abnimmt und in den zentralen Bereichen verschwindend gering ist. Dieses Phänomen ist hinreichend bekannt [11], [18], [19], [56]–[59], dennoch wurde bislang die Ursache nicht genauer ergründet und es gibt keine erfolgreichen Lösungsansätze, um die geringe Empfindlichkeit in den zentralen Bereichen (central area sensitivity = CAS) zu verbessern. Dies ist jedoch grundsätzlich für die Detektion in diesen Bereichen erforderlich, da nur mit einer ausreichenden CAS eine Rekonstruktion aus der Tiefe eines voluminösen Körpers erfolgreich sein kann.

Abbildung 1.2 stellt schematisch den häufig verwendeten zirkularen Aufbau (vgl. Abbildung 1.1 b) und die dazugehörige Empfindlichkeitsverteilung dar. Die Empfindlichkeitsverteilungen wurden mit der Gleichung (2.50) aus Kapitel 2.8 bestimmt. Die linke Spalte zeigt einen zirkularen Messaufbau, der um ein leitfähiges Volumen (hellblau) arrangiert ist. In a und b hat dieses Volumen eine realistischere Ausdehnung in die Höhe, wobei hingegen c und d ein flaches Schichtmodell eines Messobjektes repräsentieren. Die hier für die Empfindlichkeitsverteilung adressierte Querschnittsfläche ist rot gepunktet dargestellt. Die Grafiken in der mittleren Spalte von Abbildung 1.2 zeigen, wie empfindlich eine dem Sender gegenüberliegende Empfängerspule auf eine lokale Änderung im Messobjekt reagiert.

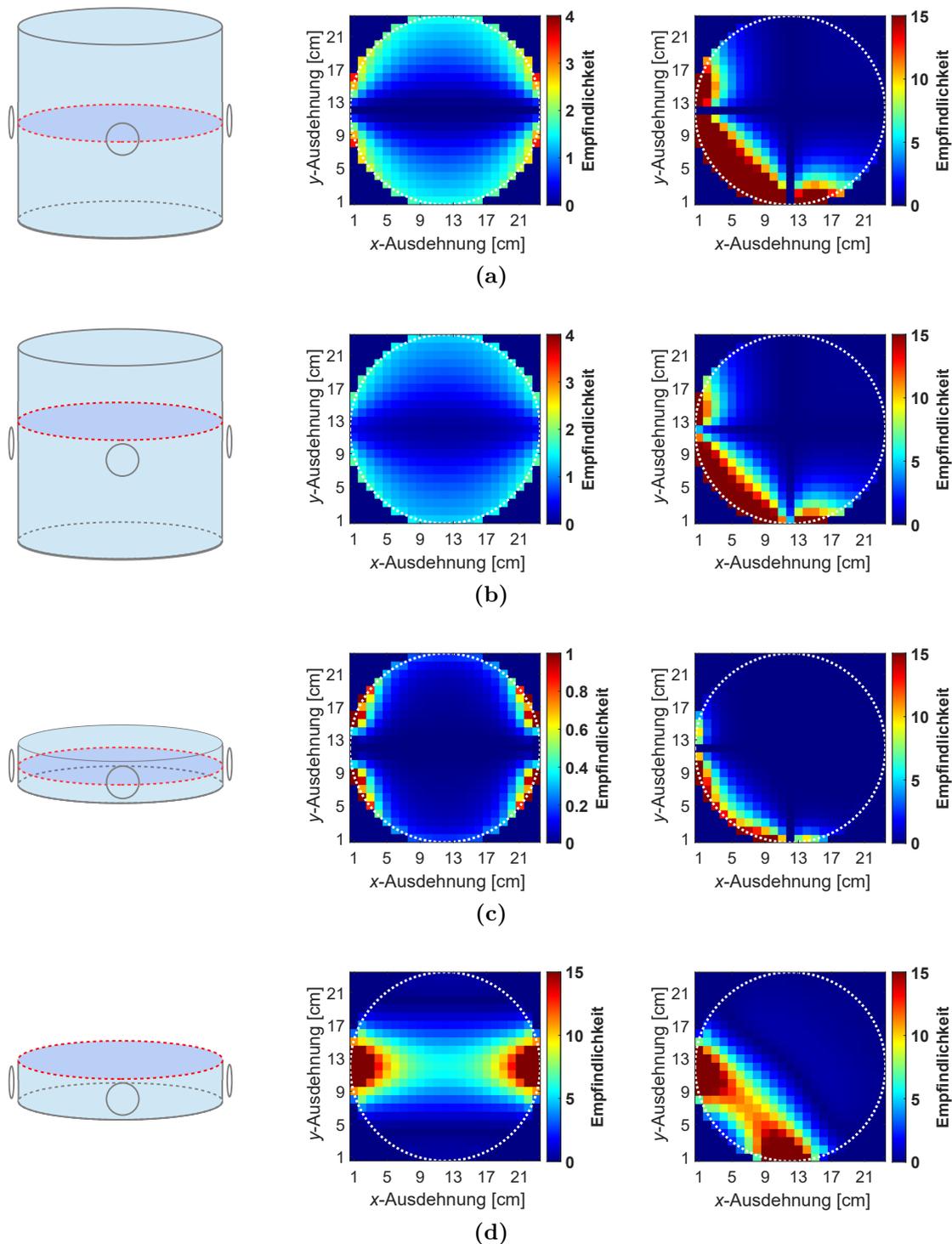


Abbildung 1.2: Empfindlichkeitsverteilung eines zirkularen MIT-Systems mit Erreger- und Empfängerspulen in zwei Ausrichtungen, d. h. in gegenüberliegender (mittlere Spalte) bzw. rechtwinkliger Anordnung (rechte Spalte). Linke Spalte: Zirkulares MIT-System mit einer Senderspule (links) und zwei Empfängerspulen (rechtwinklig und gegenüberliegend zur Senderspule). Mittlere und rechte Spalte: Berechnete Empfindlichkeitsverteilung; die Signaländerung aufgrund einer lokalen Leitfähigkeitsänderung ist im Verhältnis zum Gesamtsignal des leitfähigen Volumens dargestellt. Mittlere Spalte: Gegenüberliegende Spulenanordnungen. Rechte Spalte: Rechtwinklige Spulenanordnungen. (a) Horizontale Mittelebene eines voluminösen, schwach leitfähigen Zylinders; (b) vertikal erhöhte Ebene des voluminösen Objekts; (c) die horizontale Mittelebene eines flachen, schwach leitfähigen Zylinders (nahezu 2D-Objekt); (d) die obere Ebene des flachen Objekts.

In der rechten Spalte wird die Empfindlichkeit einer rechtwinklig angeordneten Empfängerspule dargestellt. Diese zwei Empfängerspulen-Anordnungen stehen repräsentativ für alle anderen um den Messkreis angeordneten Spulen, da sich die zentrale Empfindlichkeit bei keiner anderen Sender-Empfänger-Variante gravierend unterscheiden würde. Bei einem voluminösen Messkörper (a und b) ist die CAS verschwindend gering, egal in welchem Winkel sich die Empfängerspule zu dem Sender befindet. Auch bei einem unrealistisch flachen Messobjekt ist diese geringe Empfindlichkeit in der Mittelebene (c) zu beobachten, nur in einer oberflächennahen Schicht (d) gibt es auch in den zentralen Bereichen eine ausreichend hohe Empfindlichkeit. Jedoch ist dieser Fall bei der Messung an einem Menschen nicht realistisch.

Zwar konnten einige wenige Forschungsarbeiten in einem voluminösen Messkörper trotz dieser geringen Empfindlichkeit erste 3D-Bilder von zentralen Anomalien vorweisen, diese Ergebnisse wurden aber nur durch theoretische bzw. simulative Ansätze gestützt [42], [43], [51], [52], [62] und konnten bisher nicht mit experimentellen Messaufbauten reproduziert werden. Denkbar ist, dass diese simulativen MIT-Veröffentlichungen auf idealisierten oder unvollständigen Annahmen basierten, die in der Realität nicht umsetzbar wären. Theoretisch detektierbare Signale könnten bei realen Messungen sehr klein ausfallen und aufgrund von Rauschen oder anderen technischen Imperfektionen nicht detektierbar sein. Bisher sind im MIT-Bereich neben der eigenen keine weiteren Forschungsarbeiten bekannt, die anhand experimenteller Versuchsaufbauten dazu in der Lage sind, eine lokale Leitfähigkeitsänderung tief im Inneren eines voluminösen, schwach leitfähigen Körpers erfolgreich zu detektieren und anschließend zu rekonstruieren.

In praktischen Forschungsarbeiten wurden diese Schwachstellen bisher mit verschiedenen Vereinfachungen umgangen. Entweder wurden die Inhomogenitäten nahe der Oberfläche des Messphantoms platziert [10], [12], [31]–[34], [36], [37], [39], [63]–[65], diese befanden sich somit in den hochempfindlichen Bereichen am Rand eines Objekts (Abbildung 1.2, rechts); es wurde nur ein flaches Schichtmodell verwendet, dabei waren die Leitfähigkeitsänderungen zwar zentriert, durchbrachen aber die untere und obere Oberfläche eines flachen Phantoms (Abbildung 1.2 d) und waren außerdem durch Kunststoffbehälter elektrisch vom leitenden Hintergrund isoliert [17], [19]–[26], [29]; oder die Änderungen befanden sich nicht in einem leitenden Hintergrund oder waren nicht schwach leitend, sondern metallisch [40], [41], [47], [64], [66]. Außerdem wurden all diese experimentellen Messungen an kleinen statischen Modell-Aufbauten durchgeführt, die typischerweise einen Messbereichsdurchmesser von rund 20 cm haben. Eine Hochskalierung der Aufbauten ist zwar denkbar, dennoch werden reale Herausforderungen, die bei der Messung an einem Lebewesen auftreten können, außer Acht gelassen. Beispielsweise wird größtenteils die hohe Anfälligkeit der MIT für Bewegungsartefakte [53], [54] nicht berücksichtigt. Allein die Atmung einer Person bewirkt große Signaländerungen, die eine Rekonstruktion erschweren oder verhindern könnte. Aus diesem Grund sind lange Messzeiten zu verhindern. Zudem werden oftmals verhältnismäßig große Störobjekte mit einem relativen Volumen (RV) zwischen 6 und 18 % des Gesamtvolumens des Messkörpers verwendet [19], [20], [26], [67]. Die bisher geringsten Störobjektgrößen weisen ein RV

zwischen 1 und 2 % auf [21], [33], [34], jedoch gelingt die Detektion der Störobjekte nur, wenn sich diese Objekte oberflächennah und somit im ausreichend empfindlichen Bereich befinden.

Auf Grundlage der dargelegten, bisher verwendeten experimentellen Versuchsaufbauten wird deutlich, dass bei vorangegangenen MIT-Forschungsarbeiten keine realistischen biomedizinischen Nachbildungen aus der Tiefe eines menschlichen Körperbereichs, wie z. B. dem Torso oder dem Schädel, erstellt wurden.

1.3 Zielsetzung

Das Ziel der hier beschriebenen Promotionsarbeit besteht darin, einen berührungslosen, schnellen und strahlungsungefährlichen MIT-Aufbau zu entwickeln und zu realisieren, der zudem groß genug ist, einen Menschen oder einen menschenähnlichen Testkörper mit realistischen Dimensionen zu erfassen. Dafür sollten gleichzeitig mehrere restriktive Anforderungen an die Messphantome und die Messung erfüllt werden:

1. Die Leitfähigkeiten für den Messkörper und die darin eingebrachte Inhomogenität sollen im Bereich von biologischem Gewebe liegen, d. h. im Bereich zwischen 0 und 1 S/m [13]–[15].
2. Das Messphantom soll repräsentative Abmessungen haben, z. B. entsprechend dem menschlichen Torso oder Schädel.
3. Die gesuchte Leitfähigkeitsinhomogenität soll im Größenverhältnis zum gesamten Körper relativ klein sein, z. B. eine lokale Abweichung der Lungendichte oder eine Massenblutung im Verhältnis zum menschlichen Torso.
4. Die Inhomogenität soll kontinuierlich mit dem umgebenden Hintergrund verbunden sein. Damit ist gemeint, dass zwischen dem leitfähigen Hintergrund und den eingefügten Inhomogenitäten eine direkte und ungestörte elektrische Kopplung besteht. Beispielsweise sollte die eingebrachte leitfähige Störung nicht durch eine Kunststoffisolierung vom Hintergrund elektrisch entkoppelt werden.
5. Das gesamte Problem muss technisch und mathematisch in 3D behandelt werden. Ein Schichtmodell (quasi 2D-Ansatz) kann dem voluminösen, biomedizinischen MIT-Ansatz prinzipiell nicht gerecht werden, da sich der induzierte Wirbelstrom nicht in der Höhe ausbreiten kann (Abbildung 1.2 c und d).
6. Die Messdaten müssen innerhalb von Sekunden erfasst werden, da bereits geringe Bewegungsartefakte, wie beispielsweise Atemaktivitäten von Lebewesen, einen großen Einfluss auf die Signale haben und dadurch eine Rekonstruktion erschweren oder gar verhindern würden.

Insbesondere soll ein MIT-Ansatz entwickelt werden, der es erstmalig ermöglicht, eine ausreichend hohe CAS in einem schwach leitfähigen Volumen zu erzielen, wodurch eine Detektion und 3D-Rekonstruktion der Leitfähigkeitsänderungen im gesamten Volumen anhand praktischer Messungen ermöglicht wird. Um dies zu erreichen, muss anhand von Simulationen identifiziert werden, warum es zu den zuvor beschriebenen starken Empfindlichkeiten nahe der Oberfläche und zu den verschwindend geringen Empfindlichkeiten in den zentralen Bereichen kommt und wie eine verbesserte Empfindlichkeitsverteilung im gesamten Objekt erzielt werden kann. Diese theoretischen Simulationsmodelle sind anschließend, basierend auf realistisch dimensionierten MIT-Konstruktionen, experimentell zu validieren. Abschließend soll gezeigt werden, dass mit dem neu zu entwickelnden MIT-Aufbau eine 3D-Bildgebung eines menschenähnlichen, schwach leitfähigen Messphantoms zu realisieren ist, wobei Inhomogenitäten in der gesamten Tiefe des Messphantoms detektiert und rekonstruiert werden sollen.

1.4 Kapitelübersicht

Der hier beschriebenen Einleitung folgt in Kapitel 2 eine theoretische Erläuterung der eingesetzten Methoden. Dabei wird das grundlegende Wirkprinzip der MIT sowie das dafür zu lösende Vorwärtsproblem als auch die inverse Problemstellung dargestellt. Des Weiteren wird die verwendete Messprozedur präsentiert. Da es sich hier um eine experimentelle Forschungsarbeit handelt, wird einerseits die Primärsignalkompensation erläutert, andererseits werden auch externe Störeinflüsse betrachtet. Diese Aspekte sind für die praktische Realisierbarkeit entscheidend. Die weitere Struktur dieser Arbeit beschreibt die Evolution des Wissensstandes.

Kapitel 3 beschreibt die Validierungsphase eines vorläufigen MIT-Aufbaus, dessen Dimensionierung groß genug ist, sodass der Thorax einer adulten Person gemessen werden kann. Der dafür benötigte mechanische und elektrische Aufbau wird beschrieben. Zudem wird das MIT-Setup anhand von unterschiedlichen Versuchsobjekten, wie beispielsweise stark und schwach leitfähigen Objekten, validiert. In diesem frühen Forschungsstadium wird bereits eine andersartige Anregung mit zwei koaxial zueinander angeordneten Leiterschleifen erprobt. Dieser koaxiale Senderaufbau wird während der Validierungsphase mit einer typisch kreisförmigen Sendergeometrie verglichen.

Die dadurch erlangten Erkenntnisse werden in Kapitel 4 durch detaillierte 2D- und 3D-Wirbelstromsimulationen weitergehend analysiert. Durch die gezielte Untersuchung der Wirbelstromverläufe während einer simulierten Messprozedur können an die Problemstellung angepasste Sendergeometrien entwickelt werden, die speziell auf eine Optimierung der CAS ausgelegt sind. Dieses Vorgehen resultiert in einem neuartigen undulierenden Senderfeld, angeregt durch einen hier als Undulator bezeichneten Sender.

Ein derartiger Undulator wird in Kapitel 5 experimentell realisiert. Zudem wird ein für den Bereich der Biomedizin repräsentatives Messobjekt erarbeitet und für die Validierung genutzt. Der Undulator-MIT-Aufbau wird anschließend mit einer typisch kreisförmigen Senderspule verglichen und weiter optimiert. Unterschiedliche Leitfähigkeitsinhomogenitäten werden in einem schwach leitfähigen Volumen arrangiert und anhand experimenteller Messergebnisse in 3D rekonstruiert.

Während der experimentellen Realisierung wurden weiterführende Optimierungen für das Forschungsprojekt entwickelt. Diese werden in Kapitel 6 anhand von ersten Simulationen und Skizzen erläutert. Es werden ein horizontales MIT-Setup zur stabilisierten Messung von Personen sowie verschiedene Sendergeometrien und Empfängeranordnungen zur Verbesserung der Rekonstruktionseigenschaften aufgezeigt.

Kapitel 7 fasst die gesamten Erkenntnisse der Forschungsarbeit zusammen. Zusätzlich werden alle erlangten Erfolge in Stichpunkten wiedergegeben.

Abschließend werden in Kapitel 8 sowohl bereits begonnene als auch mögliche weiterführende Forschungsprojekte vorgestellt.

Es wurden bereits wesentliche Erkenntnisse dieser Arbeit einschlägig veröffentlicht und somit der Fachwelt vorgestellt. Daher beruht ein Großteil dieser hier vorliegenden Forschungsarbeit auf den folgend aufgelisteten eigenen Veröffentlichungen [60], [68]–[73]:

1. M. Klein and D. Rueter, “A Large Induction Field Scanner for Examining the Interior of Extended Objects or Living Humans”, *YRA MedTech Symposium*, Mülheim an der Ruhr, Jun. 09, 2017. Available: https://www.hochschule-ruhr-west.de/fileadmin/user_upload/02_Forschung/Fachbereich_4/Institut_Mess-_und_Sensortechnik/IEEE_Workshop/IEEE_2017/Abstractbook_Online_Version_2017_06_12.pdf (visited on 08/07/2022)
2. M. Klein and D. Rueter, “A Large and Quick Induction Field Scanner for Examining the Interior of Extended Objects or Humans”, *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 78, pp. 155–173, Oct.20, 2017. DOI: 10.2528/PIERB17080702
3. M. Klein, D. Erni and D. Rueter, “Three-Dimensional Magnetic Induction Tomography: Improved Performance for the Center Regions inside a Low Conductive and Voluminous Body”, *Sensors*, vol. 20, no. 5, p. 1306, Feb. 28, 2020. DOI: 10.3390/s20051306
4. M. Klein, D. Erni and D. Rueter, “Three-Dimensional Magnetic Induction Tomography: Practical Implementation for Imaging throughout the Depth of a Low Conductive and Voluminous Body”, *Sensors*, vol. 21, no. 22, p. 7725, Nov. 20, 2021. DOI: 10.3390/s21227725

5. M. Klein, D. Erni and D. Rueter, “An Advanced Magnetic Induction Tomography Setup for Biomedical 3D-imaging throughout the Depth of a Voluminous Body”, *Photonics and Electromagnetics Research Symposium*, Hangzhou, Apr. 23, 2022. Available: <https://hz2021.piers.org/preview.html?pid=210615091530> (visited on 25/07/2022)
6. A. Hofmann, M. Klein, D. Rueter and A. Sauer, “A Deep Residual Neural Network for Image Reconstruction in Biomedical 3D Magnetic Induction Tomography”, *Sensors*, vol. 22, no. 20, p. 7925, Oct. 18, 2022. DOI: 10.3390/s22207925
7. T. Schledewitz, M. Klein, and D. Rueter, “Magnetic Induction Tomography: Separation of the Ill-Posed and Non-Linear Inverse Problem Into a Chain of Isolated and Less Demanding Subproblems”, *Sensors*, vol. 23, no. 3, p. 1059, Jan. 17, 2023. DOI: 10.3390/s23031059

Zu Beginn entsprechender Kapitel werden dazugehörige eigene Publikationen nochmals erwähnt, da Beschreibungen oder Abbildungen teilweise wie bereits veröffentlicht wiedergegeben werden. Alle eigenen Veröffentlichungen sind auch dem Anhang A.1 zu entnehmen.

2 Grundlagen

Vorangehend zu den simulativen und praktisch realisierten Forschungserkenntnissen werden in diesem Kapitel die grundlegenden Wirkprinzipien sowie entscheidende Voraussetzungen und angewandte Methoden beschrieben. Das Wirkprinzip der MIT kann grundlegend in zwei Berechnungen unterteilt werden: das Vorwärtsproblem und das inverse Problem. Das Vorwärtsproblem beschreibt das Wirkprinzip des gesamten Systems von der Erzeugung des Senderfeldes bis hin zur Messsignalerfassung im Empfänger. Dafür muss der genaue Aufbau der Sender- und Empfängerspulen und der des Messphantoms theoretisch im Detail beschrieben sein. Um aus den berechneten oder gemessenen Messsignalen wiederum eine zwei- oder dreidimensionale Rekonstruktion der Leitfähigkeitsverteilung im Messobjekt zu erzeugen, muss das inverse Problem gelöst werden. Grundlegend dafür sind ausreichend gute Signaldaten sowie theoretische Detailbeschreibungen des Sender- und Empfängerefeldes. Bei der Aufstellung dieser beiden Problemstellungen müssen bestimmte Grundlagen im Vorhinein bekannt sein und wichtige Eingangsvoraussetzungen erfüllt werden. Diese Voraussetzungen werden in Kapitel 2.1 erläutert, anschließend werden in den darauffolgenden Kapiteln das Vorwärtsproblem und das inverse Problem im Detail beschrieben. Sämtliche hier präsentierte Berechnungen wurden mit der Software MATLAB (Version: R2021a) durchgeführt.

Neben dem Wirkprinzip wird auch der MIT-Aufbau inklusive Messprozedur dargestellt. Zur Kompensation des unerwünschten, aber starken Sendersignals im Empfänger werden spezielle Spulenkonstellationen aufgezeigt. Außerdem werden weitere auf die Messung wirkende Störeinflüsse benannt. Für eine erfolgreiche Messung ist eine ausreichend gute Empfindlichkeit der Empfänger im Messbereich entscheidend, die genaue Definition der Empfindlichkeit schließt das Kapitel der Grundlagen ab.

2.1 Voraussetzungen für die Frequenzwahl

Die anregende Frequenz bei biomedizinischen MIT-Anwendungen liegt typischerweise im β -Dispersionsbereich (einige Kilohertz bis zu 10 MHz [74]); dieser eignet sich für die Untersuchung der verschiedenen passiv elektrischen Eigenschaften von biologischem Gewebe. In diesem Frequenzbereich liegt die hier untersuchte Leitfähigkeit von biologischem Gewebe etwa zwischen 0 und 1 S/m [13]–[15]. Jedoch gibt es mehrere Beschränkungen bei der Wahl der passenden Frequenz.

Niedrige Frequenzen führen dazu, dass nur extrazelluläre Effekte die Leitfähigkeit beeinflussen, da die Zellmembran eine nahezu nicht leitfähige Schicht darstellt. Bei

höheren Frequenzen im β -Dispersionsbereich hingegen werden die dünnen kapazitiven Barrieren der Zellmembran so gut wie ungehindert durchdrungen, wodurch die intrazellulären Beiträge des Flüssigkeitsvolumens zu einem signifikanten Anstieg der Leitfähigkeit führen [75]. Beispielsweise liegt die Leitfähigkeit der Leber bei einem anregenden Feld von 10 kHz etwa bei 0,03 S/m, bei einer Frequenzerhöhung auf 1 MHz steigt die Leitfähigkeit der Leber auf etwa 0,4 S/m an und wird dadurch deutlich differenzierbarer von grundsätzlich schlecht leitfähigem Fettgewebe (0,02 S/m in diesem Frequenzbereich) [15]. Eine weitere Erhöhung der Frequenz würde zwar zu einem weiteren Anstieg der Leitfähigkeit im Gewebe führen, jedoch ist die Frequenz auch durch die Eindringtiefe (Skin-Tiefe) in das Messobjekt beschränkt. Für die Bestimmung der Eindringtiefe sind die Frequenz und die passiven elektrischen Eigenschaften des Messobjektes ausschlaggebend. Bei der hier betrachteten biomedizinischen Anwendung wird das menschliche Gewebe durch ein Salz-Wasser-Gemisch (Messphantom) mit einer durchschnittlichen Leitfähigkeit von 0,5 S/m nachgestellt. Der Natriumchlorid-Gehalt des Gemisches entspricht etwa 0,05 mol/l, wobei sich eine relative Permittivität (ϵ_r) von rund 80 ergibt [76]. Die gesamte Permittivität (ϵ) des Messobjektes berechnet sich wie folgt.

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \quad (2.1)$$

$$\epsilon = \epsilon_0 \cdot 80 \quad (2.2)$$

$$\epsilon = 7,08 \cdot 10^{-10} \frac{\text{As}}{\text{Vm}} \quad (2.3)$$

Dabei bildet ϵ_0 die elektrische Feldkonstante ab (Permittivität im Vakuum). Der komplexe Anteil der Leitfähigkeit ergibt sich damit zu

$$j\omega\epsilon = j 7,08 \cdot 10^{-10} \frac{\text{As}}{\text{Vm}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 1,45 \text{ MHz} \quad (2.4)$$

$$j\omega\epsilon = j 6,45 \cdot 10^{-3} \frac{\text{A}}{\text{Vm}}. \quad (2.5)$$

Die Variable ω beschreibt die Kreisfrequenz. Der komplexe Anteil ist somit weit kleiner als der durchschnittliche Realanteil der hier genutzten Leitfähigkeit ($\sigma = 0,5 \text{ S/m}$, $\omega\epsilon \ll \sigma$), daher kann die Wirkung des Verschiebungsstroms auf das Magnetfeld vernachlässigt werden und bei den Berechnungen von einer Magneto-Quasistatik ausgegangen werden [77]. Bei der Berechnung der Eindringtiefe kann die Permittivität somit außer Acht gelassen werden. Daraus ergibt sich, dass die Skin-Tiefe (δ) näherungsweise mit der Formel

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (2.6)$$

berechnet werden kann [78]. Dabei bildet ω die Kreisfrequenz und μ die magnetische Permeabilität ab. Mit der magnetischen Feldkonstanten (μ_0) und der näherungsweise angenommenen Permeabilitätszahl (μ_r) von 1 des Salz-Wasser-Gemisches kann die gesamte Permeabilität des Messobjektes bestimmt werden.

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (2.7)$$

$$\mu = \mu_0 \cdot 1 \quad (2.8)$$

$$\mu = 1,26 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \quad (2.9)$$

Bei der hier verwendeten Frequenz von rund 1,5 MHz und einer angenommenen durchschnittlichen Leitfähigkeit (σ) von 0,5 S/m liegt die Eindringtiefe entsprechend Gleichung (2.6) bei

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\pi \cdot 1,5 \text{ MHz} \cdot 1,26 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 0,5 \frac{\text{S}}{\text{m}}}} \approx 58 \text{ cm.} \quad (2.10)$$

In dieser Forschungsarbeit werden Messkörper mit einer maximalen Tiefe von 24 cm verwendet, die berechnete Eindringtiefe von 58 cm scheint somit noch ausreichend, um von einer schwach gekoppelten Näherung auszugehen. Zudem ist zu berücksichtigen, dass die verwendete Gleichung (2.6) für ein planares Objekt gilt, welches in einem Halbraum als unendlich ausgedehnt angenommen wird [55]. Dadurch, dass das verwendete Objekt aber in alle Raumrichtungen eine endliche Ausdehnung besitzt, können die Felder nicht nur frontal eindringen, sondern auch über die Seitenflächen und es ist von einer höheren effektiven Eindringtiefe und somit von einer geringeren Kopplung auszugehen. Die Annahme einer schwachen Kopplung im biomedizinischen MIT-Bereich wurde im Jahr 2010 von Dekdouk et al. überprüft [55]. In dieser Studie konnte gezeigt werden, dass bei einer Frequenz von etwa 1 MHz und einer Leitfähigkeit von bis zu 1 S/m der relative Fehler zwischen einer Vergleichsrechnung mit der Annahme der schwachen Kopplung und einer exakten Modellierung bei unter 0,06 % liegt. Höhere Frequenzen und Leitfähigkeiten, beispielsweise 2 S/m bei 10 MHz, führten dagegen bereits zu einem relativen Fehler von etwa 6 %.

Die Annahme einer schwachen Kopplung sollte somit bei der hier verwendeten anregenden Frequenz von 1,5 MHz und einer durchschnittlichen Leitfähigkeit von 0,5 S/m angewandt werden können. Dies vereinfacht die Rechnungen dahingehend, dass der sogenannte „Skin-Effekt“ ignoriert wird und angenommen wird, dass das primäre Erregungsfeld das Messobjekt praktisch wie Vakuum durchdringt und durch das Sekundärfeld nicht deformiert wird. Gleiches gilt für das durch die Wirbelströme erzeugte Sekundärfeld, auch dort gilt die Annahme der ungehinderten Durchdringung des Messobjektes. Dies vereinfacht die Rechenbarkeit für Felder und Wirbelströme und wird im Bereich der biomedizinischen MIT weitgehend verwendet.

Im weiteren Verlauf dieser Arbeit werden experimentell ermittelte Signale mit simulierten Signalen, die auf der Annahme einer schwachen Kopplung beruhen, verglichen. Dieser Vergleich belegt zusätzlich die Annahme einer schwachen Kopplung und rechtfertigt somit diese wesentliche Erleichterung bei der theoretischen Berechnung von Signalen.

2.2 Vorwärtsproblem

Ein sinusförmiger Wechselstrom (1,5 MHz) wird in dieser Arbeit genutzt, um ein Magnetfeld (B-Feld) anzuregen. Aufgrund der festgelegten Frequenz kann bei der Berechnung von einer zeitharmonischen Anregung ausgegangen werden ($\frac{d}{dt} = j\omega$). Zudem wird, wie in Kapitel 2.1 beschrieben, die Magneto-Quasistatik vorausgesetzt. Die Grundlagen zur Bestimmung elektrodynamischer Wechselwirkungen bilden die Maxwell-Gleichungen. Hier werden die relevanten Gleichungen zur Beschreibung von Magnetfeldern und deren Wechselwirkung beschrieben. Das vereinfachte Durchflutungsgesetz [78] besagt, dass elektrische Ströme mit der Stromdichte \mathbf{J} zu einem magnetischen Wirbelfeld mit der Feldstärke \mathbf{H} führen.

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (2.11)$$

Die Quellenfreiheit der magnetischen Flussdichte \mathbf{B} wird durch das gaußsche Gesetz für Magnetfelder [78] beschrieben.

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.12)$$

Zudem besagt das Induktionsgesetz [78], dass eine sich ändernde magnetische Flussdichte ein elektrisches Wirbelfeld mit der Feldstärke \mathbf{E} erzeugt.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mathbf{B} \quad (2.13)$$

Die drei Materialgleichungen beschreiben den Zusammenhang zwischen \mathbf{J} und \mathbf{E} , \mathbf{D} (elektrische Flussdichte) und \mathbf{E} , sowie \mathbf{B} und \mathbf{H} [78].

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (\text{ohmsches Gesetz, differenzielle Formulierung}) \quad (2.14)$$

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \quad (2.15)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2.16)$$

Unter Anwendung der genannten Gleichungen (2.11) bis (2.16) kann der für die MIT genutzte Messvorgang beschrieben werden (Vorwärtsproblem). Wird eine Sender-spule von einem Strom durchflossen, so wird laut dem Durchflutungsgesetz (Gleichung (2.11)) ein Magnetfeld angeregt, welches im Folgenden als Primärfeld bezeichnet wird. Die magnetische Flussdichte kann auf Grundlage des Gesetzes von Biot-Savart [78] bestimmt werden.

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint_V \mathbf{J}(\mathbf{r}') \times \frac{\mathbf{r} - \mathbf{r}'}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|^3} dV' \quad (2.17)$$

Das Magnetfeld induziert ein elektrisches Feld in das leitfähige Messphantom (Gleichung (2.13)). Als Hilfsgröße zur Bestimmung der Induktion wird das Vektorpotential \mathbf{A} genutzt; dieses steht senkrecht zu dem angeregten B-Feld und ist über die Rotation mit dem B-Feld verknüpft.

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (2.18)$$

Mit dem Vektorpotential kann ein direkter Bezug zum induzierten elektrischen Feld beschrieben werden.

$$\mathbf{E} = -\nabla\varphi - j\omega\mathbf{A} \quad (2.19)$$

Der Term ($j\omega\mathbf{A}$) beschreibt das durch das zeitveränderliche Magnetfeld in den Körper induzierte E-Feld.

$$\mathbf{E} \sim -j\omega\mathbf{A} \quad (2.20)$$

Das Vektorpotential A_φ in Umfangrichtung einer kreisförmigen Leiterschleife mit dem Radius r_0 kann für einen beliebigen Punkt $\mathbf{P}(r, z, \varphi)$ mit der Gleichung (2.21) bestimmt werden [79]. Dabei hat \mathbf{P} den radialen Abstand r zum Mittelpunkt der Leiterschleife und einen axialen Abstand von z . Aufgrund der zylindersymmetrischen Anordnung ist das Vektorpotential vom Winkel φ unabhängig.

$$A_\varphi = \frac{\mu_0 I_S}{2\pi r} \sqrt{z^2 + (r_0 + r)^2} \left(\left(1 - \frac{k^2}{2}\right) K(k) - L(k) \right) \quad (2.21)$$

$$k^2 = \frac{4r_0 r}{z^2 + (r_0 + r)^2} \quad (2.22)$$

Zudem entsprechen $K(k)$ und $L(k)$ (typischerweise $E(k)$, um Doppeldeutigkeiten zu vermeiden hier als $L(k)$ bezeichnet) den vollständigen elliptischen Integralen erster und zweiter Art [79], [80]. Der im Sender fließende Strom wird durch I_S ausgedrückt. Allerdings werden in dieser Arbeit nicht nur kreisförmige Spulenstrukturen untersucht und genutzt. Abhilfe schafft die Superposition des Vektorpotentials (A_z) einzelner, endlich langer, gerader Leiter [79], wodurch das Vektorpotential verschiedenster Spulengeometrien bestimmt werden kann. Dabei kann das zugehörige Vektorpotential nur eine Komponente entlang der jeweiligen Leiterichtung haben, hier wird ein gerader Leiter in z -Richtung angenommen.

$$A_z = \frac{\mu_0 I_S}{4\pi} \ln \left(\frac{z_2 + \sqrt{z_2^2 + r^2}}{z_1 + \sqrt{z_1^2 + r^2}} \right) \quad (2.23)$$

Bei der Zusammensetzung einer Senderstruktur aus mehreren geraden Leitern ist zu beachten, dass die Leiter stets lückenlos aneinandergesetzt werden, damit auch mathematisch ein geschlossener Stromkreis zustande kommt. Nachdem das Vektorpotential des Senders bestimmt wurde, kann im nächsten Schritt der induzierte Wirbelstrom im zu untersuchenden Volumen berechnet werden. Dafür wird das Volumen des leitfähigen Messobjektes in einzelne Voxel diskretisiert [81], [82]. Ein solcher Voxel wird in Abbildung 2.1 durch ein elektrisches Ersatzschaltbild in 2D dargestellt. Auf der Grundlage des Ersatzschaltbildes kann ein Netzwerkmodell erstellt werden.

Jeder Voxel besteht aus einem Knotenpunkt mit dem Potential φ , der in alle Raumrichtungen (x , y und z) mit einem Leitwert G und einer induzierten Spannungsquelle e verbunden ist. Zudem weist ein Voxel eine isotrope und homogene spezifische Leitfähigkeit auf. Die integrierten Spannungsquellen stellen die durch das Primärfeld des

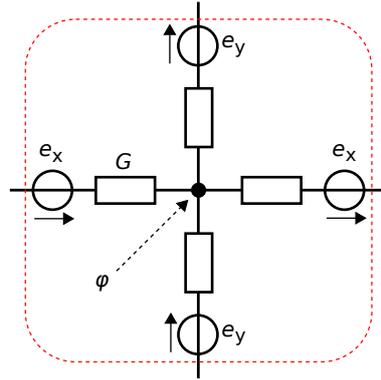


Abbildung 2.1: Elektrisches Ersatzschaltbild für die Nachbildung des Wirbelstroms im Voxels.

Senders induzierten elektrischen Felder dar. Wird das induzierte E-Feld (vgl. Gleichung (2.20)) auf eine bestimmte lokale Verbindungsstrecke mit der Länge l bezogen, so kann dieses auch als generierte Spannung e_l der verschiedenen Raumrichtungen beschrieben werden [81], [82]. Dafür ist nur das Vektorpotential A_l in einer Raumrichtung entlang der Verbindungsstrecke zu berücksichtigen.

$$e_l = -j\omega A_l l \quad (2.24)$$

Allgemein können die in das leitfähige Objekt induzierten Wirbelstromdichten durch das ohmsche Gesetz bestimmt werden. Die dem Knotenpunkt zugeordnete Leitfähigkeit kann aufgrund der vordefinierten Dimension (Querschnittsfläche F und Länge l) eines Voxels auch durch den Leitwert G ausgedrückt werden.

$$G = \sigma \frac{F}{l} \quad (2.25)$$

Zudem kann, wie zuvor durch die Gleichung (2.24) beschrieben, die induzierte Spannung mithilfe des Vektorpotentials bestimmt werden. Durch Einsetzen der Gleichungen (2.24) und (2.25) in Gleichung (2.14) ergibt sich dadurch eine angepasste Gleichung des ohmschen Gesetzes (Gleichung (2.26)) zur Bestimmung der induzierten Wirbelströme (I_{ind}) entlang der Verbindungsstrecken.

$$I_{ind} = G e_l \quad (2.26)$$

In einem kontinuierlichen dreidimensionalen Körper können die Ströme in alle Raumrichtungen fließen und beeinflussen sich zudem auch untereinander. Durch die Diskretisierung des Körpers erhält man ein Netzwerkmodell mit diskreten Leitern. Die erste kirchhoffsche Regel, auch Knotenregel genannt, besagt, dass in einem elektrischen Netzwerk die Summe aller in einen Knoten hinein- und hinausfließender Ströme gleich Null ist [78].

$$\sum_i I_i = 0 \quad (2.27)$$

Zur Bestimmung der fließenden Ströme müssen zuvor die einzelnen Knotenpotentiale φ berechnet werden. Mit dem angepassten ohmschen Gesetz (Gleichung (2.26)) und

der Knotenregel (Gleichung (2.27)) kann ein lineares Gleichungssystem (LGS) zur Bestimmung der Knotenpotentiale aufgestellt werden (Normalform in Anhang A.9). Dieses LGS wird im Folgenden mithilfe elektrischer Netzwerke bzw. der Knotenpotentialanalyse entwickelt. Der gesamte Abschnitt bezüglich der Netzwerkerstellung und -analyse beruht auf der Quelle [83]. Im Folgenden werden die Indizes K für Knoten und Z für Zweige genutzt. Zu Beginn kann die Knotenregel mit

$$\mathbf{N}_K \cdot \mathbf{i}_Z = \mathbf{0} \quad (2.28)$$

beschrieben werden. \mathbf{N}_K beschreibt die Knoteninzidenzmatrix und \mathbf{i}_Z den Vektor der Zweigströme. Der Zusammenhang zwischen den Zweigströmen und den Zweigspannungen \mathbf{u}_Z (Zweigrelation) ergibt sich unter Verwendung der Zweigadmittanzmatrix \mathbf{Y}_Z .

$$\mathbf{i}_Z = \mathbf{Y}_Z \cdot \mathbf{u}_Z. \quad (2.29)$$

Der Zweigspannungsvektor \mathbf{u}_Z besteht dabei aus den extern zugeführten Zweigspannungen \mathbf{e}_Z (vgl. Gleichung (2.24)) und den internen Potentialunterschieden zwischen den einzelnen Knoten \mathbf{u}_{int} .

$$\mathbf{u}_Z = \mathbf{e}_Z + \mathbf{u}_{\text{int}} \quad (2.30)$$

Die internen Potentialunterschiede können auch mit der negativen, transponierten Knoteninzidenzmatrix und den Knotenpotentialen φ_K (vgl. Abbildung 2.1) beschrieben werden.

$$\mathbf{u}_{\text{int}} = -\mathbf{N}_K^T \cdot \varphi_K \quad (2.31)$$

Aus Gleichung (2.30) und (2.31) ergibt sich für die gesamte Zweigspannung:

$$\mathbf{u}_Z = \mathbf{e}_Z - \mathbf{N}_K^T \cdot \varphi_K \quad (2.32)$$

Anschließend kann die Gleichung der Zweigrelationen (2.29) in die Knotengleichung (2.28) eingesetzt werden.

$$\mathbf{N}_K \cdot \mathbf{i}_Z = \mathbf{N}_K \cdot \mathbf{Y}_Z \cdot \mathbf{u}_Z = \mathbf{0} \quad (2.33)$$

Zusätzlich können die internen und externen Zweigspannungen (Gleichung (2.32)) eingesetzt werden, sodass

$$\mathbf{N}_K \cdot \mathbf{i}_Z = \mathbf{N}_K \cdot \mathbf{Y}_Z \cdot \mathbf{e}_Z - \mathbf{N}_K \cdot \mathbf{Y}_Z \cdot \mathbf{N}_K^T \cdot \varphi_K = 0. \quad (2.34)$$

Durch Umstellen ergibt sich daraus

$$\underbrace{\mathbf{N}_K \cdot \mathbf{Y}_Z \cdot \mathbf{N}_K^T}_{\mathbf{Y}_K} \cdot \varphi_K = \underbrace{\mathbf{N}_K \cdot \mathbf{Y}_Z \cdot \mathbf{e}_Z}_{\mathbf{b}_e}. \quad (2.35)$$

Damit das LGS eindeutig lösbar ist, wird hier das erste Knotenpotential als Bezugspotential definiert ($\varphi_1 = 0$). Das bedeutet, die erste Zeile von φ_K und \mathbf{N}_K

wird gestrichen. Mit der Knotenadmittanzmatrix \mathbf{Y}_K und dem zusammengefassten Term \mathbf{b}_e können die Knotenpotentiale im Messobjekt eindeutig bestimmt werden. Dies gelingt numerisch mittels Lösen des LGS

$$\mathbf{Y}_K \cdot \boldsymbol{\varphi}_K = \mathbf{b}_e. \quad (2.36)$$

Nachdem die Knotenpotentiale bestimmt wurden, können anschließend die Zweigströme (induzierten Wirbelströme) durch Einsetzen von (2.32) in (2.29) erschlossen werden.

$$\mathbf{i}_Z = \mathbf{Y}_Z \cdot (\mathbf{e}_Z - \mathbf{N}_K^T \cdot \boldsymbol{\varphi}_K) \quad (2.37)$$

Wie dargestellt, werden die in das Messobjekt induzierten Wirbelströme durch das bekannte Senderfeld und die Leitfähigkeitsverteilung im Messobjekt geformt und enthalten somit entsprechende Informationen über die Leitfähigkeitsverteilung im Objekt. Diese Informationen sind deshalb auch in dem durch die Wirbelströme erzeugten Magnetfeld (Sekundärfeld) enthalten. Das Sekundärfeld induziert wiederum ein Signal in die Empfängerspule. Das Signal wird mithilfe der verallgemeinerten Version der Geselowitz-Beziehung [84] berechnet, die auf dem Reziprozitätstheorem beruht. Das Theorem besagt, dass das Empfangssignal, welches aus der Messung eines Objektes mit dem Volumen V resultiert, aus dem Skalarprodukt von virtuellem Empfängerfeld und berechneter Wirbelstromdichteverteilung gebildet werden kann (Gleichung (2.38), [28]). Diese Berechnungsmethode wird auch als $A \cdot J$ -Modell bezeichnet. Das virtuelle Empfängerfeld (Vektorpotential des Empfängers, \mathbf{A}_E) ist konstant und muss daher nur einmal bestimmt werden. Für die Berechnung wird jedoch nur das Vektorpotential des Empfängers im Bereich des Objektes benötigt und wird deshalb als $\mathbf{A}_{E,Obj}$ bezeichnet. Die Wirbelstromdichte \mathbf{J}_{Obj} im Messobjekt muss für jede Position x entlang der abgetasteten Messstrecke neu berechnet werden. Somit muss auch der Signalwert S_x für jede x -Position neu bestimmt werden. Aufgrund des Scanvorgangs, bei dem sich das Objekt durch den Messbereich bewegt, ergibt sich für jede einzelne Position das Signal S_x und für alle Positionen zusammen eine Signalfunktion bzw. der Signalvektor \mathbf{s} . Diese wiederkehrende Berechnung macht einen großen Teil des gesamten Rechenaufwandes aus.

$$S_x \sim \iiint_V \mathbf{J}_{Obj} \cdot \mathbf{A}_{E,Obj} dV \quad (2.38)$$

Die hier verwendete diskretisierte Berechnung kann mit der Gleichung (2.39) beschrieben werden [28]. Dabei sind $I_{Obj,l}$ und $A_{E,Obj,l}$ mit $l \in \{x, y, z\}$ separat zu betrachten.

$$S_x \sim \sum_{i=1}^n (I_{Obj,x,i} \cdot A_{E,Obj,x,i} + I_{Obj,y,i} \cdot A_{E,Obj,y,i} + I_{Obj,z,i} \cdot A_{E,Obj,z,i}) \cdot \Delta l \quad (2.39)$$

Dabei entspricht Δl der diskretisierten Voxellänge. Es werden somit die Ströme und Vektorpotentiale aller Voxel (Anzahl der Voxel = n) in x -Richtung, y -Richtung und z -Richtung aufaddiert.

2.3 Inverses Problem zur 3D-Rekonstruktion

Das Ziel der MIT ist es, auf Grundlage von Messsignalen die Leitfähigkeitsverteilung in einem zu untersuchenden Volumen zu rekonstruieren. Um eine solche 3D-Rekonstruktion zu erreichen, ist das inverse Problem zu lösen, welches den Zusammenhang zwischen dem Signalvektor (\mathbf{s}) und dem Leitfähigkeitsvektor (\mathbf{x}_G) beschreibt [2], [43], [62], [85].

$$\mathbf{K} \cdot \mathbf{x}_G = \mathbf{s} \quad (2.40)$$

\mathbf{K} stellt die Verknüpfung zwischen \mathbf{x}_G und \mathbf{s} dar und wird typischerweise im MIT-Bereich als Empfindlichkeitsmatrix bezeichnet. Der Vektor \mathbf{s} hat die Länge m , wobei m der Anzahl an Messsignalen aller Empfänger entspricht. Die Voxelanzahl n des diskretisierten Messobjektes entspricht der Länge des Vektors \mathbf{x}_G . Die Empfindlichkeitsmatrix hat dadurch eine Größe von m Zeilen und n Spalten. Zur Bestimmung der Einträge in der Matrix \mathbf{K} wird ein Messobjekt mit einer homogenen Leitfähigkeitsverteilung von 0,5 S/m vordefiniert. Es könnte auch eine inhomogene Verteilung oder eine andere Kontur vordefiniert werden, falls beispielsweise ein entsprechendes Vorwissen (engl. prior knowledge) bekannt wäre. Jede Spalte (n) der Matrix ist einer festgelegten Position im Messobjekt zugeordnet und beinhaltet die berechneten Signaländerungen (Vorwärtsproblem), die durch eine Leitfähigkeitsänderung von +0,1 S/m an dieser Position verursacht werden [62]. Die somit aufgestellte Empfindlichkeitsmatrix ist äquivalent zu einer Jacobi-Matrix, die für das Newtonverfahren im Mehrdimensionalen genutzt wird. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird die Matrix als Jacobi-Matrix bezeichnet, da es bei der im MIT-Bereich typischen Bezeichnung (Empfindlichkeitsmatrix) zu Verwechslungen mit der in Kapitel 2.8 definierten Empfindlichkeit eines Messsystems kommen könnte.

Gäbe es eine Inverse der Matrix, könnte die Gleichung direkt nach \mathbf{x}_G gelöst werden.

$$\mathbf{x}_G = \mathbf{K}^{-1} \cdot \mathbf{s} \quad (2.41)$$

Allerdings ist die Jacobi-Matrix im Bereich der MIT typischerweise unterbestimmt, da es mehr unbekannte Leitfähigkeits-Voxel im Objekt als Signalwerte gibt (schlecht gestelltes Problem). Deshalb muss zum Lösen der LGS eine Pseudoinverse \mathbf{K}^* der Matrix aufgestellt werden. Unter der Annahme eines linearen Zusammenhangs kann eine angenäherte Lösung $\tilde{\mathbf{x}}_G$ bestimmt werden [2].

$$\tilde{\mathbf{x}}_G = \mathbf{K}^* \cdot \mathbf{s} \quad (2.42)$$

Hinzu kommen zwei weitere Schwierigkeiten: Einerseits besteht zwischen den Leitfähigkeitswerten und den Messsignalen ein nichtlinearer Zusammenhang und andererseits gilt das inverse Problem als schlecht konditioniert, da es sehr empfindlich auf Messfehler oder -ungenauigkeiten reagiert [2], [3], [43]. Zur Überwindung dieser Schwierigkeiten werden häufig iterative Verfahren genutzt. Das hier verwendete iterative Landweber-Verfahren ist eine im Bereich MIT und ECT häufig genutzte

Regularisierungsmethode zur Lösung des inversen Problems, welche zudem gute Resultate bei der Bildauflösung und Rekonstruktion liefert [2], [43], [85], [86]. Beim iterativen Landweber-Verfahren beruht der aktuelle Iterationsschritt ($i + 1$) auf dem vorhergegangenen; dies wird wie folgt gebildet [2], [43], [85].

$$\tilde{\mathbf{x}}_{G(i+1)} = \tilde{\mathbf{x}}_{G(i)} + \alpha \mathbf{K}^* \cdot (\mathbf{s} - \mathbf{K} \cdot \tilde{\mathbf{x}}_{G(i)}) \quad (2.43)$$

Der Startwert wurde mit $\tilde{\mathbf{x}}_{G(i)} = \mathbf{0}$ vorgegeben. Es werden 1000 Iterationsschritte verwendet und der Faktor α wurde mit $1,9/norm(\mathbf{K})^2$ definiert. Zur Lösung des inversen Problems mithilfe des Landweber-Verfahrens wurde ein MATLAB-Skript entsprechend Referenz [87] genutzt, weitere Details dazu befinden sich im Anhang A.2.

Die Lösung des inversen Problems ist entscheidend für das Gelingen einer 3D-Rekonstruktion. In dieser Forschungsarbeit wurde zur Minimierung der Abweichung ein zusätzlicher iterativer Rekonstruktionsalgorithmus entwickelt, der zum Lösen des inversen Problems das zuvor beschriebene Landweber-Verfahren nutzt. Der gesamte Ablauf ist in Abbildung 2.2 als Flussdiagramm dargestellt und kann wie folgt beschrieben werden.

- 1 Aufstellen einer vorangenenen Leitfähigkeitsverteilung in einem simulierten Messphantom. Das Phantom weist dieselben Abmessungen wie das reale Messphantom auf, derzeit mit einer homogenen Leitfähigkeitsverteilung ($\mathbf{x}_{G(i)}$) von 0,5 S/m.
- 2 Das Signal $\mathbf{s}_{E(i)}$ des geschätzten (engl. estimated) Messphantoms wird mit dem Vorwärtsproblem berechnet.
- 3 Anhand dieses vorangenenen Messphantoms wird die Jacobi-Matrix (\mathbf{K}) wie zuvor beschrieben aufgestellt. Es startet der erste Durchlauf einer iterativen Schleife.
- 4 Die Differenz $\Delta \mathbf{s}_{T(i)}$ zwischen dem simulierten Signal $\mathbf{s}_{E(i)}$ und dem realen Messsignal \mathbf{s}_R wird berechnet. Je geringer die Differenz ist, desto genauer stimmt die geschätzte Leitfähigkeitsverteilung mit der realen überein.
- 5 Die Variable i wird um 1 inkrementiert. Mithilfe des Landweber-Verfahrens werden auf der Grundlage von $\Delta \mathbf{s}_{T(i-1)}$ und \mathbf{K} das inverse Problem und somit eine neue Leitfähigkeitsverteilung ($\mathbf{x}_{G(i)}$) im Messobjekt bestimmt.
- 6 Zudem wird anhand der neuen Leitfähigkeitsverteilung $\mathbf{x}_{G(i)}$ das entsprechende Signal $\mathbf{s}_{E(i)}$ mit dem Vorwärtsproblem berechnet.
- 7 Es folgt der nächste Durchlauf der iterativen Schleife.
- 8 Wieder wird die Differenz $\Delta \mathbf{s}_{T(i)}$ zwischen \mathbf{s}_E und dem realen Signal \mathbf{s}_R gebildet.
- 9a Wenn die Differenz kleiner als im vorherigen Durchlauf ist ($\Delta \mathbf{s}_{T(i)} < \Delta \mathbf{s}_{T(i-1)}$), wird die aktuelle Leitfähigkeitsverteilung ($\mathbf{x}_{G(i)}$) als $G_{Minimum}$ und die aktuelle Differenz ($\Delta \mathbf{s}_{T(i)}$) als $s_{Minimum}$ gespeichert. Anschließend folgt Schritt 5.

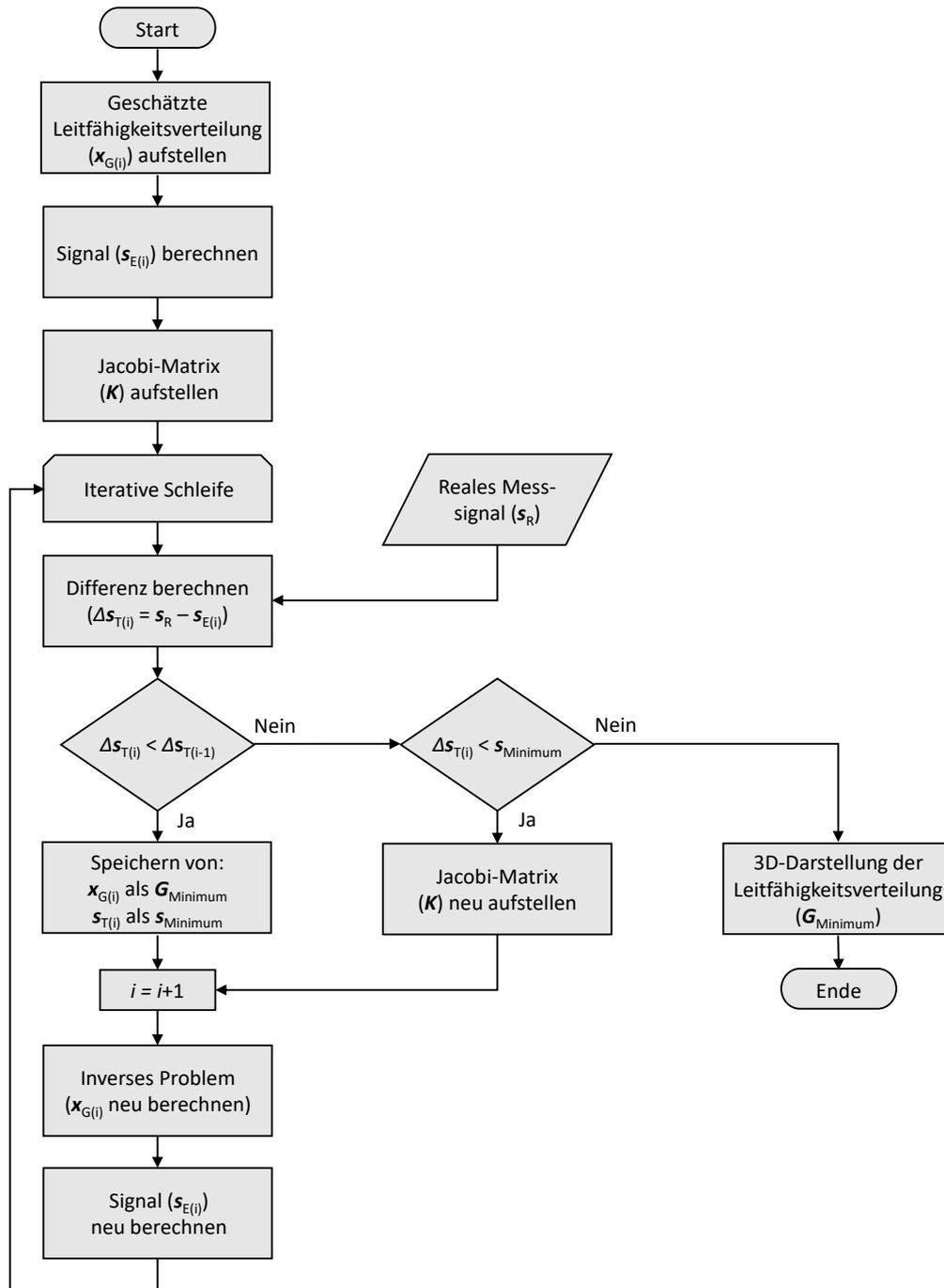


Abbildung 2.2: Flussdiagramm des Rekonstruktionsverfahrens.

- 9b Wenn die Differenz größer als zuvor ist ($\Delta \mathbf{s}_{T(i)} > \Delta \mathbf{s}_{T(i-1)}$), wird die Jacobi-Matrix \mathbf{K} mit den aktuellen Leitfähigkeitswerten neu aufgestellt und es folgt Schritt 5.
- 10 Erst wenn im vorherigen Durchlauf die Jacobi-Matrix neu aufgestellt wurde und es trotzdem zu keiner Minimierung des Differenzsignales $\Delta \mathbf{s}_{T(i)}$ kommt, wird der iterative Algorithmus beendet und die Leitfähigkeitsverteilung, die die geringste Differenz zur Folge hatte ($G_{Minimum}$), wird in 3D dargestellt.

Abschließend ist das Ziel des iterativen Algorithmus, eine geschätzte Leitfähigkeitsverteilung zu erreichen, die in etwa der des realen Messobjektes entspricht. Je geringer die Differenz $\Delta \mathbf{s}_{T(i)}$ zwischen den simulierten und den real gemessenen Signalen ist, desto besser ist wahrscheinlich die Übereinstimmung zwischen geschätzter und realer Leitfähigkeitsverteilung, das heißt, desto exakter ist die 3D-Rekonstruktion.

2.4 Inverses Problem zur 2D-Rekonstruktion

Das hier beschriebene Vorgehen bei der 2D-Rekonstruktion beruht auf der Annahme punktförmiger, hoch leitfähiger Objekte. Diese Annahme wurde nur zu Beginn der Forschungsarbeit genutzt (Kapitel 3) und ist daher nicht mehr aktuell. Durch aktuellere Erkenntnisse würden Rekonstruktionen mit diesem Ansatz hochauflösender und ortsgenauer auch in 3D gelingen. Da im weiteren Verlauf der Arbeit aber von schwach leitfähigen Messphantomen ausgegangen wird, wurde dieser Rekonstruktionsansatz nicht weiter verfolgt. Bei der in Kapitel 3 vorgestellten grundlegenden Validierungsphase wird das sogenannte $H \cdot H$ -Modell zur Berechnung der Signale genutzt. Details dazu werden in Kapitel 2.8 beschrieben. Dieses Modell beruht auf der Annahme eines linearen Zusammenhanges zwischen dem Empfangssignal und den leitfähigen Messobjekten. Grundvoraussetzung dafür ist typischerweise die Annahme, dass es sich um punktförmige, gut leitfähige Objekte in einem nicht leitfähigen Hintergrund handelt.

Zum Lösen des inversen Problems wird eine schnelle Faltung durchgeführt, das bedeutet, die Faltung wird durch eine Multiplikation im Frequenzbereich ersetzt. Zudem werden die Berechnungen für die beiden zu dem Zeitpunkt verwendeten Empfänger einzeln durchgeführt und erst abschließend überlagert [69].

Explizit ist das Vorgehen wie folgt: Es werden Empfindlichkeitsmessungen für beide Empfänger (Empfängersignal links S_L und rechts S_R) durchgeführt, dafür werden Aluminiumzylinder mit einer Länge von 10 cm und einem Durchmesser von 1 cm in verschiedenen Tiefen zwischen Sender und Empfänger positioniert und gemessen (vgl. Kapitel 3.3.1). Die resultierenden Empfindlichkeitsfelder werden mit der schnellen Fourier-Transformation (FFT) in den Frequenzbereich überführt. Zudem wird der Kehrwert der Empfindlichkeitsfelder im Frequenzbereich gebildet. Damit hochfrequente Rauschanteile durch die Inversion keinen zu großen Einfluss auf die Berechnung haben, wurde zusätzlich ein digitaler Tiefpassfilter angewandt. Anschließend kann die Messung einer beliebigen Objektanordnung durchgeführt werden. Die

beiden Signale der Empfänger werden auch in den Frequenzbereich überführt und anschließend mit dem jeweiligen invertierten Empfindlichkeitsfeld multipliziert. Abschließend werden die beiden Berechnungsergebnisse mit einer inversen FFT zurück in den Ortsbereich überführt und additiv überlagert. Durch die unterschiedlichen „Blickwinkel“ der beiden Empfänger gelingt bei der 2D-Rekonstruktion eine Tiefenauflösung in z -Richtung.

2.5 Verwendete MIT-Messprozedur

In der hier beschriebenen Forschungsarbeit wird ein MIT-Aufbau konstruiert (Abbildung 2.3), der die Eigenschaften eines Single-Channel-Systems mit denen eines planaren Systems (vgl. Abbildung 1.1 a und c) kombiniert. Der Messablauf entspricht dem eines Single-Channel-Systems. Einseitig wird mit einer Senderspule das Primärfeld angeregt, währenddessen bewegt sich das Messphantom parallel zum Sender durch das Primärfeld hindurch. Die dadurch in das Messobjekt induzierten Wirbelströme erzeugen das Sekundärfeld, welches dabei jedoch nicht nur von einer einzelnen Empfängerspule detektiert wird, sondern gleich von mehreren planar angeordneten Spulen. Ein derartiger Messaufbau erlaubt eine individuellere und zugleich gezieltere Anpassung der Senderfeldtopologie, als es bei einem zirkularen Aufbau möglich ist.

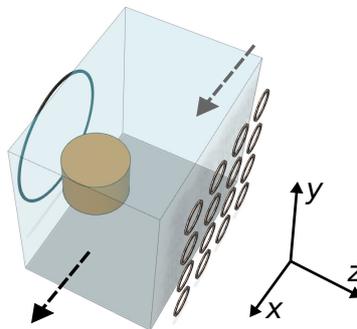


Abbildung 2.3: Schema der hier verwendeten MIT-Messprozedur; eine Senderspule erzeugt ein Primärfeld, das Messobjekt bewegt sich durch dieses Feld und erzeugt dabei das Sekundärfeld, welches von einem planaren Spulen-Array empfangen wird.

Außerdem nutzt ein typisch zirkularer Aufbau ein statisch positioniertes Messobjekt und würde bei einer Messprozedur mit beispielsweise 8 Spulen nur maximal 28 unabhängige Messwerte erlangen [26]. Bei dem hier verwendeten Aufbau erlangen die Empfängerspulen durch die Positionsänderung des Messobjektes bei jedem Bewegungsschritt einen neuen „Blickwinkel“ auf das Objekt und somit weit mehr aussagekräftige Informationen als bei einer statischen Aufnahme. Das verwendete planare Spulen-Array sorgt zudem für zusätzliche Informationen aus verschiedenen Höhenebenen und unterstützt somit die 3D-Bildgebung. Des Weiteren befinden sich die Empfängerspulen gegenüberliegend der Senderspule hinter dem Messbereich. Das hat den Vorteil, dass das angeregte Sekundärfeld den gesamten Messbereich bis

hin zu den Empfängern durchdringen muss und es nicht nur zu Sender- und somit oberflächennahen Detektionen kommen kann, wie es bei planaren Systemen typischerweise der Fall ist [65]. Diese Technik erhöht somit den Informationsgehalt über das Innere des Körpers. Je geringer der Abstand zwischen Sender- und Empfängerspule ist, desto schärfer kann die Auflösung der resultierenden Rekonstruktion sein. Ein typisch zirkularer Aufbau weist einen immer gleichen Abstand zwischen den Spulen auf und kann somit nicht optimal an die Gegebenheiten des Messphantoms angepasst werden. Im Gegensatz dazu kann der hier verwendete Aufbau mit gegenüberliegenden Sender- und Empfängerspulen entsprechend dem Messkörper ausgerichtet werden und dadurch den geringstmöglichen Abstand nutzen. Ein ähnlicher, aber rein simulativer Ansatz wurde bereits im Jahr 2005 vorgestellt [62]. Jedoch wurde dieser Ansatz nicht weiterverfolgt und auch nicht experimentell erprobt. Im Gegensatz dazu steht bei der hier beschriebenen Forschungsarbeit bereits zu Beginn die experimentelle Realisierbarkeit mit großen bzw. menschenähnlichen Objekten im Vordergrund. Der verwendete Aufbau bietet dabei viele geometrische Freiheiten für das Messobjekt, da nur der Abstand zwischen Sender und Empfänger vorgegeben ist und die Ausdehnung des Objektes somit in zwei der drei Achsen im Raum quasi beliebig sein könnte. Zudem kann das Messobjekt so ausgerichtet werden, dass ein möglichst geringer Abstand zwischen Sender und Empfänger realisiert werden kann. Dies führt zu Messsignalen mit einer höheren Bandbreite und somit zu einer höheren Auflösung, da sich das Sendermagnetfeld prinzipiell über die Distanz zwischen Sender und Empfänger abschwächt und stark aufweitet. Gleiches gilt für die räumliche Detektion eines Empfängers. Abbildung 2.4 stellt exemplarisch die Aufweitung des Magnetfeldes eines unendlich langen und zugleich unendlich dünnen einzelnen Leiters in verschiedenen Abständen zum Leiter dar. Je größer der Abstand zum Sender wird, desto geringer wird die Flussdichte und zugleich auch die nutzbare Ortsfrequenz. Das Tiefpassverhalten nimmt mit dem Abstand immer mehr zu und somit fallen hohe Frequenzanteile über die Distanz stärker ab.

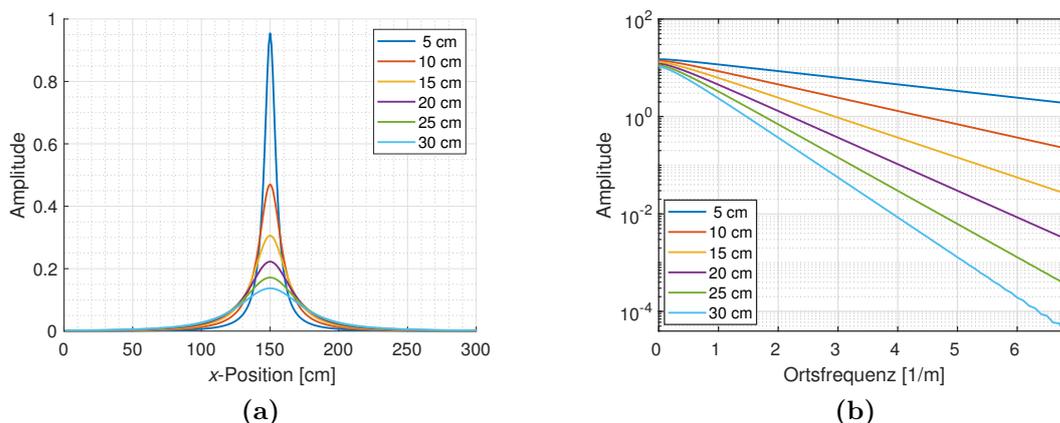


Abbildung 2.4: Magnetische Flussdichte eines einzelnen Leiters in verschiedenen Abständen. Die unterschiedlichen Farben repräsentieren die Flussdichte bei verschiedenen Distanzen zum Leiter: blau 5 cm, rot 10 cm, gelb 15 cm, violett 20 cm, grün 25 cm, hellblau 30 cm. (a) Darstellung im Ortsbereich. (b) Darstellung im Ortsfrequenzbereich.

Weiterhin ist die gesamte Messprozedur (Scan) so ausgelegt, dass dieser Scan eine kurze Dauer hat, damit auftretende Bewegungsartefakte [53], [54] möglichst gering sind. Diese Artefakte haben verschiedene Ursachen, einerseits wirken Trägheitskräfte auf die Person aufgrund der Bewegung des Transportsystems während eines Messvorgangs, andererseits weist eine Person Eigenbewegungen und zudem auch unvermeidbare Vitalfunktionen (Herzschlag, Atmung) auf. Die Gesamtmesszeit ist hier auf wenige Sekunden beschränkt, wodurch eine Messung bei kurzzeitig konstantem Atemzustand möglich wäre.

2.6 Primärsignalkompensation

Die experimentelle Messsignalerfassung bei der MIT birgt jedoch eine weitere Schwierigkeit, die bei rein simulativen Arbeiten bisher weitestgehend vernachlässigt wurde. Die Detektion des relativ geringen Kontrasts zwischen den Gewebetypen und die kleinen Änderungen der elektrischen Leitfähigkeit des Gewebes, die bei potenziellen biomedizinischen Anwendungen relevant sind, erfordern ein ausreichendes Signal-Rausch-Verhältnis (signal to noise ratio = SNR) des Messsignals. Jedoch ist das überlagernde Primärsignal je nach Frequenz und Spulenaufbau des Senders grundsätzlich mehrere Größenordnungen stärker als das relevante Sekundärsignal von schwach leitfähigen Messobjekten. Scharfetter et al. [74] beschrieben, dass bei niedrigen Frequenzen (50 kHz) der Sekundäranteil im Signal nur einen Bruchteil von 10^{-7} bis 10^{-10} des dominanten Primäranteils ausmacht. Bei höheren Frequenzen (10 MHz) wurde ein günstigeres Verhältnis von etwa 10^{-3} aufgezeigt [66], dennoch ist der Sekundärsignalanteil somit 60 dB geringer als der Primäranteil. Dies führt dazu, dass MIT-Methoden ohne Primärsignalkompensation voraussichtlich keine ausreichenden SNR für realistische biomedizinische Anwendungen bieten [62]. Bislang werden verschiedene Techniken eingesetzt, um das dominante Primärsignal im Messsignal zu kompensieren bzw. zu unterdrücken.

Eine zusätzliche Back-Off-Spule [66] kann in das Messsystem integriert werden. Diese wird so ausgerichtet, dass das darin induzierte Primärsignal dem in der Empfängerspule gleicht, jedoch kein Signal aus dem Sekundärfeld induziert wird. Durch eine Subtraktion der Empfänger- und Back-Off-Spulen-Signale wird somit das Primärsignal im Messsignal unterdrückt. Bei experimentellen Messungen mit mehreren Empfängerspulen verdoppelt sich jedoch der Aufwand, da jede Empfängerspule durch eine Back-Off-Spule kompensiert werden muss. Kleine Ungenauigkeiten oder durch Vibrationen verursachte Positionsänderungen einer dieser Spulen führen zu unbrauchbaren Signalen.

Des Weiteren kann das Primärfeld auch dadurch unterdrückt werden, dass die Empfänger speziell zum Feld ausgerichtet werden. Diese Technik wird als gradiometrische Ausrichtung oder auch „Zero-Flow-Coil“ bezeichnet [27], [88], [89]. Dabei werden die Empfänger entweder parallel zum Feldlinienverlauf des Primärfeldes ausgerichtet, damit kein Primärfluss durch den Empfänger hindurchtritt, oder die Empfänger

werden symmetrisch ausgerichtet, sodass kein Nettofluss durch die Empfängerschleife tritt. Eine spezielle Form der gradiometrischen Kompensationstechnik stellt die Verwendung von planaren Gradiometern als Empfänger dar [18], [33]. Die Empfängerspulen sind dabei ähnlich einer Acht aufgebaut und die Achsen der Gradiometer werden parallel zur Mittelachse des Aufbaus positioniert. Beide Hälften des Empfängers durchdringt derselbe magnetische Fluss des Primärfeldes, dadurch heben sich die gegensinnig induzierten Signalanteile gegenseitig auf.

Die Nullung des Primärfeldes mit Back-Off-Spulen erfordert eine sehr exakte Justage und bleibt dennoch sehr sensibel gegenüber Störeinflüssen wie leichten mechanischen Verschiebungen oder Vibrationen. Deswegen wird das Primärfeld in dieser Arbeit durch eine gradiometrische Ausrichtung der Empfänger kompensiert, d. h. die restlichen Primäranteile sind konstant und deutlich kleiner als das sekundäre Nutzsignal. Dabei ist es technisch möglich, eine nahezu perfekte Gradiometrie zu erreichen. Die Empfänger werden gradiometrisch auf das Senderfeld ausgerichtet, sodass nahezu die gesamten empfangenen Signale aus dem Messphantom selbst stammen [18], [88]. Geringe Ungenauigkeiten führen zwar zu einem Signaloffset, nicht aber zu einer Signalfuktuation und haben somit bei der hier verwendeten Algorithmik keine Auswirkungen auf die Rekonstruktionsergebnisse. Das bedeutet, dass der volle Dynamikumfang des Empfängers für das sekundäre Feld, d. h. den Abdruck des untersuchten Prüfkörpers, genutzt werden kann.

2.7 Störeinflüsse auf das Messsignal

Bei der MIT gibt es verschiedene Stör- oder Rauschquellen, die sich auf die Güte des Messsignals auswirken. Im Groben sind die einwirkenden Störungen in mechanische und elektromagnetische Quellen zu unterteilen.

Rauschen, das keinen mechanischen Ursprung hat, ist bei dem hier entwickelten MIT-Aufbau vernachlässigbar gering, z. B. die elektromagnetische Interferenz (EMI) von anderen Umgebungsquellen oder das Johnson-Nyquist-Rauschen in der Empfangsschaltung. Die Gesamtamplitude des Rauschens, das keinen mechanischen Ursprung hat, beträgt weniger als 0,5 mV und wurde anhand von Leermessungen ermittelt, d. h. es wurden Messungen ohne Signalschwankungen durch mechanische Abtastung des Messobjektes durchgeführt (vgl. Kapitel 3.2.2). Derzeitig ist das elektronische Rauschen nicht das beschränkende Problem. Daher würden auch neuartige und hochempfindliche Empfänger mit einem geringeren Rauschpegel, wie z. B. Atommagnetometer [90] oder Quantensensoren, die Messungen an lebenden Wesen mit natürlichen Bewegungen nicht verbessern können.

Mechanische Störeinflüsse können ebenfalls verschiedene Ursachen haben und stammen sowohl von der Scanprozedur selbst, von mechanischen Vibrationen und Schwingungen des Laborgebäudes (laufende Personen, Schließen von Türen usw.) als auch von Bewegungsartefakten des Messobjektes oder der zu messenden Person. Verschiedene Studien zeigen, dass auch bei sehr geringen äußerlichen Vibrationseinflüssen die

Bewegungen einer lebenden Person starke Artefakte im Messsignal verursachen [53], [54], [69]. Eine ausreichende Signalqualität ist bei längeren Messungen (>1 min) von Lebewesen mit selbst geringer Vitalaktivität kaum möglich, da beispielsweise bereits die Atmung oder der unvermeidliche Herzschlag Artefakte erzeugen [53]. Zudem ist im Gegensatz zu EMI oder Johnson-Rauschen das dominierende mechanische Rauschen hier nicht einfach eine additive Komponente. So kann beispielsweise eine Verdoppelung der Anregungsintensität und – um das Signal im linearen Bereich des Empfängers zu halten – eine halbierte Verstärkung des Rohsignals des Empfängers das erhaltene Niveau des mechanischen Rauschens nicht verbessern. Im Gegensatz dazu könnte dasselbe Verfahren den Beitrag des elektronischen Rauschens in den endgültigen Signalen verringern. Das mechanische Rauschen ist nicht additiv, sondern wirkt sich relativ oder multiplikativ aus. Dies wurde ersichtlich, da die stärksten Rauschamplituden an den Scanpositionen nahe der Empfänger auftraten, an denen das Gesamtsignal des Messobjekts und seine erste Ableitung in x -Richtung am stärksten sind. Die erste Ableitung berücksichtigt die Signalschwankungen durch Versetzungen oder Vibrationen des Körpers in x -Richtung (Koordinaten entsprechend Abbildung 2.3). Bei Versetzungen in z -Richtung würde das Gesamtsignal fluktuieren. Außerdem würde ein kleineres Messobjekt oder ein Messobjekt mit einer geringeren Salzkonzentration zu einem schwächeren Gesamtsignal führen. Das Signal könnte jedoch mit einem stärkeren Anregungsfeld wiederhergestellt werden; vom praktischen Standpunkt aus betrachtet, würde dies zu demselben Rauschpegel führen.

Eine Erhöhung des Gesamtsignals (z. B. durch ein stärkeres Anregungsfeld) würde die dominierenden mechanischen Artefakte einfach proportional erhöhen. Da sich dadurch auch die durch Störobjekte hervorgerufenen Signaländerungen proportional erhöhen würden, bliebe die Qualität der Signale praktisch unverändert. Dadurch ergibt sich eine wichtige Aussage für diese Arbeit: Um eine Verbesserung der CAS zu erlangen, muss die relative Signaländerung eines zentralen Störobjektes im Verhältnis zum Gesamtsignal des Messphantoms erhöht werden. Daher werden die in dieser Arbeit gezeigten Empfindlichkeitsverteilungen in Bezug auf das Gesamtsignal des Messobjektes (Sekundärsignal) dargestellt, wie im folgenden Kapitel 2.8 näher erläutert wird.

2.8 Definition der Empfindlichkeit

Die Darstellung der Empfindlichkeitsverteilung ist ein wichtiges Merkmal zur Bestimmung der MIT-Signalreaktion auf eine Leitfähigkeitsänderung an einem bestimmten Ort im Messobjekt (vgl. Abbildung 1.2). Dabei wird typischerweise die Empfindlichkeit für jeden Punkt im mittleren Querschnitt des Messobjektes dargestellt. Die Empfindlichkeit gibt Aufschluss darüber, wie stark das Messsignal auf eine Leitfähigkeitsänderung im Testkörper reagiert. Eine hohe Empfindlichkeit bedeutet somit auch eine hohe Detektierbarkeit der Änderung. Eine einheitliche Definition für die Berechnung gibt es jedoch bisher nicht.

Im Jahr 2001 wurde das $H \cdot H$ -Modell (Gleichung (2.44)) zur Bestimmung der Empfindlichkeit Q_H beschrieben [91], welches aus der Geselowitz-Beziehung [28], [84] für nicht quasistatische Felder abgeleitet wurde. Das gesamte Modell beruht auf der Annahme, dass es sich um ein isoliertes, punktförmiges Messobjekt mit einer stark von 1 abweichenden magnetischen relativen Permeabilität in einem nicht leitfähigen Hintergrund handelt. Für die Berechnung müssen das Magnetfeld des Senders (\mathbf{H}_S) und das virtuelle Feld des Empfängers (\mathbf{H}_E) zuvor bestimmt werden und anschließend das Skalarprodukt dieser berechnet werden.

$$Q_H = \mathbf{H}_S \cdot \mathbf{H}_E \quad (2.44)$$

Die Empfindlichkeit kann für den gesamten Messbereich bestimmt werden und zudem auch zur Abschätzung von Messsignal-Verläufen genutzt werden. Aufgrund der Beschränkung, dass es sich bei dem Mess-Setting um ein kleines isoliertes Objekt in einem nicht leitfähigen Hintergrund handeln muss, findet dieses Modell hauptsächlich eine Anwendung im Entwicklungsbereich der industriellen MIT, beispielsweise zur Lokalisierung einzelner Metallobjekte [11]. Komplexere und räumlich ausgedehntere Leitfähigkeitsverteilungen in einem leitfähigen Hintergrund, wie sie realistischerweise bei einer biomedizinischen Anwendung vorliegen und hier betrachtet werden, können mit dieser Empfindlichkeitsverteilung jedoch nicht beschrieben werden [91]. Dies lässt sich darauf zurückführen, dass die verschiedenen leitfähigen Bereiche miteinander galvanisch gekoppelt sind und interagieren.

Im biomedizinischen Bereich ist für die Empfindlichkeitsbestimmung die Signaländerung ΔS ausschlaggebend, welche durch eine Leitfähigkeitsänderung ($\Delta\sigma$) im Objekt hervorgerufen wird. Die Signaländerung ΔS , im Weiteren auch als Differenzsignal bezeichnet, resultiert bei biomedizinischen Gegebenheiten aus der Differenz zwischen einer Einzelmessung mit und einer Einzelmessung ohne Störung im leitfähigen Hintergrund. Eine bis heute in der Literatur weitverbreitete Variante zur Bestimmung der Empfindlichkeit beschreibt der folgende Ausdruck [20], [29], [92]

$$Q_1 = \frac{\Delta S}{\Delta\sigma}. \quad (2.45)$$

Eine weitere Methode zur Berechnung der Empfindlichkeit stellt die „signal/carrier ratio“ (SCR) dar [74], [82]. Diese findet ihre Anwendung sowohl im Bereich der Einzelobjekterkennung (oftmals industriell) als auch bei der biomedizinischen MIT.

$$Q_2 = \frac{\Delta S}{S_0} \quad (2.46)$$

Die Signaländerung ΔS wurde mit dem Signal S_0 , welches durch das Primärfeld induziert wird, ins Verhältnis gestellt. Jedoch ist diese Empfindlichkeitsbeschreibung sehr unspezifisch, da die Größe und die Leitfähigkeit der eingebrachten Störung nicht vordefiniert sind und auch nicht in der Formel berücksichtigt werden. Die Empfindlichkeitswerte können somit nahezu beliebig durch das Volumen des Störobjekts oder die Größe der Leitfähigkeitsdifferenz zum Hintergrund beeinflusst werden. Im Jahr 2004 wurde die auf Gleichung (2.46) beruhende, sogenannte „normalisierte Emp-

findlichkeit“ (Q_{norm}) beschrieben [59], die erstmalig auch das Volumen (V_{stoer}) und zugleich die Leitfähigkeitsänderung ($\Delta\sigma$) der eingebrachten Störung mit in die Berechnung einbezog.

$$Q_{norm} = \frac{\Delta S}{\Delta\sigma S_0 V_{stoer}} \quad (2.47)$$

Allerdings wird in den Gleichungen (2.46) und (2.47) das Differenzsignal ΔS ins Verhältnis zum Primärsignal S_0 gestellt, obwohl das Primärsignal messtechnisch gar nicht erfasst wird. Vielmehr werden Schaltungen extra so konzipiert, dass das Primärsignal in den Empfängern kompensiert wird (vgl. Kapitel 2.6). Für experimentelle Bestimmungen von Empfindlichkeitsverteilungen mussten diesbezüglich zusätzliche Empfänger in das System eingebracht werden, die das Primärsignal erfassen [59].

Aussagekräftiger für die Messsignalqualität ist jedoch, wie groß die durch eine Leitfähigkeitsänderung verursachte Messsignaländerung ist. Aus diesem Grund wird im weiteren Verlauf dieser Arbeit eine gegenüber den Gleichungen (2.45), (2.46) und (2.47) abgewandelte Gleichung zur Bestimmung der Empfindlichkeit verwendet. Dabei wird nicht das kompensierte Primärsignal einbezogen, sondern das für die Aussteuerung des Messsignals ausschlaggebende Sekundärsignal, welches aus der gesamten Wirbelstromverteilung im Objekt resultiert. Der prozentuale Unterschied zwischen dem gesamten Messsignal aus dem Messkörper (S_{obj}) und dem Differenzsignal (ΔS) wird im Folgenden als relatives Signal (RS) bezeichnet.

$$RS = \frac{\Delta S 100\%}{S_{obj}} \quad (2.48)$$

Damit die zu bestimmende Empfindlichkeit des Systems mit anderen MIT-Systemen vergleichbar ist, wird zudem noch das relative Volumen (RV) berechnet, welches sich aus dem prozentualen Unterschied zwischen Objektvolumen (V_{obj}) und dem Volumen der lokalen Änderung (V_{stoer}) bestimmen lässt.

$$RV = \frac{V_{stoer} 100\%}{V_{obj}} \quad (2.49)$$

Zudem wird die Leitfähigkeitsänderung festgelegt, da auch die Leitfähigkeitsänderung in Bezug auf die Leitfähigkeit des Hintergrunds ausschlaggebend für das resultierende Signal ist. Hier wird eine Leitfähigkeit von 0,5 S/m für den Hintergrund verwendet; die eingebrachte Inhomogenität hat eine Leitfähigkeit von 0 S/m. Insgesamt lässt sich daraus eine normalisierte Empfindlichkeit berechnen, die eine gewisse Verwandtschaft zu der Gleichung (2.47) hat, aber im Gegensatz zu dieser auch das gesamte zu detektierende Messvolumen mit in Betracht zieht und dadurch diesen wichtigen Aspekt mit in die Beurteilung der Empfindlichkeit einschließt. Außerdem bietet die hier verwendete Empfindlichkeit (Gleichung (2.50)) eine Vergleichbarkeit zwischen verschiedensten MIT-Systemen.

$$Q = \frac{\Delta S V_{obj}}{S_{obj} V_{stoer}} = \frac{RS}{RV} \quad (2.50)$$

Die Empfindlichkeit Q beschreibt, wie groß die Signaländerung im Verhältnis zu einem relativen Volumen mit geänderter Leitfähigkeit ist. Je größer Q ist, desto besser können Volumenelemente detektiert werden. Bei bisherigen MIT-Aufbauten war die Empfindlichkeit für innere Volumenelemente weit kleiner als eins ($Q \ll 1$). In der hier vorliegenden Forschungsarbeit werden erstmalig Aufbauten mit zentralen Empfindlichkeiten größer eins demonstriert ($Q_{Mitte} > 1$). Entscheidend für die Detektion von Änderungen im Inneren eines leitfähigen Volumens ist eine hohe Empfindlichkeit aus den mittleren Bereichen. Die in dieser Arbeit untersuchte und bereits zuvor beschriebene CAS entspricht somit Q_{Mitte} .

Im Gegensatz zu den typisch statischen MIT-Systemen erzeugt eine lokale Leitfähigkeitsänderung bei der hier verwendeten MIT-Messprozedur (vgl. Kapitel 2.5) einen aus 256 Messwerten bestehenden, quasi-kontinuierlichen Signalverlauf und nicht nur einzelne Messwerte. Damit dennoch eine geeignete Vergleichbarkeit gewährleistet wird, werden nur die gemessenen Spitze-Spitze-Werte der Signale für die Berechnung der Empfindlichkeit verwendet.

3 Grundlegende Validierungsphase

In der ersten Forschungsphase wurde ein großer MIT-Scanner praktisch realisiert, dessen Dimensionen groß genug sind und dessen magnetische Felder weit genug reichen, um voluminöse Messobjekte oder einen menschlichen Körper zu messen. Mit diesen Voraussetzungen sollten erste Messungen durchgeführt werden, um die verwendeten Simulationsmethoden zu validieren und auch die Leistungsfähigkeit von Messungen am Menschen zu belegen. Dieses Kapitel fokussiert sich hauptsächlich auf die technische Realisierbarkeit eines MIT-Scanners. Für die geplante Bildgebung mit der kritisch empfindlichen MIT-Methode muss eine ausreichend hohe Signalintegrität bestehen. Das bedeutet, dass die empfangenen Sekundärsignale möglichst wenig gestört werden, was beispielsweise durch EMI, mechanische Vibrationen, Signaldrift oder Bewegungsartefakte geschieht. Ein hohes SNR deutet auf eine hohe Integrität, viele nutzbare Signalinformationen und somit eine mögliche Detektierbarkeit von lokalen Leitfähigkeitsänderungen hin. Zudem wurde ein koaxialer Senderaufbau entwickelt, der zu Signalen mit einer höheren Ortsfrequenz führt und damit auch zu einer besseren Ortsauflösung bei den Rekonstruktionen. Eher zufällig ergab sich dabei bereits eine erhöhte CAS durch Sender mit gezielt destruktiver Interferenz.

Als Grundlage für die in diesem Kapitel beschriebenen theoretischen und praktischen Ergebnisse dient ein eigens veröffentlichter Artikel [69].

3.1 Simulative Nachbildung und Weiterentwicklung bekannter MIT-Systeme

Bevor ein experimenteller MIT-Aufbau umgesetzt wird, werden mit der Software MATLAB verschiedene Sender-Empfänger-Aufbauten simuliert. Dies dient einerseits zur Analyse der Signalverhalten und zudem zur geeigneten Dimensionierung des gesamten Aufbaus.

Vorherige Studien im Bereich MIT nutzten typischerweise sowohl für die Anregung als auch für die Detektion Zylinderspulen. Dieser Ansatz wurde zu Beginn dieser Forschungsarbeit aufgegriffen. Für eine vereinfachte Simulation werden Zylinderspulen durch kreisförmige Leiterschleifen ersetzt. Dies ist möglich, da die Magnetfeldsignatur einer Leiterschleife die einer Zylinderspule im Messbereich widerspiegelt. Hier gezeigte Simulationen und Aufbauten beruhen somit auf einem Ansatz mit kreisförmigen Spulen, wie er typischerweise bei der MIT vorzufinden ist. Aus diesem Grund wurde vorerst ein Zylinderkoordinatensystem verwendet und die Dimension entlang

der Rotationsachse als z -Achse festgelegt. Dies entspricht dem Abstand zwischen Sender und Empfänger. Auch bei späteren Beschreibungen im kartesischen Koordinatensystem ist diese Achse weiterhin als z -Achse definiert.

In den Abbildungen 3.1 a und b ist ein MIT-Aufbau dargestellt, der sich an einem typischen Aufbau mit Zylinderspulen orientiert. Auf der linken Seite befindet sich eine kreisförmige Senderspule mit einem Durchmesser von 45 cm. Die Tiefe des Messbereichs zwischen Sender und Empfängern erstreckt sich insgesamt über 50 cm, der Abstand wurde von vorneherein groß genug ausgelegt, damit die Möglichkeit zur Messung einer Testperson besteht. Da das reale Magnetfeld nahe dem Sender stark ist, wurde ein Sicherheitsabstand von 15 cm festgelegt (Abbildung 3.1 b, rote Linie links). Zudem ist eine weitere Linie im Abstand von 5 cm zu den Empfängern eingezeichnet (rote Linie rechts), die aber hauptsächlich dazu dient, dass es bei einem experimentellen Messvorgang zu keiner Irritation oder Verschiebung der empfindlich genau ausgerichteten Empfänger durch das Messobjekt kommt. Auf der rechten Seite, hinter dem Messbereich, befinden sich zwei kreisförmige Empfängerspulen mit einem Durchmesser von 11 cm. Die Rotationsachse der Empfänger befand sich auf gleicher Höhe (y -Koordinate, Abbildung 3.1 a) wie die der Senderspule. Eine leichte Neigung der Empfänger diente zur gradiometrischen Ausrichtung der Empfänger, d. h. die Empfängerebene ist parallel zum Primärfeld.

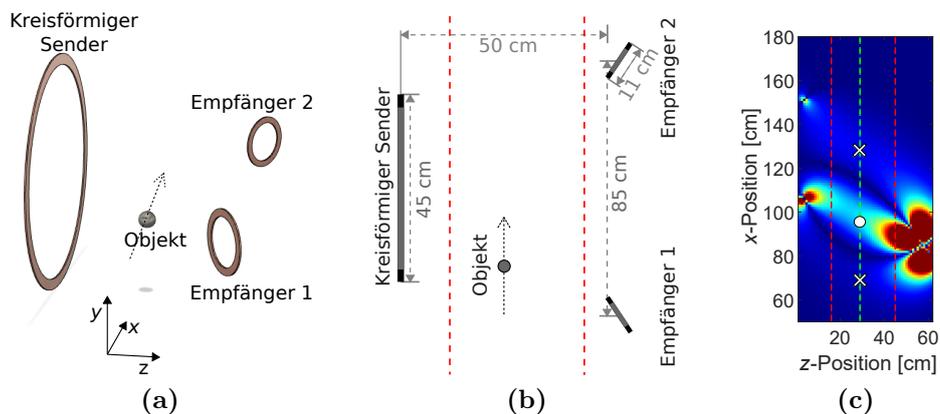


Abbildung 3.1: MIT-Aufbau mit kreisförmigen Sender- und Empfängerspulen. Das Messobjekt bewegt sich während einer Messprozedur entlang der Pfeilrichtung (x -Richtung) durch den Messbereich. Die Empfänger sind gradiometrisch zum Senderfeld ausgerichtet. (a) CAD-Zeichnung des simulierten Setups. (b) Aufbau aus der Vogelperspektive (x - z -Ebene) mit Bemaßungen. (c) Horizontaler Querschnitt der Empfindlichkeitsverteilung eines Empfängers. Es werden nur Absolutwerte dargestellt, Vorzeichen werden durch Stromrichtungssymbole dargestellt.

Die Verwendung von zwei Sensoren mit sich kreuzenden „Blickwinkeln“ ermöglicht bei der Rekonstruktion eine Tiefenabschätzung des Objekts. Während der simulierten Messprozedur bewegt sich das Objekt durch den 256 cm langen Messbereich hindurch. In Abbildung 3.1 c wird die Empfindlichkeitsverteilung ($H \cdot H$ -Modell) im Messbereich zwischen dem Sender und einem einzelnen Empfänger abgebildet. Die Empfindlichkeitsverteilung wurde mit der Berechnung (Gleichung (2.44)) für punktförmige Objekte bestimmt. Zudem wurden nur Absolutwerte dargestellt, da

somit die Nulldurchgänge sowie Maxima und Minima deutlicher ersichtlich sind. Die unterschiedlichen Vorzeichen wurden durch weiße Stromrichtungssymbole gekennzeichnet. In dem Messbereich zwischen den rot gestrichelten Linien zeigt sich ein deutlicher Empfindlichkeitsanstieg nahe der Spulen. Die Empfindlichkeit weist einen deutlich stärkeren Gradienten in z -Richtung als in x -Richtung auf.

Neben dem Versuch, einen groß dimensionierten MIT-Aufbau zu entwickeln, der in der Lage ist, eine Person zu scannen, hat die erste Validierungs- und Erprobungsphase auch das Ziel, die Auflösung bei einer Rekonstruktion zu verbessern. Dafür soll vorerst die Ortsfrequenz der Empfangssignale aus der Mitte zwischen Sender und Empfänger erhöht werden, da in diesem Bereich der größte Abstand zu den Spulen besteht, somit die Felder sehr diffus sind und dadurch die Auflösung am geringsten ist. Zudem ist der mittlere Bereich die interessanteste Zone für die elektromagnetische Abtastung, da oberflächennahe Merkmale im Allgemeinen auch mit anderen Methoden (z. B. optisch oder mit Mikrowellen) zugänglich sind. Zur Erhöhung der Ortsfrequenz der Messsignale wird eine neue Sendergeometrie erarbeitet, bei der eine zusätzliche Senderspule mit einem Durchmesser von 85 cm koaxial installiert wird (Abbildung 3.2 a und b).

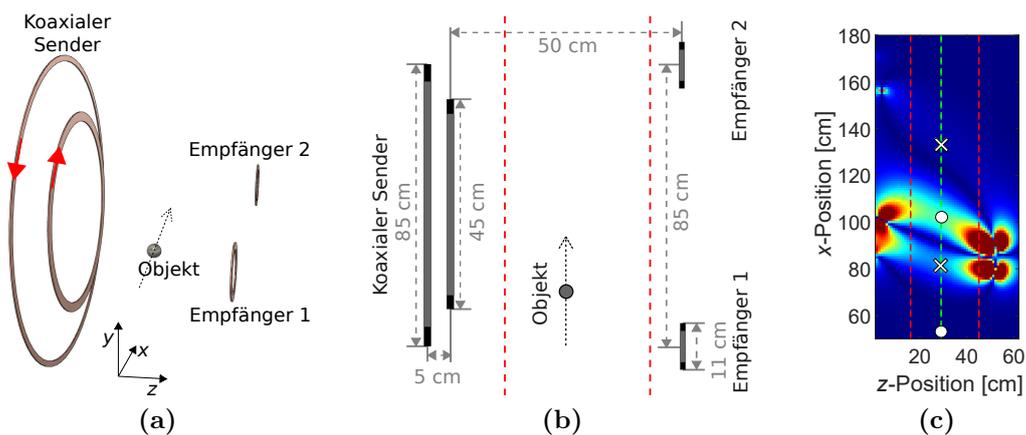


Abbildung 3.2: MIT-Aufbau mit koaxialer Senderspule. Das Messobjekt bewegt sich während einer Messprozedur entlang der Pfeilrichtung (x -Richtung). Die Empfänger sind gradiometrisch zum Senderfeld ausgerichtet. (a) CAD-Zeichnung des simulierten Setups. Die gegensinnigen Stromrichtungen der inneren und äußeren Spule sind mit roten Pfeilen dargestellt. (b) Aufbau aus der Vogelperspektive mit Bemaßungen. (c) Horizontaler Querschnitt der Empfindlichkeitsverteilung eines Empfängers. Es werden nur Absolutwerte dargestellt, Vorzeichen wurden durch Stromrichtungssymbole dargestellt.

Diese zweite kreisförmige Spule wird genau gegensinnig bestromt, wodurch es im Messbereich zu einer destruktiven Interferenz kommt. Damit ist gemeint, dass sich eine Überlagerung der Magnetfelder der Sendereinheit ergibt, sodass in x -Richtung eine höhere Fluktuation erzielt wird. Somit werden niedrig frequente Ortsfrequenzanteile vermindert und höher frequente Ortsfrequenzanteile verstärkt. Mit dieser Methodik können die Magnetfelder ansatzweise günstiger gerichtet werden. Dieser Effekt wird im weiteren Verlauf dieser Arbeit gezielt eingesetzt (vgl. Kapitel 4.3). Die

hier genutzte destruktive Interferenz führt bereits zu einer günstigeren CAS, jedoch war dies zu diesem Zeitpunkt eher noch ein zufälliger Nebenbefund.

Die Empfänger werden wie zuvor gradiometrisch ausgerichtet. Dieser koaxiale Aufbau erregt in Richtung der Empfänger ein Empfindlichkeitsfeld (Abbildung 3.2 c), welches einen geringeren axialen Gradienten (z -Richtung) aufweist. Dafür zeigt sich deutlich, dass bei den x -Positionen 85 (\times) und 105 (\circ) eine Empfindlichkeitsänderung mit unterschiedlichen Vorzeichen vorliegt, was zu einem erhöhten Gradienten in x -Richtung zwischen diesen beiden Bereichen führt.

Die erfassten Messsignale (Abbildung 3.3 a) eines punktförmigen Objektes, welches sich durch die Mitte zwischen Sender und Empfänger bewegt (vgl. Abbildungen 3.1 c und 3.2 c, grün gestrichelt), zeigen, dass ein koaxialer Senderaufbau, im Vergleich zu einem kreisförmigen, zu einem erhöhten Gradienten in x -Richtung führt und eine höhere Signalvarianz bietet. Diese Eigenschaften führen zu einer besseren Übertragung höherer Ortsfrequenzen, wie anhand des roten Kurvenverlaufs in Abbildung 3.3 b dargestellt. Das koaxiale MIT-Setup bietet somit eine höhere Bandbreite, was sich direkt auf eine günstigere Lokalisierung von Objekten und die Auflösung der Rekonstruktion auswirkt. Zur Validierung dieser Erkenntnisse werden die hier vorgestellten MIT-Systeme im folgenden Kapitel praktisch umgesetzt.

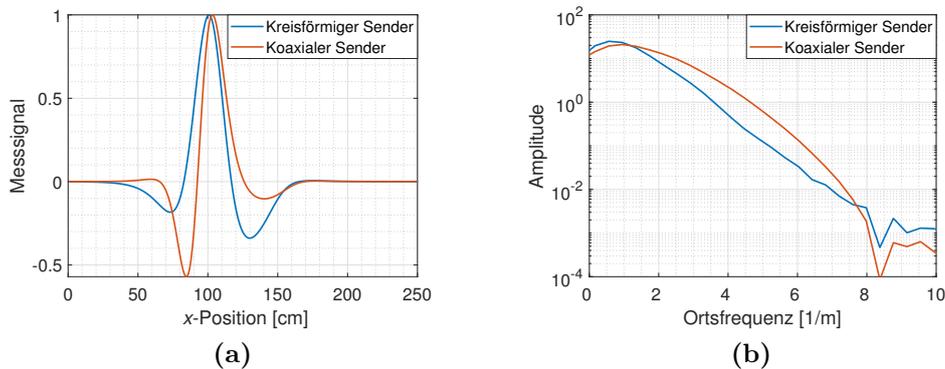


Abbildung 3.3: Messsignalvergleich zwischen einem MIT-Aufbau mit typischer kreisförmiger Senderspule (blau) und einem Aufbau mit einer koaxialen Senderspule (rot). (a) Signalverlauf der beiden Varianten im Ortsbereich. (b) Signalverlauf der beiden Varianten im Ortsfrequenzbereich.

3.2 Praktische Umsetzung eines modularen MIT-Systems

3.2.1 Mechanische Realisierung eines MIT-Personenscanners

In diesem Kapitel werden die zwei zuvor simulierten MIT-Varianten praktisch realisiert, wodurch ein experimenteller MIT-Aufbau geschaffen wird, der groß genug

dimensioniert ist, um eine adulte Person zu scannen (Abbildung 3.4). Die mechanische Konstruktion besteht aus drei Funktionsbereichen: Die linke Seite ist der Senderbereich, rechts abgebildet ist der Empfängerbereich und zwischen dem Sender und dem Empfängerbereich liegt der Messbereich.

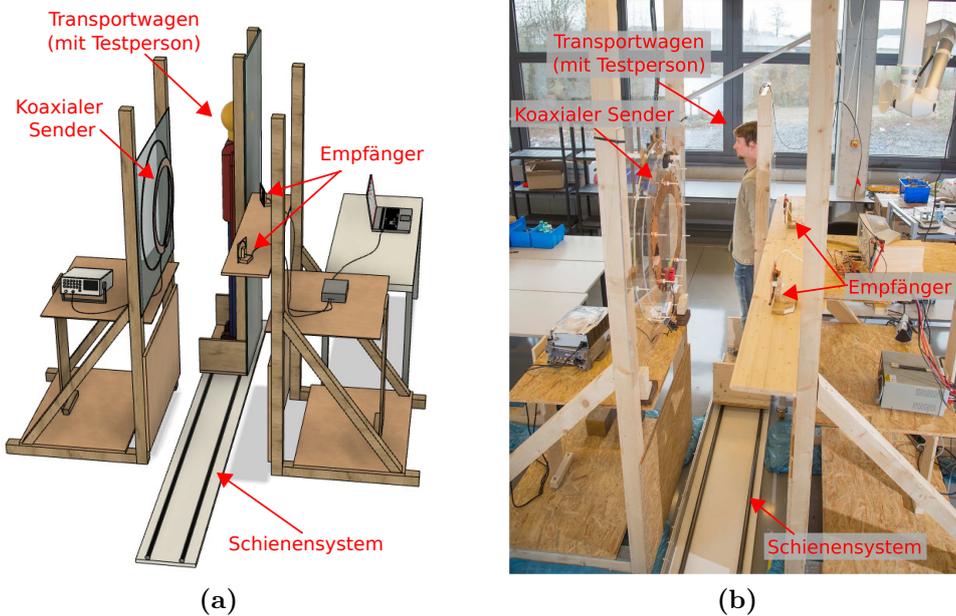


Abbildung 3.4: Experimenteller MIT-Aufbau mit einer koaxialen Senderspule. (a) CAD-Zeichnung des Aufbaus. (b) Realer Aufbau.

Im Senderbereich wird das Primärsignal entweder durch eine einzelne Leiterschleife oder durch zwei koaxiale Leiterschleifen mit unterschiedlichen Durchmessern erzeugt. Die einzelne Leiterschleife besteht aus einem 10 cm breiten und 0,5 mm flachen Kupferring mit einem äußeren Durchmesser von 55 cm (Abbildung 3.5 a). Diese Senderspule wird als LC-Schwingkreis mit einer Resonanzfrequenz von 1,25 MHz betrieben, dafür wurde parallel eine Kapazität von 26 nF installiert.

Für den koaxialen Senderaufbau (Abbildung 3.5 b) wird zusätzlich eine zweite Leiterschleife mit einem Durchmesser von 85 cm hinzugefügt und genau gegenphasig zu der inneren Leiterschleife betrieben. Dies gelingt durch eine antiparallele Verbindung zwischen den beiden Spulen. Eine geringe verbleibende Phasendifferenz zwischen den beiden Anregungsschleifen ließ sich nicht durch eine rein geometrische Ausrichtung ausgleichen, dieser Phasenunterschied wird daher durch Parallelwiderstände (200Ω) an der äußeren Schleife kompensiert. Durch die zusätzliche parallele Induktivität der äußeren Leiterschleife wird die Resonanzfrequenz des gesamten Senderschwingkreises auf 1,45 MHz erhöht.

Im Empfangsbereich werden für die technische Evaluierung des Systems zwei Empfängerschleifen auf der Höhe der Anregungsachse installiert. Die Empfänger (Abbildung 3.6 a) bestehen aus einer Leiterschleife mit einem Durchmesser von etwa

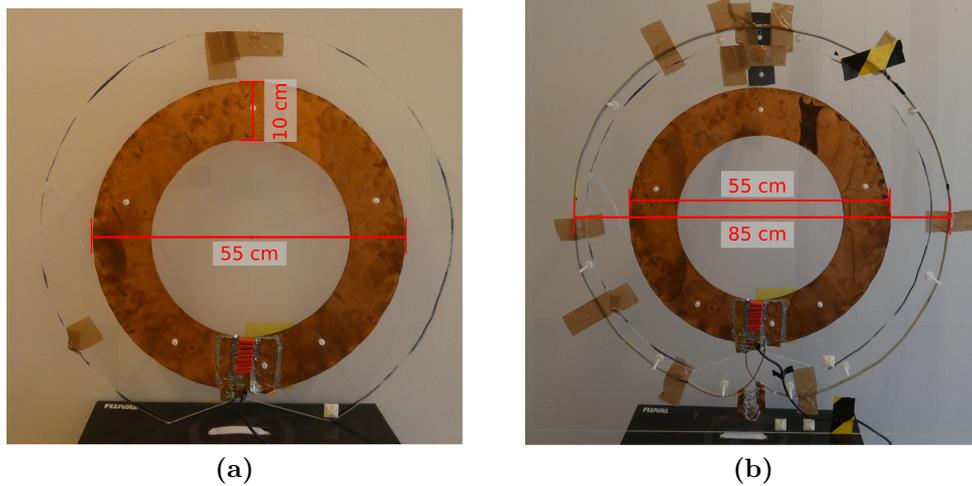


Abbildung 3.5: Experimenteller Aufbau eines kreisförmigen und koaxialen Senders. (a) Kreisförmiger Sender. (b) Koaxialer Sender.

11 cm und einem eingefügten Parallelkondensator, der zu einer Resonanzfrequenz von 1,38 MHz führt.

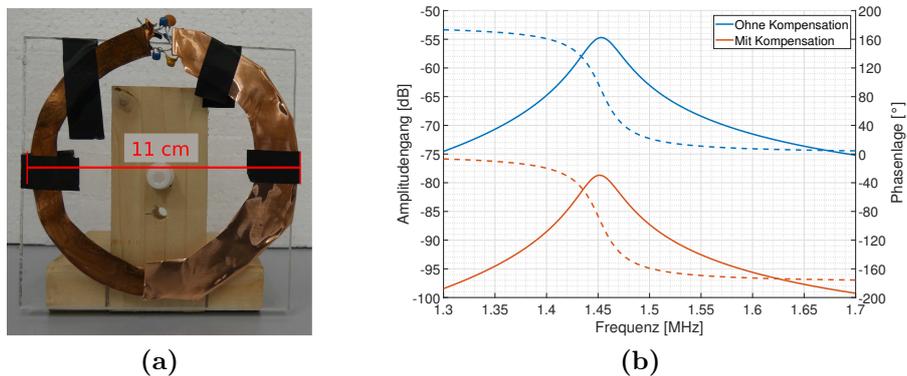


Abbildung 3.6: Aufbau eines kreisförmigen Empfängers mit Massefläche. (a) Experimenteller Aufbau eines kreisförmigen Empfängers. (b) Simulationsergebnisse einer nur kapazitiven Kopplung in den Empfänger. Der blaue Amplituden- und Phasenverlauf beschreibt die Kopplung ohne Kompensation am Empfänger. Der rote Amplituden- und Phasenverlauf beschreibt die Kopplung mit Kompensation durch eine zusätzliche Massefläche, wie in (a) dargestellt.

Es werden Folienkondensatoren verwendet, da diese eine geringe Temperaturabhängigkeit aufweisen. Der Betrieb der Empfänger als Schwingkreis bietet höhere Signalpegel mit einem besseren SNR aufgrund der Bandpassfilterung. Allerdings würden die Sensoren bei gleicher Resonanzfrequenz wie die Senderspule eine starke Wechselwirkung untereinander aufweisen [50]. Daher ist die Resonanzfrequenz des Empfängerschwingkreises leicht verstimmt zu der Erregersignalfrequenz, somit werden gegenseitige Kopplungseffekte unter den Empfängern reduziert. Außerdem dämpfen die Sensoren mit diesem Tiefpass die Oberwellen der Erregerseite, die durch die

Nachladestrompulse der MOSFET-Treiberstufe entstehen können. Mit den beiden Sensoren und deren unterschiedlichen Projektionen bzw. „Blickwinkeln“ ist eine erste Tiefenbestimmung bei der 2D-Rekonstruktion von Testobjekten möglich. Jedoch ist die kapazitive Kopplung zwischen Sender, Testobjekt und den Empfängern bei einer praktischen Realisierung zu berücksichtigen [93], vor allem im biomedizinischen Anwendungsbereich, bei dem Messphantome eine geringe Leitfähigkeit aufweisen. Zur Reduktion dieser Kopplungsartefakte sind die Empfängerspulen zur Hälfte mit einer Massefläche überdeckt. In die Massefläche wird invertiert das gleiche kapazitive Signal eingespeist wie in die freiliegende Empfängerschleife, welches sich dadurch größtenteils kompensiert. Dieser Effekt kann auch anhand von Simulationen mit der Software LTspice (Version: LTspice XVII 17.0.32) nachgewiesen werden. Die Ergebnisse einer solchen Simulation sind in Abbildung 3.6 b dargestellt. Die blauen Signalkurven entsprechen dem Signalverlauf einer kapazitiven Kopplung ohne Kompensation und die roten Kurven stellen ein Signal mit Kompensation durch eine Massefläche dar. Die Massefläche dämpft kapazitive Störsignale um etwa 25 dB. Dies kann hier als ausreichend angenommen werden.

Der Messbereich wird von einem Transportwagen durchfahren, in dem sich das Messobjekt oder die Testperson befindet. Der Wagen lässt sich auf einem 300 cm langen Schienensystem durch den 256 cm langen Messbereich verfahren. Damit die Bewegung möglichst vibrationsarm abläuft, ist das Transportsystem einem Kamera-Slider-System nachempfunden (Abbildung 3.7 a). Die Schienen, auf denen sich das Objekt in x -Richtung durch den Messbereich bewegen lässt, sind zwei parallele Metallrohre, die einen Abstand von 30 cm haben. Darauf befindet sich der Transportwagen, der mit gut gelagerten Rollen versehen ist, welche schräg an die Metallrohre aufsetzen und eine sehr geringe Kontaktfläche zu den runden Rohren aufweisen und dadurch auch eine geringe Reibung.

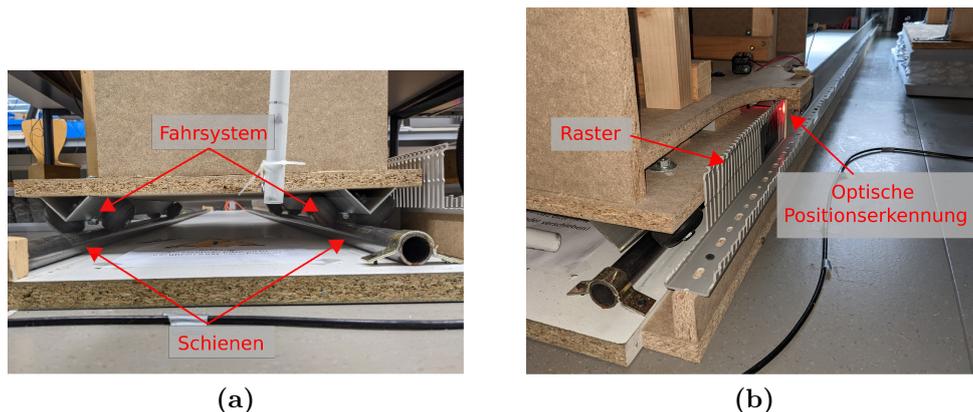


Abbildung 3.7: Transportsystem. (a) Darstellung des Schienen- und Fahrsystems. (b) Darstellung der optischen Positionserfassung entlang des 3 m langen Schienensystems.

Der Transportwagen hat eine Grundfläche von $70 \text{ cm} \times 33 \text{ cm}$ und eine Höhe von 220 cm und bewegt sich durch den 40 cm spaltbreiten Messbereich zwischen Sender und Empfänger hindurch. Eine Person kann außerhalb des Induktionsfeldes bei der

Position $x = 0$ in den Transportwagen einsteigen. Innerhalb weniger Sekunden fährt die Person durch den Messbereich, anschließend kann der Transportwagen bei der Position $x = 256$ cm verlassen werden. Selbstverständlich können auch unbelebte Prüfobjekte (z. B. Metallobjekte oder schwach leitfähige Volumina) auf dem Wagen montiert werden. Dabei ist das Prüfobjekt in seiner x - oder y -Ausdehnung im Prinzip nicht eingeschränkt, nur in z -Richtung muss es in den Spalt zwischen Sender und Empfänger passen. Das hier vorgestellte System ist so konzipiert, dass ein Mensch innerhalb der zulässigen Grenzwerte für die spezifische Absorptionsrate (SAR) für Induktionsfelder gescannt werden kann. Details dazu werden in Kapitel 3.3.3 erläutert. Die gesamte Messprozedur, bei der der Wagen über die volle Länge des Schienensystems fährt, dauert nur etwa 10 s. Während dieser Messfahrt wird für jeden Zentimeter entlang der Strecke die Position optisch entlang eines Rasters erfasst (Abbildung 3.7 b); dadurch kann das Messsignal positionsspezifisch abgespeichert werden. Damit die erfassten Signale am Computer verarbeitet werden können, müssen diese zuvor noch digitalisiert werden. Die dafür entwickelte Empfängerschaltung wird im folgenden Kapitel 3.2.2 beschrieben.

3.2.2 Elektrische Realisierung der Versorgungs- und Auswerteeinheit

Sowohl die kreisförmige als auch die koaxiale Senderstruktur können direkt über einen Funktionsgenerator (Rigol DG1032z) angesteuert werden. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit werden neue Sender entwickelt, die aufgrund von Feldüberlagerungen (destruktive Interferenz) mit einer höheren Leistung versorgt werden müssen. Daher werden diese über eine MOSFET-Treiberstufe (IRF510) betrieben. Damit ist gewährleistet, dass die verschiedenen Sendergeometrien mit einem Eingangssignal von bis zu 40 V (Spitze-Spitze) und 0,2 A (8 W) bei rund 1,5 MHz versorgt werden können, welches zudem ausreichend amplituden- und phasenstabil ist.

Im Gegensatz zu den Sendersignalen liegt das zu messende Sekundärsignal im Bereich $< 1\text{mV}$ und muss daher für die Auswertung am Computer speziell aufbereitet werden. Der Messsignalverlauf in der Empfängerschaltung wird von dem analogen Empfangssignal bis hin zu dem digitalisierten Signal am Computer beschrieben. Die entwickelte Schaltung ist als Blockdiagramm in Abbildung 3.8 a und als detaillierter Schaltplan im Anhang A.3 dargestellt. Der real umgesetzte Schaltkreis ist in Abbildung 3.8 b dargestellt. Das in einen Empfänger induzierte Wechselfeld (AC-Signal) dient hier als Eingangsspannung U_e . Dieses Signal wird durch eine Transistorverstärkerschaltung (Emitterschaltung mit Reihengegenkopplung zur Arbeitspunktstabilisierung [94]) etwa um den Faktor 60 verstärkt. Anschließend wird das verstärkte AC-Signal durch die elektronische Multiplikation (Mischer SA602) mit einem Referenzsignal (U_{ref}) mit gleicher Frequenz auf ein Gleichsignal (DC-Signal) umgesetzt. Die dabei zusätzlich entstehenden höheren Frequenzanteile werden durch einen RC-Tiefpassfilter herausgefiltert. Das am Mischer verwendete Referenzsignal wird durch den Signalgenerator, der auch den Sender ansteuert, generiert und kann phasengenau eingestellt werden. Dadurch kann das Referenzsignal auf eine vordefinierte

Phasenlage eingestellt werden, wodurch bei der Multiplikation mit dem Messsignal Signalauslässe in anderer Phasenlage unterdrückt werden, wie diese beispielsweise durch Metalle entstehen würden. Bei den hier verwendeten resistiv wirkenden Objekten ist eine Phasenverschiebung von 90° zu erwarten, das Referenzsignal wird daher auf diese Phasenlage eingestellt. Zuvor durchgeführte Testmessungen zeigen

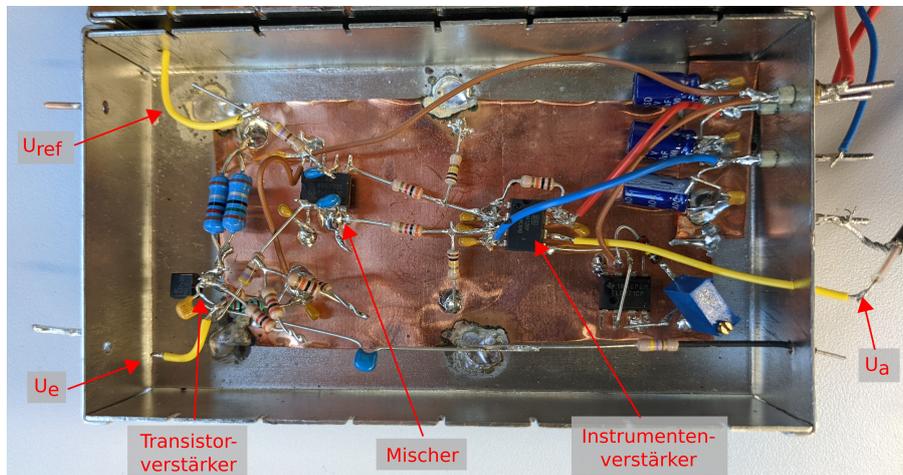
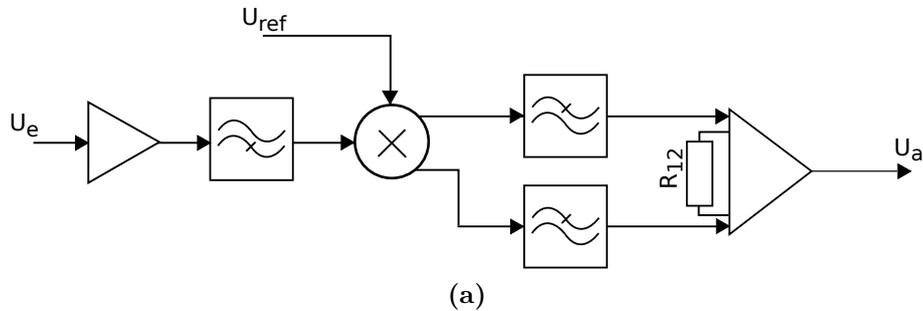


Abbildung 3.8: Empfängerschaltung. (a) Blockdiagramm. (b) Realer Aufbau.

ten bei einem Referenzsignal von 100 mV und einem Empfangssignal von maximal 90 mV ein lineares Signalverhalten und eine Verstärkung von rund 1,75 durch den Mischer. Das gefilterte DC-Signal wird anschließend mit einem Instrumentenverstärker (INA126) nochmals um einen justierbaren Faktor verstärkt. Die Verstärkung (G) des Instrumentenverstärkers kann über den Widerstand R_{12} bestimmt werden [95]

$$G = 5 + \frac{80 \text{ k}\Omega}{R_{12}} \quad (3.1)$$

und wird so eingestellt, dass das Ausgangssignal näherungsweise den gesamten Dynamikbereich des Analog-Digital-Wandlers nutzt. Zudem bietet der Verstärker die Möglichkeit, das Ausgangssignal um ein vordefiniertes Offset (hier 1,6 V) anzuheben. Das Ausgangssignal (U_a) wird nochmals tiefpassgefiltert und anschließend mit einem 12 Bit A/D-Wandler digitalisiert. Der verwendete A/D-Wandler (Arduino Due) hat einen Dynamikbereich von 0 bis 3,3 V, aus diesem Grunde wird das Signal um 1,6 V angehoben. Somit können sowohl positive als auch negative Signalamplituden gleichermaßen eingelesen werden. Die digitalisierten Messsignale werden für

jede Position des Transportwagens auf der Messstrecke (256 cm) zentimetergenau aufgenommen und abgespeichert. Dabei werden diese Positionsdaten optisch erfasst (vgl. Abbildung 3.7 b) und über eine polymere Faser von dem Transportwagen an die Empfängerschaltung übertragen, da eine Kupferleitung zu Signaländerungen in den Empfängern führen würde. Jeder einzelne positionsabhängig aufgenommene Messwert wird zur Rauschreduzierung aus 128 Einzelaufnahmen gemittelt. Nach einer Messfahrt werden die erfassten 256 Signaldaten jedes Empfängers an einen Computer übergeben und können anschließend ausgewertet werden. Für die Auswertung und bei den hier dargestellten Messsignalen wird der zuvor dazuaddierte Offset wieder subtrahiert, sodass die in dieser Arbeit dargestellten Messsignale um den Wert Null fluktuieren.

Für die empfindlichen Messsignale ist ein geringer Rauschanteil entscheidend. Aus diesem Grund wurde geprüft, wie groß der Rauschpegel durch elektrische oder elektromagnetische Einflüsse ist. Dafür wurden der Sender und die Empfänger wie bei einem normalen Messvorgang betrieben, jedoch bewegte sich der Transportwagen nicht durch den Messbereich, da dies zu weiteren, wenn auch geringen, mechanischen Vibrationen geführt hätte. Anstelle der gemessenen Positionsänderungen des Transportwagens wurden die Signalfanken einer Positionsänderung durch einen Funktionsgenerator vorgegeben. Anhand der Messungen stellte sich heraus, dass die Empfangssignale während einer Messprozedur von ca. 10 s eine maximale Signalauslenkung von weniger als 0,5 mV aufweisen. Bei einem vorgegebenen Dynamikbereich von 0 bis 3,3 V entspricht dies einem SNR von rund 76 dB.

3.3 Experimentelle Signalanalyse anhand verschiedener Messobjekte

3.3.1 Signalanalyse hoch leitfähiger, punktförmiger Messobjekte

In Kapitel 3.1 wird auf der Grundlage von Simulationen ein koaxialer Senderaufbau vorgestellt, der zu einer erhöhten Bandbreite der Empfangssignale und damit zu einer besseren Auflösung bei Rekonstruktionen führt. In diesem Kapitel wird der experimentelle Aufbau genutzt, um die Simulationsergebnisse der beiden MIT-Sendervarianten anhand realer Messungen zu validieren. Dafür werden Messungen mit einem Aluminiumzylinder anstelle des punktförmigen Objektes durchgeführt. Der vertikal in y -Richtung ausgerichtete Zylinder hat einen Durchmesser von 1 cm, eine Länge von 10 cm und wird in verschiedenen Tiefen (z -Positionen) durch den Messbereich hindurchbewegt. Dieser Vorgang wird sowohl mit der typischen Anregung durch eine kreisförmige Senderspule als auch mit dem koaxialen Senderspulenaufbau durchgeführt. Die resultierenden Empfindlichkeitsverteilungen sind in Abbildung 3.9 a (kreisförmiger Aufbau) und Abbildung 3.9 b (koaxialer Aufbau) dargestellt. Wie bereits zuvor anhand von Simulationen gezeigt (vgl. Abbildung 3.1 c und 3.2 c), sind die Empfindlichkeiten des koaxialen Aufbaus in axialer Richtung (z -Richtung) etwas homogener verteilt als die Empfindlichkeiten des kreisförmigen

Senderaufbaus. Dadurch nähern sich die Signalauslässe eines zentralen und eines spulennahen Objektes an. Niedrigere Gradienten in z -Richtung sind vorteilhaft, da dadurch die Verstärkung bei der Rekonstruktion der mittleren Bereiche nicht wesentlich höher sein muss im Vergleich zu spulennahen Bereichen. Außerdem verursacht eine unbeabsichtigte Verschiebung des Messobjektes in z -Richtung weniger Artefakte, da der Gradient in dieser Richtung geringer ist. In Abbildung 3.9 c sind die experimentellen Messergebnisse eines Metallobjektes dargestellt, das sich mittig durch den Messbereich zwischen Sender und Empfänger hindurchbewegt. Eine gute Übereinstimmung zwischen den simulierten (vgl. Abbildung 3.3) und den gemessenen Signalverläufen ist augenscheinlich zu verzeichnen. Eine derartige Ähnlichkeit zwischen Simulation und experimenteller Messung zeigt sich auch bei den Ortsfrequenzen der gemessenen Signale (Abbildung 3.9 d).

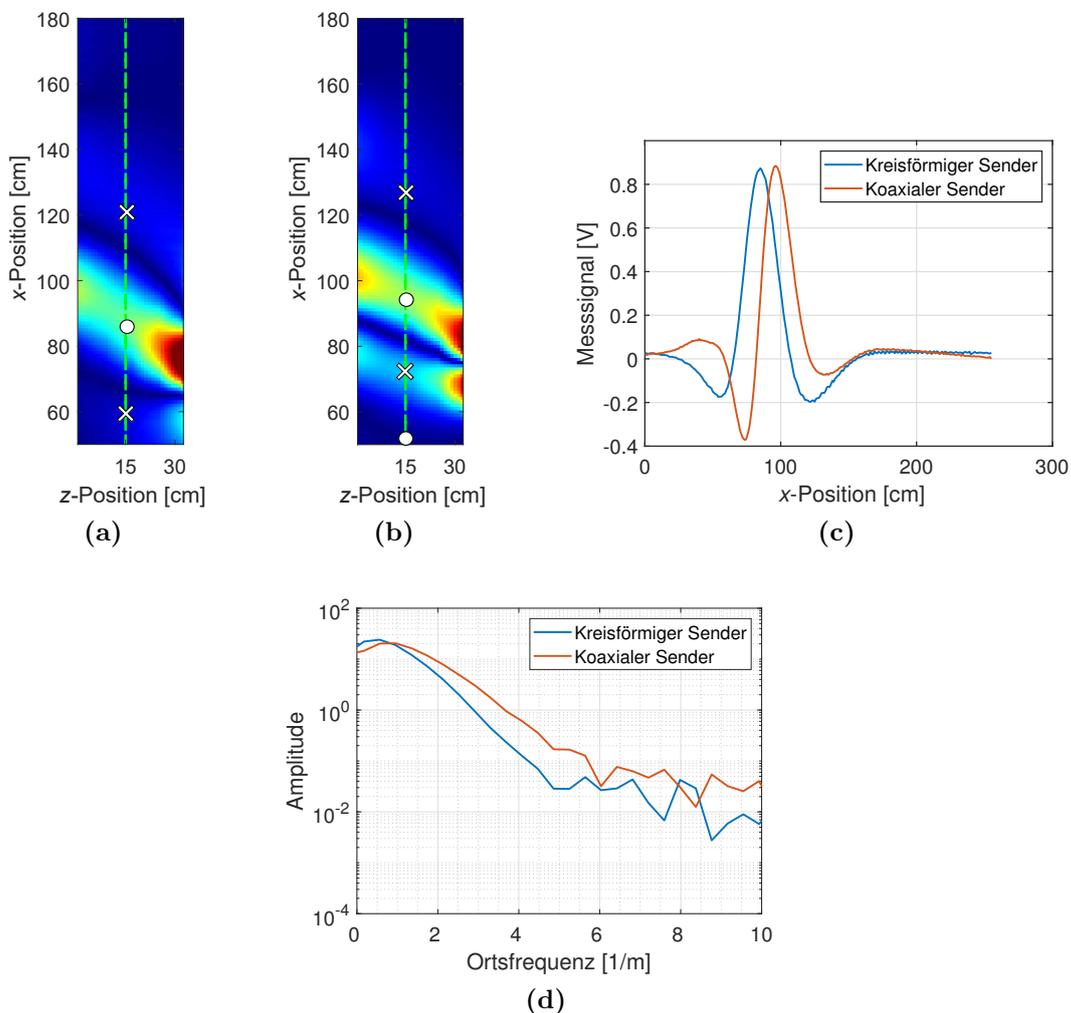


Abbildung 3.9: Experimentelle Messungen metallischer Objekte (Aluminiumzylinder). (a) Gemessene Empfindlichkeitsverteilung bei einem kreisförmigen Senderaufbau (vgl. Abbildung 3.1 c). (b) Empfindlichkeitsverteilung im Messbereich bei einem koaxialen Senderaufbau (vgl. Abbildung 3.2 c). (c) Messergebnisse im Vergleich zwischen koaxialem und kreisförmigem Aufbau (vgl. Abbildung 3.3 a). (d) Ortsfrequenzen beider Varianten (vgl. Abbildung 3.3 b).

Bei den experimentellen Signalen zeigt die Spektralanalyse (Ortsfrequenzen in x -Richtung) im Allgemeinen ein sehr starkes Tiefpassverhalten. Zudem ergeben sich, wie in der Simulation, höhere nutzbare Ortsfrequenzen oberhalb des Grundrauschens für den coaxialen Senderaufbau. Da bei der 2D-Rekonstruktion (vgl. Kapitel 2.4) der Kehrwert der Empfindlichkeitsverteilung gebildet wird und nur Signalkomponenten verwendet werden können, die deutlich über dem Rauschen liegen, bietet der coaxiale Aufbau eine bessere Lokalisierung und Ortsauflösung.

Im weiteren Verlauf wird die Signalintegrität für die isolierten Metallobjekte mit zwei wiederholten Messungen überprüft (Abbildung 3.10), das bedeutet, die Reproduzierbarkeit und das Rauschverhalten der Messsignale werden analysiert. Neben dem elektrischen Rauschen und der EMI könnten erfasste Signale zweier Messwiederholungen durch leichte Objektverschiebungen oder Drifteffekte während des Scanvorgangs beeinträchtigt werden. Die Signale der zwei wiederholten Messungen (rote und blaue Signalkurve) wurden in einem Abstand von etwa 50 s durchgeführt und haben jeweils eine Spitze-Spitze-Spannung von 3,16 V. Die Differenz zwischen den beiden Signalen ist gelb dargestellt und weist einen Spitze-Spitze-Wert von 10,8 mV auf (hier mit Faktor 100 dargestellt). Aus dieser Abweichung (Rauschen) und dem Gesamtsignal lässt sich ein SNR von 49 dB für die ungefilterten Rohsignale berechnen. Das violette Signal stellt ebenfalls die Abweichung dar, jedoch wurden hohe störende Frequenzen herausgefiltert. Dadurch ergibt sich eine Abweichung von 5,7 mV, was zu einem SNR von 55 dB führt. Bei einer einzelnen Messung, anstelle einer Differenzmessung zweier Signale, wären die Artefakte geringer und das SNR wäre etwa 3 dB höher (58 dB), da sich die unkorrelierten Rauschenergien beider Signale bei der Differenzbildung aufsummieren (verdoppeln).

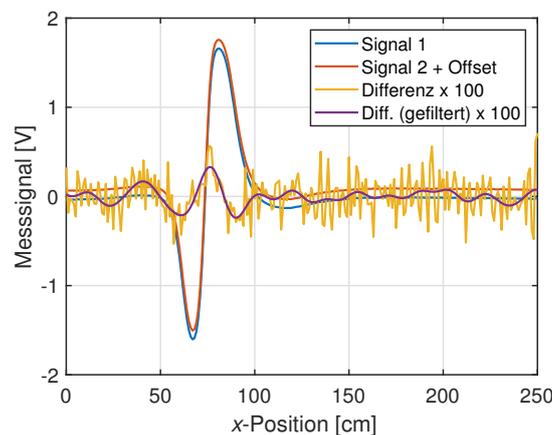


Abbildung 3.10: Wiederholbarkeit und Rauschen von Messsignalen. Signal 1 und 2 (blau und rot) sind zwei identische Messungen, durchgeführt in einem Abstand von 50 s. Signal 2 wurde ein geringes Offset hinzugefügt, damit dieses neben Signal 1 zu erkennen ist. In Gelb ist die Differenz aus Signal 1 und 2 dargestellt, die zur besseren Anschauung mit dem Faktor 100 multipliziert wurde. In Violett ist die tiefpassgefilterte Differenz dargestellt.

Des Weiteren wird versucht, Änderungen einzelner Objektanordnungen zu identifizieren und dies anhand einer 2D-Rekonstruktion darzustellen. Dabei wird zudem

untersucht, ob ein linearer Zusammenhang zwischen den einzelnen Objekten und dem resultierenden Messsignal besteht. Die Abbildungen 3.11 a und b stellen das verwendete Mess-Setup dar.

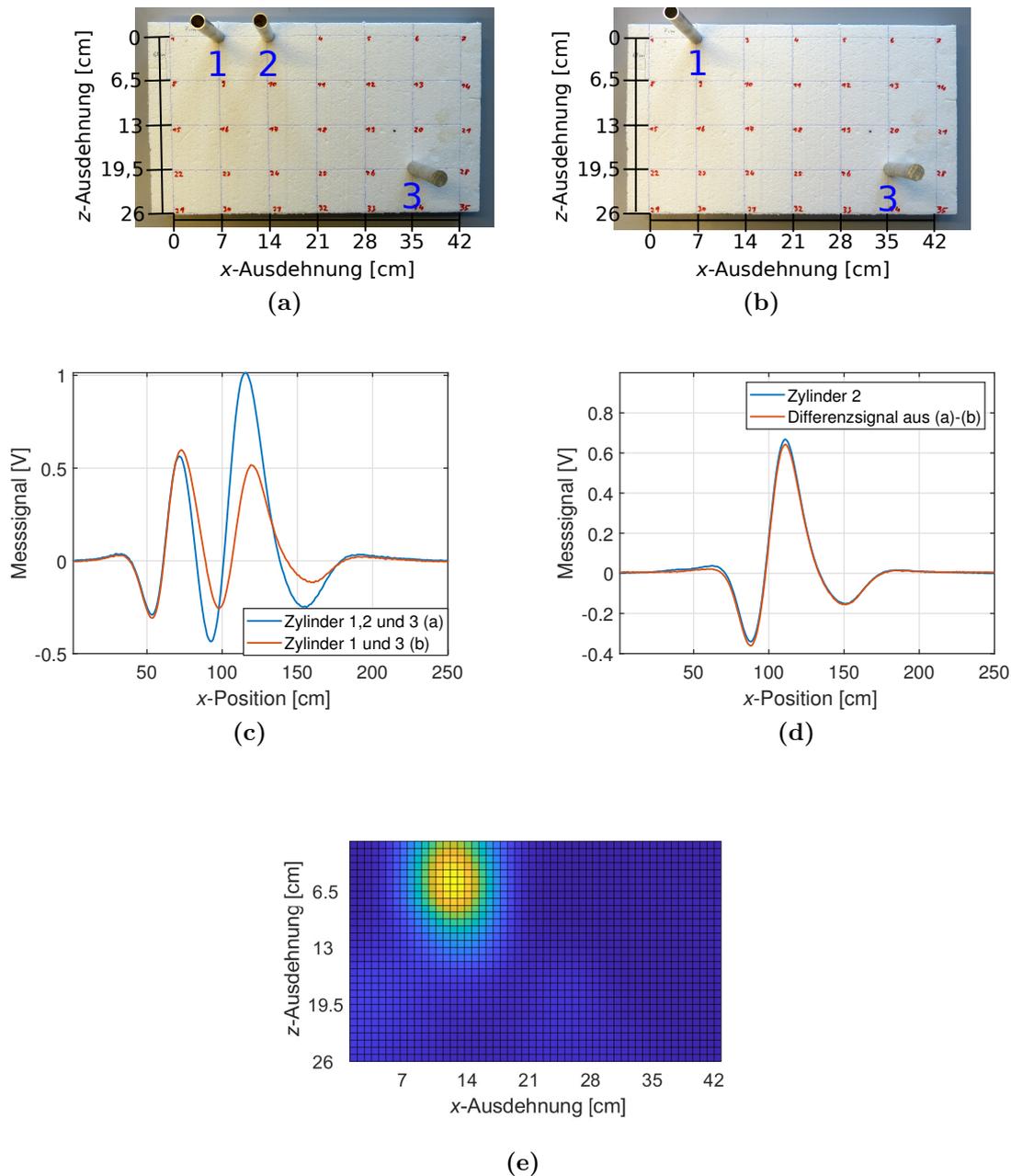


Abbildung 3.11: Messung und Rekonstruktion von Metallobjekt-Anordnungen. Es werden Aluminiumzylinder an den drei markierten Positionen gemessen. (a) Anordnung mit allen drei Aluminiumobjekten. (b) Anordnung mit zwei Objekten. (c) Messsignale von beiden Anordnungen, das Signal von drei Objekten ist in Blau dargestellt, das Signal mit zwei Objekten in Rot. (d) Das Signal von einem Zylinder an Position 2 ist in Blau dargestellt, die Differenz aus Anordnung (a) und (b) ist in Rot dargestellt. (e) Rekonstruktion aus den Differenzsignalen zwischen Anordnung (a) und (b).

In (a) ist eine Anordnung mit drei Aluminiumzylindern aufgebaut, dabei befinden sich zwei Objekte (1 und 2) nahe dem Sender und ein Objekt (3) weiter in Richtung des Empfängers. Bei Abbildung 3.11 b wurde Zylinder 2 entfernt, die anderen beiden Aluminiumobjekte behielten ihre Position. Die experimentell gemessenen Signalverläufe der beiden Zylinderanordnungen sind in Abbildung 3.11 c dargestellt. Der blaue Signalverlauf stellt den Aufbau mit drei Aluminiumzylindern dar und der rote die Variante mit nur zwei Objekten. Der entfernte Zylinder hat eine deutliche Signaländerung hervorgerufen. Diese Signaldifferenz zwischen dem Aufbau mit drei und dem Aufbau mit nur zwei Objekten ist in Abbildung 3.11 d als rote Signalkurve dargestellt. Der blaue Signalverlauf in Abbildung 3.11 d resultiert aus einer weiteren Messung, bei der nur Zylinder 2 verwendet wurde und die anderen beiden Objekte entfernt wurden. Die hohe Signalübereinstimmung zwischen dem Differenzsignal und der Einzelobjekt-Messung zeigt, dass zwischen den drei Aluminiumzylindern nahezu keine Kopplung besteht. Daraus lässt sich ein linearer Zusammenhang zwischen den Messsignalen und den einzelnen Objekten ableiten. Somit würde die Superposition dreier Einzelmessungen der jeweiligen Position dasselbe Signal ergeben wie die blaue Signalkurve in Abbildung 3.11 c, bei der gleichzeitig an den drei Positionen, ein Objekt vorhanden war.

In den Abbildungen ist der Übersicht halber nur das Messsignal eines Empfängers dargestellt. Es werden aber bei jedem Scan die Messsignale beider Empfänger aufgenommen. Aus den Messsignalen beider Empfänger wird mithilfe des aufgestellten Algorithmus (Kapitel 2.4) eine 2D-Rekonstruktion des Differenzsignals (Abbildung 3.11 d, rot) berechnet. Diese wird in Abbildung 3.11 e dargestellt. Ein Maximum ist etwa an der Differenz-Position (Position Zylinder 2) zu verzeichnen, die x -Position stimmt überein, nur die z -Position ist leicht verschoben. Eine erste 2D-Rekonstruktion mit isolierten, stark leitfähigen Objekten ist somit näherungsweise möglich.

3.3.2 Signalanalyse schwach leitfähiger, voluminöser Messobjekte

Als biomedizinisches Messobjekt wird ein ovales Gefäß mit einem dem Brustkorb ähnelnden Querschnitt verwendet (Abbildung 3.12). Dieses hat eine ovale Grundfläche mit einer maximalen Ausdehnung von $30\text{ cm} \times 26\text{ cm}$ und wird bis zu einer Höhe von 15 cm mit einer 1,5-prozentigen Kochsalzlösung gefüllt. Dies entspricht einem leitfähigen Hintergrund mit einem Volumen von 12 l und einer Leitfähigkeit von etwa $2,3\text{ S/m}$. Das Wasserbad wird mit einer Styroporplatte abgedeckt, um Bewegungsartefakte, wie Schwapp-Bewegungen des Wassers, während der Messprozedur zu dämpfen. Für eine nicht leitfähige Inhomogenität (quasi Hohlraum) im Inneren wird ein mit deionisiertem Wasser gefüllter Glasbehälter verwendet (Abbildung 3.12 a, links unten). Dieses Störobjekt hat einen Durchmesser von 6 cm , eine Höhe von 8 cm und somit ein Volumen von ca. $0,23\text{ l}$, was einem RV von ca. $1,9\%$ entspricht. Der Glasbehälter kann an verschiedenen Positionen innerhalb des leitenden Salz-Wasser-Hintergrundes fixiert werden (Abbildung 3.12 b). Während

einer Messfahrt ist das Störobjekt ortsfest in Bezug auf das sich durch den Messbereich bewegende Kochsalzbad. Für eine realistische Messung muss das Volumen des Messobjektes, also die Füllhöhe der Kochsalzlösung, konstant gehalten werden. Daher muss das entsprechende Volumen an Kochsalzlösung entnommen werden, wenn eine Inhomogenität in das Messobjekt integriert wird.

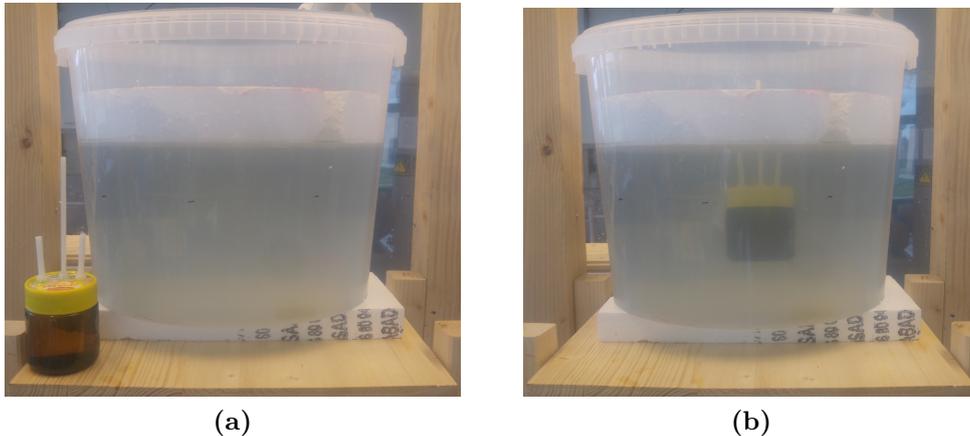


Abbildung 3.12: Schwach leitfähiges Messobjekt mit einem brustkorbähnlichen Durchmesser. (a) Das 12-Liter-Salzbad als Messkörper weist eine ungestörte und homogen verteilte Leitfähigkeit auf, das dielektrische Glas mit deionisiertem Wasser dient als Störobjekt (0,231 Hohlraum). (b) Das Störobjekt kann vollständig eingetaucht und innerhalb des Messobjektes an verschiedenen Positionen, hier mittig, fixiert werden.

Bei Messungen führt das große Volumen des Kochsalzbades trotz der geringeren Leitfähigkeit zu ähnlich starken Signalen wie bei den zuvor verwendeten Aluminiumzylindern, allerdings mit einer anderen Phasenlage. Wie in Kapitel 1.2.2 beschrieben, zeigte sich in mehreren Studien anderer Forschungsgruppen, dass die Empfindlichkeit nahe den Oberflächen hoch und in den zentralen Bereichen eines leitfähigen Volumens verschwindend gering ist. Diese Erwartung tritt jedoch bei diesem Versuch mit einem 3D-Körper nicht ein. Bei der Durchführung des Versuchs wird das Störobjekt nacheinander an verschiedenen Positionen innerhalb des leitfähigen Hintergrundes fixiert, die daraus resultierenden differenziellen Signalverläufe sind in Abbildung 3.13 a dargestellt. Die hier gezeigten Differenzsignale wurden mit einem koaxialen Senderaufbau ermittelt und stammen aus der Differenz einer Messung eines ungestörten Messvolumens (vgl. Abbildung 3.12 a) und einer Messung eines Volumens mit integriertem Störobjekt (vgl. Abbildung 3.12 b). Die Differenzsignale zeigen somit, wie groß die Auswirkung des Hohlraums auf das Empfangssignal ist. Bei allen Messungen war das Objekt in der Höhe (y -Ausdehnung) und der Tiefe (z -Ausdehnung) konstant mittig zentriert. Bei der blauen Signalkurve befand sich das Störobjekt ganz links im Hintergrund, dann wurde es weiter in Richtung Mitte positioniert (rot), dann in der Mitte (gelb), anschließend weiter in Richtung rechter Rand (violett) und abschließend ganz rechts (grün). Die Verschiebung der Signalausschläge in x -Richtung ergibt sich durch die unterschiedlichen x -Positionen des Störobjekts. Entgegen der Erwartungen führten alle Messungen zu annähernd gleichen Amplituden, auch wenn sich das Störobjekt mittig in dem leitfähigen Hintergrund befand.

Im Kontrast zu diesen Messungen wurde der Glasbehälter mit einem Salz-Wasser-Gemisch gefüllt (ca. 10 S/m) und an derselben Position wie im vorherigen Versuch fixiert und anschließend gemessen, jedoch ohne einen leitfähigen Hintergrund (Abbildung 3.13 b).

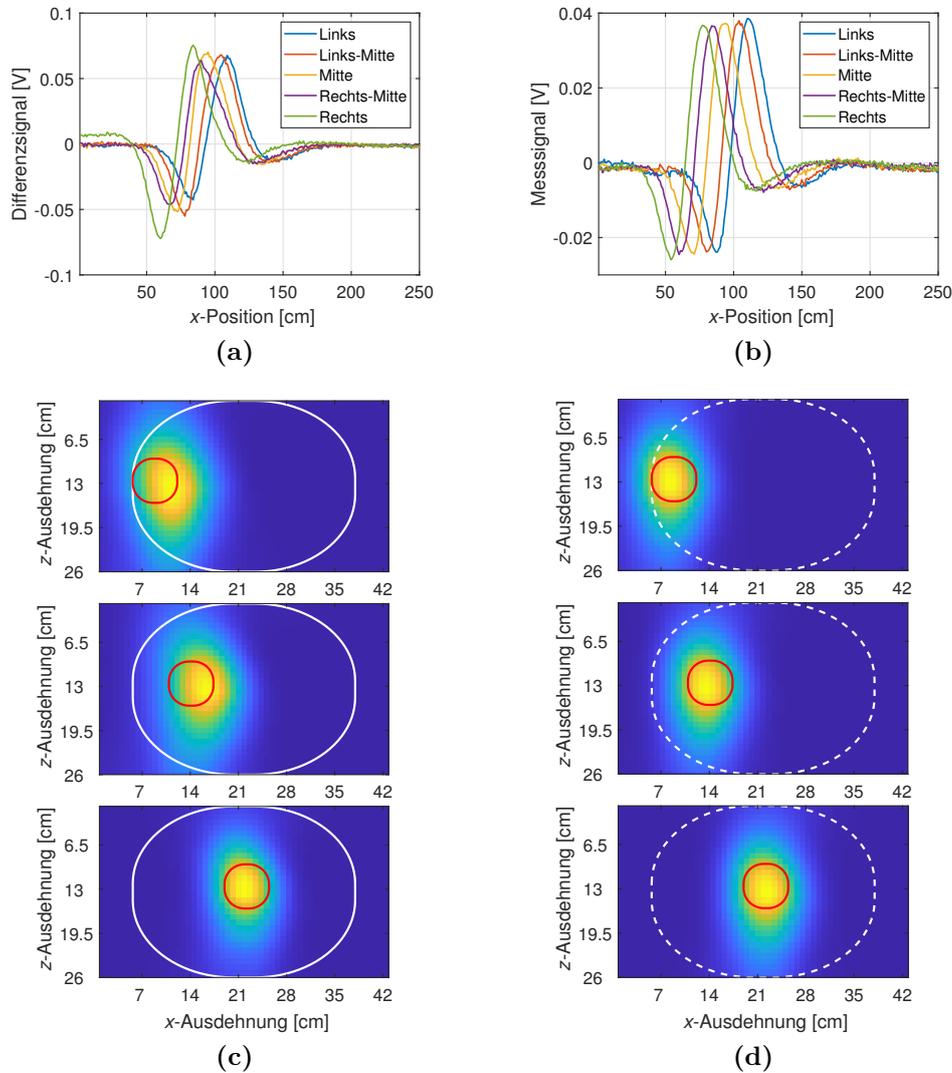


Abbildung 3.13: Messung und Rekonstruktion von schwach leitfähigen Messphantomen. (a) Differenzsignale verursacht durch einen Hohlraum (0 S/m) an verschiedenen Positionen innerhalb des Salz-Wasser-Gemisches (2,3 S/m). (b) Signale verursacht durch ein Störobjekt (10 S/m) an verschiedenen Positionen in einem nicht leitfähigen Hintergrund (0 S/m). (c) Rekonstruktion verschiedener Positionen des Hohlraumes (roter Kreis) im leitfähigen Hintergrund (weiße Kontur) anhand der Differenzsignale aus (a). (d) Rekonstruktion verschiedener Positionen des Störobjektes (roter Kreis), welches eine Leitfähigkeit von 10 S/m aufwies, anhand der Signale aus (b).

Da die Signalverlaufsform zwischen dem isolierten, leitfähigen Störobjekt (b) und dem gegensätzlichen Aufbau, bei dem sich ein Hohlraum in einem leitfähigen Hintergrund befindet (a), sehr hohe Übereinstimmungen zeigt, wird für die Rekonstruktionen weiterhin das inverse Problem mit der 2D-Methode gelöst, die auf dem Verhal-

ten isolierter, punktförmiger Objekte beruht ($H \cdot H$ -Modell). Abbildung 3.13 c zeigt drei verschiedene Hohlraumpositionen als 2D-Rekonstruktion im Querschnitt aus der Vogelperspektive. Das weiße Oval stellt den Umfang des leitfähigen Hintergrundes dar, die reale Position des Störobjektes ist mit einem roten Kreis symbolisiert. Der gelb-blaue Farbverlauf ergibt sich aus der Rekonstruktionsmethode und zeigt die ungefähre Position des Hohlraums. Dabei weist die Rekonstruktion eine geringe Verschiebung in Richtung der Mitte auf. Diese Verschiebung ist bereits in den Signalverläufen von Abbildung 3.13 a zu erkennen, die im Vergleich zu den Signalverläufen einer leitfähigen Störung ohne leitfähigen Hintergrund (Abbildung 3.13 b) leicht zur Mitte hin verschoben sind. Dahingegen sind die Rekonstruktionsergebnisse des leitfähigen Störobjektes ohne leitfähigen Hintergrund kaum zu der realen Position verschoben (Abbildung 3.13 d).

3.3.3 Signalanalyse erster Messungen am Menschen

Der entwickelte MIT-Scanner wird auch an menschlichen Lebewesen getestet, dabei dienen die Entwickler selbst als Probanden. Das Ziel ist eine erste Machbarkeitsstudie für Messungen am menschlichen Thorax unter Realbedingungen. Eine Gefährdung konnte ausgeschlossen werden, da die alltäglich über mehrere Minuten (≤ 6 min) zulässigen und als unschädlich geltenden Strahlenwerte der internationalen Strahlenschutzkommission (ICNIRP) eingehalten werden. Bei einem Scan wirkt die höchste Strahlenbelastung nur im zentralen Messbereich, dadurch kann von einer realistischen Einwirkdauer weniger als 10 s ausgegangen werden. Laut aktueller Studie der ICNIRP aus dem Jahre 2020 [96] gilt eine spezifische Absorptionsrate (SAR) von 2 W/kg bei Frequenzen zwischen 100 kHz und 6 GHz (z. B. Mobiltelefonstrahlung) im hier untersuchten Bereich des Torsos für mehrere Minuten als ungefährlich. Die maximal bereitgestellte Sender-Eingangleistung entspricht 8 W (vgl. Kapitel 3.2.2). Da etwa 20 kg der menschlichen Körpermasse dem intensiveren magnetischen Feld des Senders ausgesetzt sind, lässt sich mit der maximal bereitgestellten Leistung eine SAR von weniger als 0,5 W/kg abschätzen, was einer geringen und ungefährlichen SAR entspricht. Die ICNIRP bewertet zudem eine mittlere magnetische Feldstärke von 3,38 A/m über eine Expositions-Zeitdauer von unter 6 min bei einer Frequenz (f) von 1,45 MHz als unschädlich. Mit einer quadratischen Leiterschleife (Flächeninhalt $A = 0,0121 \text{ m}^2$) wurde die magnetische Feldstärke im Messbereich bestimmt, dabei wurde eine maximale Spannung (U) von 0,78 V (Effektivwert) im zentralen Messbereich nahe dem Sender gemessen. Mit der Gleichung (3.2) lässt sich die maximale Feldstärke (H_{max}) bestimmen [78].

$$H_{max} = \frac{U}{\omega A \mu_0} \quad (3.2)$$

$$H_{max} = \frac{0,78 \text{ V}}{2\pi \cdot 1,45 \text{ MHz} \cdot 0,0121 \text{ m}^2 \cdot \mu_0} \quad (3.3)$$

$$H_{max} = 5,63 \frac{\text{A}}{\text{m}} \quad (3.4)$$

Da diese maximale Feldstärke nur im zentralen Messbereich besteht, wird hier von einer Expositionszeit t von weniger als 10 s ausgegangen. Im quadratischen Mittel ergibt sich dadurch eine Feldstärke (H_{mittel}) von

$$H_{mittel} = \sqrt{\frac{|H_{max}^2| t}{t_{ges}}} \quad (3.5)$$

$$H_{mittel} = \sqrt{\frac{|(5,63 \frac{A}{m})^2| \cdot 10 \text{ s}}{6 \text{ min}}} \quad (3.6)$$

$$H_{mittel} = 0,42 \frac{A}{m} \quad (3.7)$$

über die vom ICNIRP vorgegebene gesamte Expositionsdauer t_{ges} von 6 min. Dieser Wert liegt weit unter der erlaubten Vorgabe von 3,38 A/m. Somit kann auch die magnetische Feldstärke im Messbereich als ungefährlich eingestuft werden und es können experimentelle Messungen gefahrlos am Menschen durchgeführt werden.

Durch erste Messungen wird ersichtlich, dass, obwohl das menschliche Gewebe bei der verwendeten Frequenz durchschnittlich eine geringere Leitfähigkeit als 1 S/m aufweist [13]–[15], ein aufrechtstehender Mensch aufgrund seiner hohen Ausdehnung in y -Richtung ein stärkeres Sekundärsignal als das zuvor verwendete Salz-Wasser-Gemisch (vgl. Abbildung 3.13) erzeugt. Die Signalausschläge nutzen aufgrund des Volumens des Körpers annähernd die gesamte lineare Skala der Empfängerschaltung. Durch die Atmung ergeben sich deutliche Leitfähigkeitsänderungen im Inneren des menschlichen Thorax; dies wird für eine erste MIT-Machbarkeitsprüfung am Menschen genutzt. Abbildung 3.14 a stellt die Messsignale eines Thorax in Inspiration (blau und grün) und Expiration (orange und rot) dar. Zur Verdeutlichung der Reproduzierbarkeit wurden insgesamt vier Messungen mit je abwechselnden Atemzuständen durchgeführt. Es zeigt sich eine deutliche Differenz zwischen dem Inspirations- und Expirationzustand und eine gute Wiederholbarkeit der Messungen, trotz der natürlichen Bewegungsartefakte einer Testperson zwischen den unterschiedlichen Messungen. Zwischen den jeweiligen Messungen lagen rund 50 s. Zudem zeigen die Messungen, dass, obwohl die äußere Form des Thorax im ausgeprägten Expirationszustand schmaler ist, die Signalamplituden größer sind, was auf eine höhere Leitfähigkeit im Inneren des Brustkorbs hinweist. Dieses Ergebnis kommt zustande, da sich im Expirationszustand leitfähige Organe und Gewebe in den sonst mit Luft gefüllten Raum der Lunge verschieben. Trotzdem ist dies derzeit noch kein eindeutiger Beweis für eine Lungenbildgebung, sondern lediglich ein Hinweis auf die mögliche Funktionalität des Scanners bei der Thorax- und Lungenuntersuchung. Aufgrund der komplexen 3D-Eigenschaften und -Verschiebungen im Inneren des Thorax scheint bereits zu diesem Zeitpunkt eine einfache 2D-Schichtmodellanalyse, wie sie bisher typischerweise in Studien angewandt wird [17], [19]–[26], [29], als nicht ausreichend.

In Abbildung 3.14 b ist der Kontrast zwischen Inspiration und Expiration als blaue Kurve dargestellt. Diese weist einen Signalpegel von insgesamt rund 390 mV auf und setzt sich sehr deutlich von der Differenz gleicher Atemzustände (rote Kurve, ca. 23 mV) ab. Unbeabsichtigte Signaländerungen zwischen Messungen gleicher

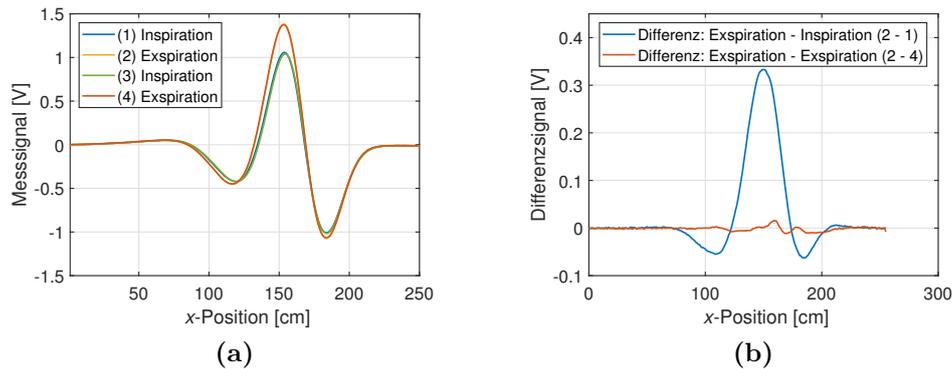


Abbildung 3.14: Messung des Thorax bei unterschiedlichen Atemzuständen. (a) Messungen eines menschlichen Thorax in Inspiration (blau und grün) und Expiration (gelb und rot), (b) Differenz zwischen unterschiedlichen Atemzuständen (blau) und Differenz gleicher Atemzustände (rot).

Atemzustände ergeben sich hauptsächlich aus Bewegungen und geringen Änderungen des Atemzustandes des Probanden; diese Änderungen werden als Bewegungsartefakte bezeichnet. Die Artefakte zeigen eine Signalungenauigkeit von rund 40 dB bei der Messung an einem Menschen. Dies wurde anhand des durchschnittlichen Signalausfalls der gemessenen Sekundärsignale (Abbildung 3.14 a, ca. 2,25 V) und den ermittelten Signaldifferenzen entstehend durch Bewegungsartefakte (Abbildung 3.14 b, rote Kurve) bestimmt. Dabei ist zu berücksichtigen, dass die beschriebenen Bewegungsartefakte aus zwei Messungen mit annähernd gleichem Atemzustand in einem Abstand von rund 1 min ermittelt wurden. Ein geringerer Einfluss und dadurch eine bessere Signalintegrität kann innerhalb eines einzigen Scans erwartet werden (>43 dB). Diese Erwartung ergibt sich aus der Tatsache, dass Bewegungsartefakte, wie Verschiebungen oder abweichende Atemzustände, bei einer schnellen Einzelmessung (10 s) weit geringer ausfallen als bei einer Differenzmessung aus zwei aufeinanderfolgenden Messungen über einen Zeitraum von über 1 min. Außerdem stand die Versuchsperson während der Messprozedur in einer aufrechten und selbststabilisierenden Haltung und wurde dabei nicht im Transportwagen fixiert. Trotz der benannten Schwächen des bisher noch unausgereiften MIT-Scanners weisen störende Bewegungsartefakte im Vergleich zu absichtlichen Leitfähigkeitsänderungen (Atmung) einen viel geringeren Einfluss auf die Messsignale aus. Dies deutet darauf hin, dass es mit einer derartigen MIT-Methode realistisch erscheint, Anomalien in oder an einem menschlichen Körper detektieren und rekonstruieren zu können.

Die Messungen der verschiedenen Atemzustände demonstrieren die Fähigkeit, intrakorporale Leitfähigkeitsanomalien zu erfassen. Des Weiteren wird eruiert, ob es möglich ist, kleinere Leitfähigkeitsänderungen anstelle des Lungenvolumens zu detektieren. Aufgrund der Schwierigkeit, intrakorporale Leitfähigkeitsänderungen im Menschen herbeizuführen, wird ein extrakorporales, leitfähiges Störobjekt an dem Brustkorb eines Probanden befestigt (Abbildung 3.15 a). Bei diesem Störobjekt handelt es sich um ein stark verfestigtes, aber noch geleeartiges Agar-Salz-Wasser-Gemisch mit einer Größe von rund 250 cm³ (ca. 300 g) und einer Leitfähigkeit von etwa 7,5 S/m. Aufgrund der geringen Leitfähigkeit der Haut und des darun-

terliegenden Fettgewebes ist nur von einer schwachen Kopplung des hinzugefügten Fremdkörpers zum induzierten Wirbelstrom im Körperinneren auszugehen. Für eine Rekonstruktion des Fremdkörpers wurden zwei Messungen, eine mit und eine ohne Agar-Objekt, durchgeführt. Das Differenzsignal dieser beiden Messungen wird für die in Abbildung 3.15 b dargestellte Rekonstruktion genutzt. Die Lokalisierung ist annähernd positionsgetreu und wurde daher weniger durch systematische Verschiebungen in x -Richtung beeinträchtigt als vorherige Messungen im Inneren eines leitfähigen Hintergrundes (vgl. Abbildung 3.13 c). Dieser Befund unterstützt die Annahme einer relativ schwachen Kopplung an das innere Wirbelstromfeld im Körper. Die Rekonstruktion zeigt, dass auch kleine Leitfähigkeitsänderungen trotz Bewegungsartefakten ausreichende Signaländerungen erzeugen. Der Nachweis einer Detektion kleiner Änderungen im Inneren eines voluminösen Körpers bleibt ausstehend.

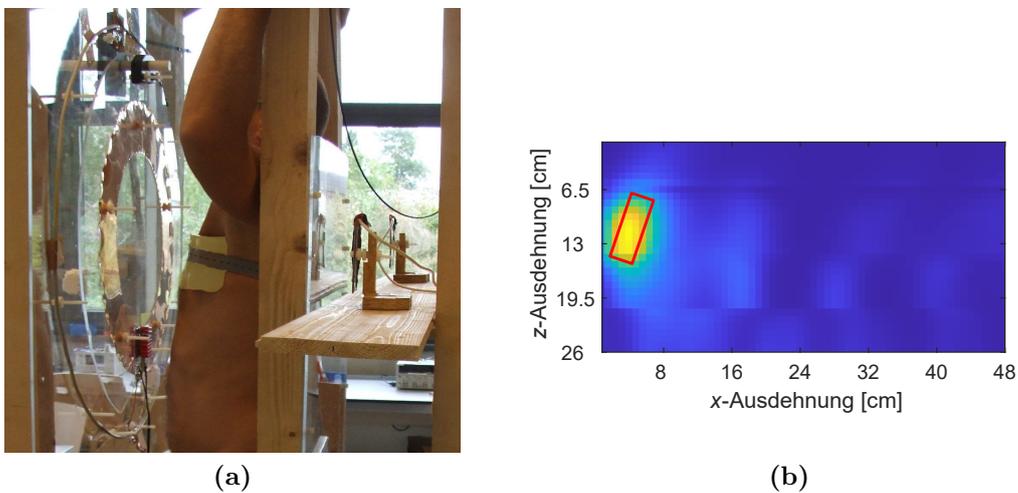


Abbildung 3.15: Messung einer zusätzlichen Leitfähigkeit am Brustkorb. (a) Testperson mit einem am Brustkorb befestigten Agar-Störobjekt (7,5 S/m) im coaxialen MIT-Aufbau. (b) Rekonstruktion der Störobjektposition, in Rot ist grob die reale Position dargestellt.

Die zuvor eigens erstellten und genutzten Messobjekte (vgl. Kapitel 3.3.2) konnten aufgrund der verwendeten Geometrie und Leitfähigkeitskontraste nicht ganz den herausfordernden Eigenschaften eines menschlichen Körpers gerecht werden und einen solchen Körper damit nur unzureichend repräsentieren. Deswegen wird für einen weiteren Versuch das in Abbildung 3.16 a dargestellte Aquarium als voluminöses Messphantom gewählt. Das sich darin befindliche Salz-Wasser-Gemisch weist eine homogen verteilte Leitfähigkeit von 0,5 S/m und ein Volumen von 33 l (49 cm \times 28 cm \times 24 cm) auf. Die gewählten Abmessungen spiegeln grob die Maße eines menschlichen Torsos wider. Als Leitfähigkeitsänderung wird das bereits zuvor in Kapitel 3.3.2 genutzte Glasgefäß mit deionisiertem Wasser als quasi Hohlraum verwendet. Bei den Messungen befindet sich der Hohlraum (0,23 l) an verschiedenen x -Positionen im Hintergrund (Abbildung 3.16 b). In y - und z -Richtung ist das Störobjekt zentral angeordnet. Dieser Ablauf ist vergleichbar zu dem in Kapitel 3.3.2 beschriebenen Versuch (vgl. Abbildung 3.13 a), nur dass das Messphantom nun weit voluminöser ist, eine geringere Leitfähigkeit aufweist und dadurch eine realistischere

Problemstellung darstellt. Das relative Volumen (RV) des Störobjektes entspricht in etwa 0,7%.

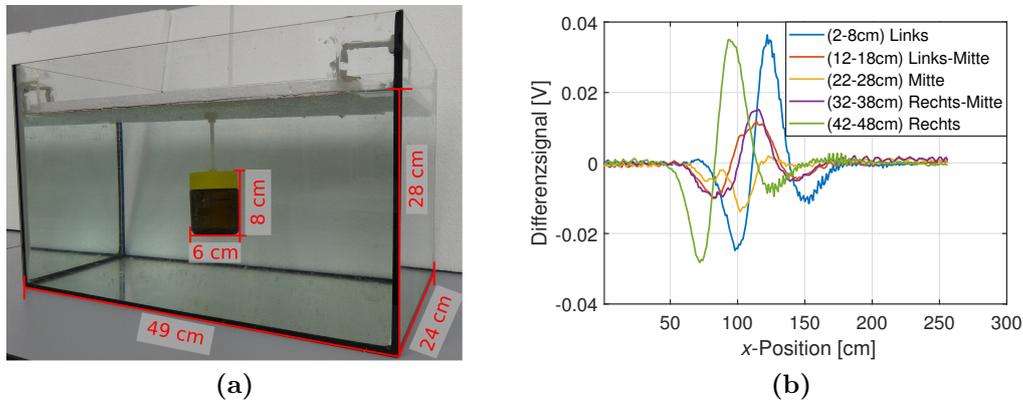


Abbildung 3.16: Messung eines torso-ähnlichen Messobjektes. (a) Das mit Salzwasser (0,5 S/m) gefüllte Aquarium dient als schwach leitfähiger Hintergrund, in dem ein Störobjekt (0 S/m) an verschiedenen Positionen, hier mittig, integriert werden kann. (b) Differenzsignale eines Störobjektes an verschiedenen x -Positionen im Volumen.

Auffällig ist, dass die Signale der oberflächennahen Störobjekte, nahe des linken und rechten Randes (blau und grün), größere Signalausläge aufweisen und diese für die zentrale Position in der Mitte (gelb) am geringsten sind. Die Messergebnisse deuten auf eine hohe oberflächennahe Empfindlichkeit und eine deutlich geringere in den zentralen Bereichen hin. Diese Signalverläufe weisen somit einen starken Kontrast zu den in Abbildung 3.13 a dargestellten Messergebnissen auf. Ursachen dafür werden im Verlauf der folgenden Zusammenfassung (Kapitel 3.4) diskutiert.

3.4 Zusammenfassung und Diskussion der ersten Validierungsphase

Es wurde ein experimenteller MIT-Scanner erarbeitet, der ein weitreichendes Anregungsfeld aufweist und groß genug ist, um biomedizinische Messphantome oder auch einen Menschen zu scannen. Zur Erfassung der Messsignale dient eine Schaltung (Kapitel 3.2.2), die das empfangene Sekundärsignal (rund. 1,5 MHz) für jede Position entlang des Messbereichs phasen- und amplitudenabhängig auf ein Gleichsignal umsetzt und anschließend digitalisiert. Das auf die Schaltung wirkende elektrische Rauschen führt zu einem SNR von rund 74 dB.

Als Erreger wurde ein koaxialer Sender entwickelt, der mit einem typisch kreisförmigen Sender verglichen wird. Der kreisförmige Sender besteht aus nur einer Leiterschleife, wohingegen der koaxiale Aufbau eine innere und eine äußere Leiterschleife aufweist, deren Erregerstrom exakt gegenphasig eingespeist wird. Zur Kompensation des erregten Primärfelds werden die Empfängerspulen gradiometrisch zu diesem

Feld ausgerichtet, sodass nur das aussagekräftige Sekundärsignal detektiert wird. Sowohl die Sender- als auch die Empfängerspulen bestehen aus einwindigen, breiten Kupferschleifen, wodurch ein niederohmiges Verhalten für die verwendeten Spulen gilt. Die erzielten niedrigen Impedanzwerte ermöglichen höhere Ströme, die dazu beitragen, die induktive Kopplung zu verstärken. Zudem werden für diese Ströme geringere Spannungen als bei einer hochohmigeren Spule benötigt, was zu geringeren elektrischen Feldern und somit auch zu einer geringeren kapazitiven Kopplung führt.

Erste Versuche mit dem experimentell umgesetzten MIT-Scanner weisen eine vielversprechende Reproduzierbarkeit von Messsignalen auf. Signalstörungen durch EMI, mechanische Vibrationen sowie Verschiebungs- oder Bewegungsartefakte sind selbst über mehrere Messungen hinweg sehr gering und für die 2D-Rekonstruktion kleiner metallischer Testobjekte nahezu unbedeutend. Das Differenzsignal zweier nacheinander durchgeführter Messungen desselben Messobjektes führt zu einem SNR von 58 dB in Bezug zu dem einzelnen Messsignal des Objektes. Weitere Messungen mit einem Lebewesen, hier eines aufrecht stehenden und nicht fixierten Menschen, zeigen ausgeprägtere Artefakte (ca. 23 mV) über zwei aufeinanderfolgende Scans (44 dB). Diese Artefakte sind jedoch weit schwächer als die Signalunterschiede der beabsichtigten Atemtätigkeit (ca. 390 mV), d. h. Leitfähigkeitsänderungen, die hauptsächlich aus dem Inneren des Brustkorbs stammen, konnten deutlich verzeichnet werden.

Zudem zeigen die simulativen und experimentellen Messergebnisse, dass ein koaxialer Senderaufbau höhere Ortsfrequenzen in Scanrichtung (x -Richtung) anregt. Dadurch werden höhere Gradienten in dieser Richtung verzeichnet, was im Vergleich zu einem typischen Aufbau mit kreisförmigen Senderspulen in einer besseren Lokalisierung resultiert. Darüber hinaus weist die Empfindlichkeitsverteilung ($H \cdot H$ -Modell) des koaxialen MIT-Aufbaus einen geringeren Gradienten in axialer Richtung (z -Richtung) auf, sodass die Unterschiede der Signalausschläge zwischen den Regionen nahe der Spulen und der Mitte des Messbereichs geringer sind, wodurch die relative Empfindlichkeit zentraler Bereiche verbessert wird. Außerdem deuteten erste Versuche mit einem ovalen, schwach leitfähigen Messphantom (2,3 S/m, vgl. Abbildung 3.12) vorerst darauf hin, dass sich auch das Differenzsignal einer Inhomogenität in diesem voluminösen Körper ähnlich zu einem punktförmigen Objekt verhält und somit auch mit dem $H \cdot H$ -Modell bestimmt werden kann (vgl. Abbildung 3.13 a).

Zur weiteren Überprüfung und Validierung der Erkenntnisse wird ein biomedizinisch realistischeres Messphantom verwendet. Einerseits entsprechen die Dimensionen grob denen eines menschlichen Torsos, andererseits ist auch die Leitfähigkeit mit 0,5 S/m im durchschnittlichen Bereich der Leitfähigkeit von biologischem Gewebe. Als Objekt wird ein mit Salzwasser gefülltes Aquarium verwendet. Die dabei erzielten Messergebnisse (vgl. Abbildung 3.16 b) zeigen geringere Signalausschläge in den zentralen Bereichen und weichen deutlich von den Signalen eines punktförmigen und stark leitfähigen Objekts ($H \cdot H$ -Modell) ab. Die Ursache dafür ist, dass sich die durch den Hohlraum verursachte Wirbelstromänderung in dem gesamten voluminösen Aquarium ausbreitet, sodass eine punktförmige, isolierte Betrachtung, wie es bei dem $H \cdot H$ -Modell der Fall ist, nicht mehr ausreicht. Für diese komplexen

Wirbelstromverteilungen muss das in Kapitel 2.2 beschriebene $A \cdot J$ -Modell verwendet werden. Dass in Kapitel 3.3.2 trotz des leitfähigen Volumens das $H \cdot H$ -Modell ausreichend ist, sodass sowohl oberflächennahe Signale als auch die Signale aus dem Zentrum des Messphantoms gleich große Ausschläge aufweisen, hat mehrere Ursachen: Das gesamte Modell ist verhältnismäßig flach (y -Richtung) im Vergleich zu einem realen Torso; der Hintergrund hat eine Leitfähigkeit von 2,3 S/m, wodurch nicht grundsätzlich von einer schwachen Kopplung ausgegangen werden kann ($\delta = 38$ cm, vgl. Kapitel 2.1). Zusätzlich wird ein Störobjekt mit fest montierter Halterung genutzt (vgl. Abbildung 3.12 a, Kunststoff-Gewindestangen), dabei sorgt die Halterung für eine Irritation des Wirbelstromverlaufes nahe der styroporbedeckten Oberfläche und hat somit einen großen Einfluss auf das Sekundärsignal. Im Gegensatz dazu wird bei dem gezeigten Aquariaufbau bereits für die Leermessung die Halterung positioniert, sodass bei der Differenzmessung mit einem Störobjekt nur noch das Änderungsvolumen des Hohlraums ausschlaggebend für die Wirbelstromänderung ist.

Messungen mit diesem realistischeren Aufbau weisen geringere Signalaus schläge für zentrale Leitfähigkeitsänderungen auf und spiegeln die Erkenntnisse vorheriger Studien anderer Forschungsgruppen [11], [18], [19], [56]–[59] ansatzweise wider. Im Gegensatz zu diesen Studien ist die CAS jedoch nicht verschwindend gering, wodurch sich das Signal der zentralen Störposition (vgl. Abbildung 3.16 b, gelber Signalverlauf) deutlich vom Rauschen abhebt. Die koaxiale Sendergeometrie sorgt somit bereits für einen Empfindlichkeitsanstieg in den zentralen Bereichen. Warum es prinzipiell zu einer geringen CAS kommt und wie eine Sendergeometrie noch gezielter angepasst werden kann, sodass sich eine möglichst hohe CAS im Inneren voluminöser Objekte ergibt, wird im weiteren Verlauf dieser Arbeit untersucht.

4 Simulative Weiterentwicklung von Sender- und Empfängergeometrien

Wie bereits in der Einleitung beschrieben (vgl. Kapitel 1.3), ist eines der Ziele dieser Forschungsarbeit die Verstärkung der CAS eines schwach leitfähigen Volumens. Dadurch soll die Detektion und Rekonstruktion von Inhomogenitäten in den bisher nur schlecht zugänglichen zentralen Bereichen ermöglicht werden.

Bei bislang veröffentlichten Studien war die Empfindlichkeitsverteilung nahe der Oberfläche hoch im Gegensatz zu den nahezu verschwindend geringen Empfindlichkeiten in den zentralen Bereichen [11], [18], [19], [56]–[59]. Diese Erkenntnis bestätigte sich ansatzweise anhand der Messungen aus Abbildung 3.16, wobei hier bereits aufgrund gezielt destruktiver Interferenz eine leicht erhöhte CAS vorlag. Erste Einschätzungen oder Begründungen anderer Forschungsgruppen wurden bereits im Jahre 2002 beschrieben; als Ursache für diese geringe Empfindlichkeit in den zentralen Bereichen wurde eine ungünstige Wirbelstromverteilung im Objekt genannt [57]. Die Annahme, dass die Signale und damit auch die Empfindlichkeiten in direktem Zusammenhang mit der Wirbelstromverteilung stehen, ist somit bereits vor rund 20 Jahren diskutiert worden und lässt sich zudem aus der Gleichung (2.38) zur Berechnung des Signals erschließen. Dennoch gab es bislang keine Untersuchungen, um die voraussichtlich entscheidende Wirbelstromverteilung näher zu betrachten oder zu optimieren. Diese Forschungslücke wird in der hier vorliegenden Arbeit genauer untersucht, mit der Anstrengung eine günstigere Wirbelstromverteilung und somit eine verbesserte Empfindlichkeit (Q) und vor allem eine verbesserte CAS im Objekt zu erreichen.

Um ein grundlegendes Verständnis für die Wirbelstromverteilung in leitfähigen Objekten zu erlangen, wird vorerst der 2D-Fall betrachtet, da damit anschaulich eine gedanklich nachvollziehbare Stromverteilung im Objekt darstellbar ist. Dabei bewegt sich ein hochkant ausgerichtetes, flaches Objekt, ähnlich einem Blatt Papier, durch den Messbereich zwischen Erreger- und Empfängerspule hindurch. Ein vollständiges Messsignal besteht wie zuvor aus 256 Werten, allerdings werden die wesentlichen Signalveränderungen im mittleren Messbereich erzielt. Aus diesem Grund werden die im weiteren Verlauf dieser Arbeit dargestellten Messsignalkurven nur noch aus diesen rund 200 Werten und nicht aus den gesamten 256 Werten bestehen. Zudem wird das empfangene Sekundärsignal (Gesamt signal) in den folgenden Simulationen auf 3 V normiert, da dies einerseits durch ein angepasstes Sendersignal technisch umgesetzt werden kann und es zudem die Vergleichbarkeit von Messsignalen aus verschiedenen Sendergeometrien vereinfacht. Die scheinbar trivialen 2D-Berechnungen, bei denen

nur zwei repräsentative Störobjekt-Positionen betrachtet werden, zeigen das Verbesserungspotenzial andersartiger Sendergeometrien deutlich auf.

Anschließend wird geprüft, ob die durch 2D-Modelle gewonnene Erkenntnisse auch auf 3D-Modelle übertragen werden können. Dafür bewegt sich ein Quader, der eine homogene Leitfähigkeitsverteilung aufweist, durch den Messbereich. In diesem Quader wird ein nicht leitender Hohlraum an festgelegten, charakteristischen Positionen definiert. Die Abmessungen des simulierten Quaders entsprechen den Abmessungen des zuvor experimentell verwendeten, voluminösen Messobjektes (Aquarium, vgl. Abbildung 3.16), d. h. die Abmessungen des berechneten Körpers sind repräsentativ für eine biomedizinische Anwendung und entsprechen näherungsweise einem menschlichen Torso.

Zudem wird die gesamte Empfindlichkeitsverteilung der horizontalen Mittelebene eines 3D-Objektes berechnet und dargestellt. Dabei werden alle Positionen in dieser Ebene betrachtet anstatt nur einige charakteristische Positionen innerhalb der Querschnittsebene. Diese Empfindlichkeitskartierung ermöglicht einen aufschlussreichen Vergleich zwischen den verschiedenen Sendergeometrien.

Bei dem in diesem Kapitel dargestellten Vorgehen wird vorerst der Wirbelstrom, der durch eine typischerweise eingesetzte kreisförmige Senderspule induziert wird, in 2D- und 3D-Objekten simuliert und analysiert. Im Anschluss werden weitere Sendergeometrien bezüglich ihrer erzeugten Wirbelströme untersucht. Dabei soll explizit in den zentralen Bereichen des Objektes eine höhere Wirbelstromdichte in Relation zu den oberflächennahen Wirbelstromdichten erzielt werden, um Signaländerungen in diesen Bereichen besser detektieren zu können (bessere CAS).

Als Grundlage für diese theoretisch simulative Betrachtung der Wirbelstrom- und Empfindlichkeitsverteilungen im Messobjekt dient ein eigener, bereits einschlägig veröffentlichter Artikel [60]. Dabei ist zu beachten, dass in dieser Promotionsarbeit die berechneten Empfindlichkeiten die Volumengröße der Leitfähigkeitsänderungen miteinbeziehen (vgl. Gleichung (2.50)). Dies wurde in der vorherigen Veröffentlichung [60] nicht miteinbezogen, aus diesem Grund unterscheiden sich die hier berechneten Empfindlichkeitswerte von den zuvor veröffentlichten Werten, die grundlegende Aussagekraft bleibt aber bestehen.

4.1 Simulative Untersuchung einer kreisförmigen Sendergeometrie

Für die simulative Analyse zur Verbesserung der CAS wird eine typisch kreisförmige Sender- und Empfängergeometrie betrachtet (Abbildung 4.1). Der Aufbau besteht aus einer großen Senderspule (Durchmesser 45 cm) mit weiter Reichweite und einer kleineren Empfangsspule (Durchmesser 10 cm) in gradiometrischer Ausrichtung. Beim Aufbau mit einem flachen 2D-Objekt beträgt der axiale Abstand (z -Abstand)

zwischen den beiden Spulen 20 cm. Eine zum Sender parallel ausgerichtete Empfängerspule wird hier nicht berücksichtigt, da dies einerseits zu einer noch niedrigeren CAS führt (siehe Anhang A.4) und andererseits der Primärfluss durch die Empfängerschleife bei praktischen Messungen nicht kompensiert werden würde und dadurch die informativen Änderungen des viel schwächeren Sekundärfelds nicht mehr detektierbar wären. Eine Senderspule mit einem kleineren Querschnitt, wie es typischerweise bei MIT-Anordnungen verwendet wird, würde das Ergebnis kaum verändern, da sich die Felder dieser Spule über eine Entfernung von 10 cm in z -Richtung aufweiten, was letztlich zu sehr ähnlichen Ergebnissen führen würde.

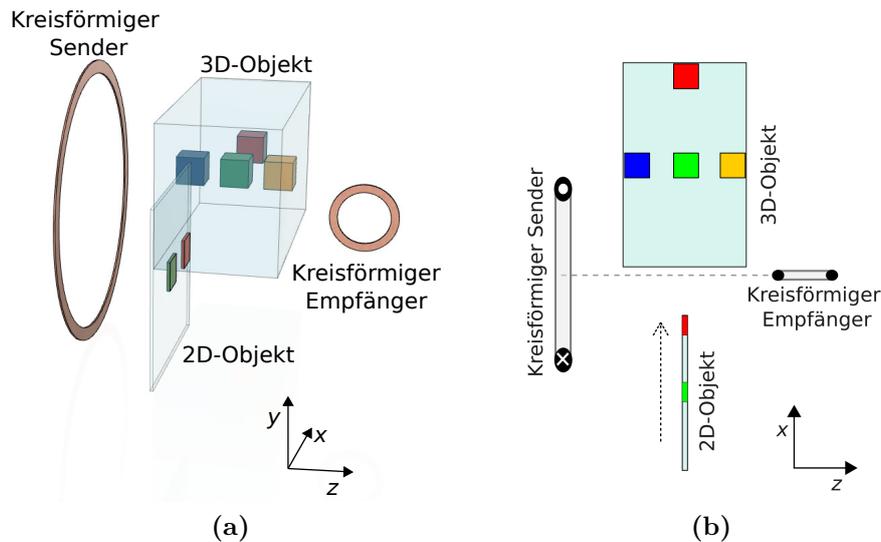


Abbildung 4.1: Kreisförmiger Sender- und Empfängeraufbau. Dargestellt ist in (a) die 3D-Ansicht und in (b) die Vogelperspektive der MIT-Anordnungen. Ein 2D- oder ein 3D-Objekt bewegt sich bei einem Scan-Vorgang in Richtung des gestrichelten Pfeils (x -Richtung) durch den gesamten Messbereich.

Für eine anschauliche Darstellung wird zuerst die Wirbelstromverteilung in einem leitfähigen 2D-Objekt mit einer Höhe und Breite von jeweils 40 cm betrachtet. Dabei wird eine homogene Leitfähigkeitsverteilung (0,5 S/m) im gesamten Objekt angenommen. Ausnahmen ergeben sich nur für die eingebrachten Störungen (0 S/m). Das 2D-Objekt bewegt sich während eines Messvorgangs in x -Richtung durch den Messbereich zwischen Sender und Empfänger hindurch. Dabei wird aufgrund des Primärfeldes des Senders ein Wirbelstrom in das Objekt induziert. Diese in das 2D-Objekt induzierte Wirbelstromverteilung wird in Abbildung 4.2 a dargestellt. Die blauen Pfeile repräsentieren die Stärke und Richtung des induzierten Stroms. Die Darstellung entspricht der Blickrichtung des Empfängers. Das Objekt wandert in x -Richtung vor der kreisförmigen Senderspule vorbei. Die rot eingezeichneten Pfeile auf der Senderspule deuten die betrachtete Stromrichtung an. Die drei Darstellungen zeigen das Objekt in verschiedenen x -Positionen (A, B und C) vor dem Sender. Die Bereiche, in denen kein Wirbelstrom fließt, sind mit Z (Zero) gekennzeichnet. Lokale Leitfähigkeitslücken (Störungen) werden in das 2D-Objekt am seitlichen Rand (rotes Quadrat) und in der Mitte (grünes Quadrat) eingebracht. Dies führt zu unterschiedlichen Signalamplituden (rote und grüne Signalkurve Abbildung 4.2 b) in

Bezug auf ein ungestörtes Objekt ohne Leitfähigkeitsänderungen. Das vom Objekt verursachte gesamte Sekundärsignal ist schwarz gestrichelt dargestellt.

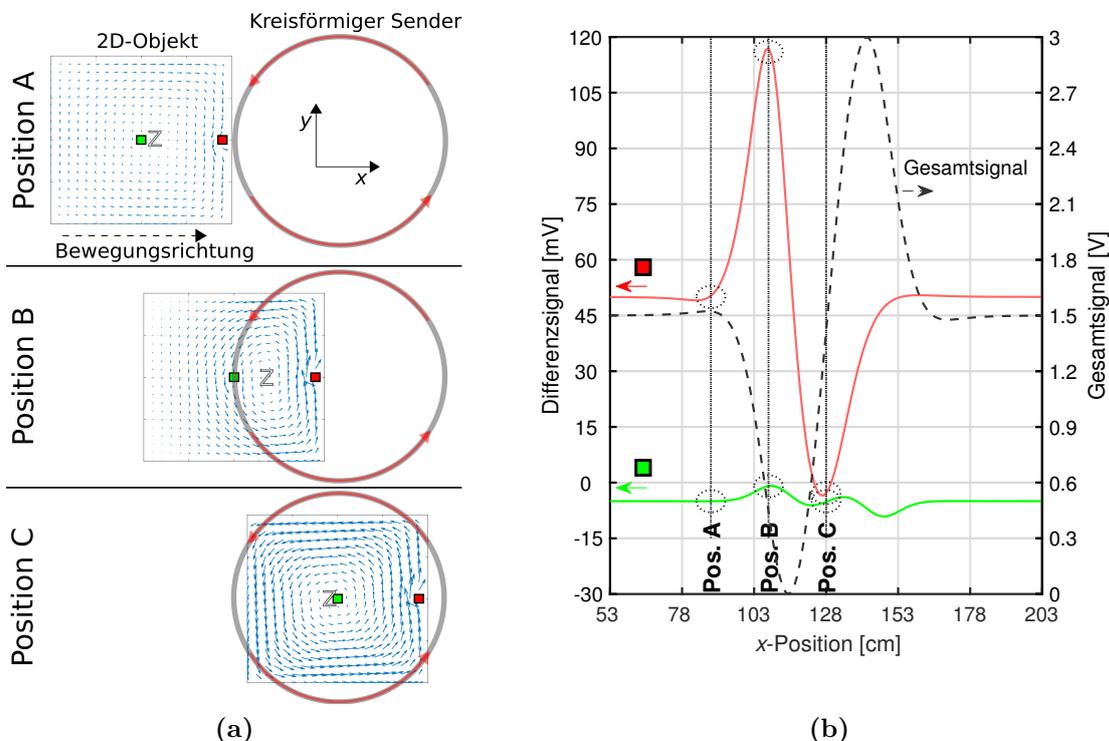


Abbildung 4.2: Strom- und Signalverhalten eines 2D-Objektes, angeregt durch eine kreisförmige Spulengeometrie (vgl. Abbildung 4.1). (a) Perspektive aus Sicht des Empfängers. Ein 2D-Objekt mit lokalen Störobjekten (grünes und rotes Quadrat) bewegt sich vor einen kreisförmigen Erreger. Blaue Pfeile repräsentieren die Stromrichtung und -intensität. Es sind nur drei signifikante x -Positionen (A, B und C) dargestellt. (b) Gesamtsignale (gepunktete schwarze Linie) und Differenzsignale für einen Hohlraum in der Mitte (grüne Linie) und für einen Hohlraum am Rand (rote Linie).

Für die Positionen A und C sind die Stromdichten im mittleren Bereich sehr gering oder sogar gleich Null; die stärksten Ströme fließen entlang der Ränder (Oberfläche) des Objektes. Die sich daraus ergebenden Differenzsignale sind für eine Störung am Rand (rote Linie) somit deutlich stärker (≈ 15 -mal) als für eine Störung in der Mitte (grüne Linie). Dadurch ist auch die Empfindlichkeit an der Randposition viel höher als die der CAS (Tabelle 4.1).

Die in Abbildung 4.2, Position C, dargestellte hohe Wirbelstromdichte entlang des Umfangs weist eine O -förmige Wirbelstromverteilung auf und wird in dieser Arbeit als O -Mode bezeichnet. Mit maximalen Stromdichten entlang der Ränder ist diese die dominante Lösung (relativ stark) und hat nur einen Nullbereich (Z), bzw. stromlosen Wirbelkern, nahe oder direkt in der Mitte des 2D-Objektes; der Wirbelkern kann nicht an den Rändern auftreten. Dieses Verhalten führt typischerweise zu einer schlechten CAS. Nur wenn sich das Objekt mittig vor einer der Senderringhälften befindet (Position B), wird in der Mitte ein deutlicher Wirbelstrom induziert.

Tabelle 4.1: Darstellung der wichtigsten Messergebnisse aus Abbildung 4.2 (2D-Objekt).

Diff.-Signal Rand	Diff.-Signal Mitte	Empfindlichkeit ¹ Rand	Empfindlichkeit ¹ Mitte (CAS)
120 mVpp	8,23 mVpp	64	4,4

¹ Die Empfindlichkeit wurde entsprechend Formel 2.50 berechnet.

Dies wird auch anhand des Signalverlaufs ersichtlich, da der stärkste Signalausschlag (Maxima in Abbildung 4.2, grüne Signalkurve) bei der im Graph markierten Position B liegt. Dies wiederholt sich, wenn sich das Objekt weiter in x -Richtung bewegt und sich vor der rechten Senderringhälfte (x -Position etwa 145) befindet; dann wird ein Signalausschlag in entgegengesetzter Richtung (Minima) verursacht. Der rote Signalverlauf einer am Rand positionierten Störung weist sowohl an Position B als auch an C einen sehr starken Ausschlag auf, da bei beiden Varianten die Wirbelstromdichte am Rand besonders hoch ist. Position C spiegelt einen typisch zirkularen MIT-Aufbau wider, bei dem sich das Messobjekt mittig vor den Sender-Zylinderspulen befindet. Anhand von Position C wird somit sehr deutlich, warum bisherige MIT-Rekonstruktionen-Versuche (vgl. Kapitel 1.2.2) hauptsächlich oberflächennahe Störobjekte erkennen und keine Störobjekte im Innersten eines Volumens.

Nach den ersten Erkenntnissen des Wirbelstromverhaltens in einem 2D-Objekt wird folgend ein 3D-Objekt mit den Maßen $50\text{ cm} \times 28\text{ cm} \times 24\text{ cm}$ als Messobjekt betrachtet. In diesem 3D-Objekt wird ebenfalls, wie auch bei der 2D-Betrachtung, eine homogen verteilte Leitfähigkeit von $0,5\text{ S/m}$ im gesamten Objekt angenommen. In diesen homogenen Hintergrund werden kleine ($6\text{ cm} \times 6\text{ cm} \times 6\text{ cm}$), nicht leitende Hohlräume an bestimmten charakteristischen Positionen eingebracht (Abbildung 4.3): die Position des Volumenmittelpunkts (grün); an der rechten Seite (rot); oberflächennah in Richtung des Senders (blau) und oberflächennah in Richtung des Empfängers (orange).

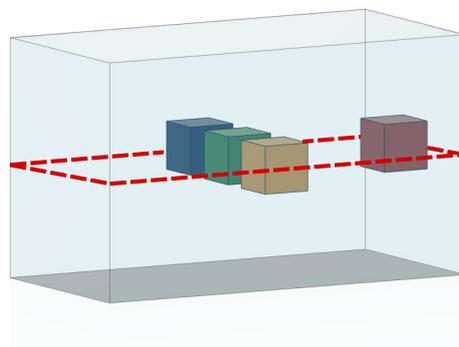


Abbildung 4.3: Quader als 3D-Messobjekt. Die eingebrachten Störungen sind aufgrund der verschiedenen Positionen in verschiedenen Farben dargestellt. Zudem ist die im Folgenden betrachtete horizontale Mittelebene am Rand rot gestrichelt markiert.

Da eine anschauliche 3D-Visualisierung der Wirbelstromverläufe im Objekt praktisch nicht umsetzbar ist, wird im Folgenden nur die Wirbelstromdichteverteilung in der horizontalen Mittelebene (Abbildung 4.3, rot gestrichelt) des Quaders dargestellt. Aufgrund der vertikalen Symmetrie entlang der horizontalen Mittelebene gibt es keine x - oder z -Komponenten der Wirbelströme in dieser Ebene. Die verbleibenden y -Komponenten der Wirbelströme werden als farbkodierte Intensitäten dargestellt (Abbildung 4.4 a). Dunkelblaue Bereiche stellen geringe und rote Bereiche stellen hohe Wirbelstromdichten dar. Die Vorzeichen werden mit den Stromrichtungssymbolen (\times und \circ) dargestellt. Das Z markiert wie zuvor Bereiche, in denen die Wirbelstromdichte nahezu Null ist. Im 3D-Bereich entspricht dies allerdings nicht nur einem punktuellen Wirbelkern (Z-Punkt), sondern einem linienförmigen Wirbelkern (Z-Linie, weiße Linie), der sich durch die Ebene erstreckt. Im Gegensatz zu der 2D-Betrachtung ist der Aufbau im Querschnitt aus der Vogelperspektive dargestellt. Das Objekt bewegt sich wie zuvor in x -Richtung durch den Messbereich und ist in drei unterschiedlichen Positionen (A, B und C) dargestellt. Der Abstand zwischen Sender und Empfänger beträgt 40 cm, da das 3D-Objekt eine Ausdehnung in der z -Richtung aufweist.

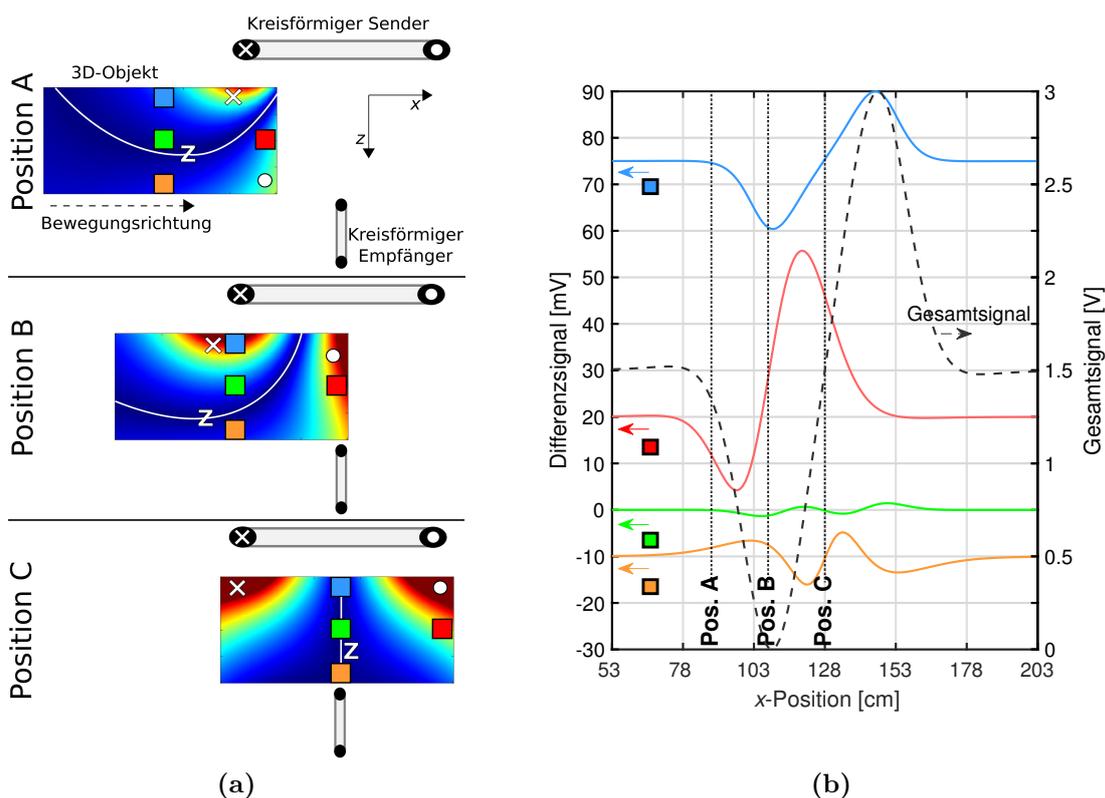


Abbildung 4.4: Strom- und Signalverhalten eines 3D-Objektes, angeregt durch eine kreisförmige Spulengeometrie (vgl. Abbildungen 4.1). (a) Wirbelstromdichteverteilung in der horizontalen Mittelebene eines Volumens, welches sich vor den Sender bewegt. Dargestellt sind drei x -Positionen (A, B und C). Lokale Hohlräume an vier charakteristischen Positionen innerhalb des Volumens (blaue, grüne, orange und rote Quadrate) werden analysiert. Die weißen Z-Linien visualisieren die Nulldurchgänge bzw. den Wirbelkern. (b) Gesamtsignal (schwarz gestrichelt) und Differenzsignale (blaue, grüne, orange und rote Linien) für die vier Hohlräume.

In Abbildung 4.4 b werden die Differenzsignale (blau, rot, grün und orange) der jeweiligen Inhomogenitäten dargestellt. Die Farben sind entsprechend der dazugehörigen Hohlräume gewählt. Zudem ist das auf 3 V normierte Gesamtsignal schwarz gestrichelt dargestellt. Wie zuvor in der 2D-Betrachtung ist auch bei der 3D-Betrachtung zu verzeichnen, dass die Wirbelstromdichte in den zentralen Bereichen sehr gering ist, vor allem bei Position A und C. Dies wird auch anhand der Signalkurven ersichtlich, die relative Amplitude einer zentralen Inhomogenität (grün) entspricht weniger als 0,1 % des Gesamtsignals (Tabelle 4.2) und würde somit selbst bei einem guten SNR (60 dB) leicht überdeckt. Am empfindlichsten reagiert das grüne Signal aus der Mitte an Position B (größter Ausschlag), wie es auch zuvor bei der 2D-Betrachtung der Fall war. Somit ist das größte Signal aus der Mitte zu erwarten, wenn sich das Objekt mittig vor einem der Leiter der kreisförmigen Senderspule befindet.

Tabelle 4.2: Darstellung der wichtigsten Messergebnisse aus Abbildung 4.4 (3D-Objekt).

Diff.-Signal Rand	Diff.-Signal Mitte	Empfindlichkeit ¹ Rand	Empfindlichkeit ¹ Mitte (CAS)
51,5 mVpp	2,7 mVpp	2,61	0,14

¹ Die Empfindlichkeit wurde entsprechend Formel 2.50 berechnet.

Für eine bessere Vergleichbarkeit zwischen verschiedenen MIT-Systemen wird in Abbildung 4.5 die Empfindlichkeitsverteilung des gesamten Quaders im Querschnitt dargestellt. Entlang der Spulenchse (x -Position = 25) zeigt sich eine verschwindend geringe Empfindlichkeit, die sich in den zentralen Bereichen ausbreitet. Nur an dem rechten und linken Rand sind hohe Empfindlichkeiten zu verzeichnen. Dies spiegelt die bekannte ungünstige Empfindlichkeitsverteilung bei MIT-Systemen wider [11], [18], [19], [56]–[59], welche bereits in Kapitel 1.2.2 beschrieben wurde.

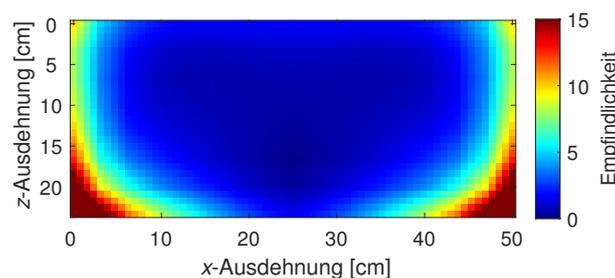


Abbildung 4.5: Empfindlichkeitskarte des MIT-Aufbaus mit kreisförmigen Spulen. Die Farben spiegeln die Empfindlichkeit und somit die Verstärkung zwischen RS und RV wider.

Bei allen bekannten, bisher veröffentlichten Studien wurden entweder kreisförmige oder quadratische Senderspulen verwendet, die aufgrund ihrer Geometrie in leitfähigen Objekten ein kreisförmiges Wirbelstromverhalten anregen. Dadurch ergeben sich vor allem im Zentrum sehr geringe Empfindlichkeiten. Aus diesem Grund musste bei bisherigen MIT-Studien für Rekonstruktionen auf oberflächennahe Störobjekte,

sehr starke Leitfähigkeitskontraste oder quasi 2D-Aufbauten zurückgegriffen werden (vgl. Kapitel 1.2.2).

Wie in diesem Kapitel dargelegt, bestätigt sich beim simulierten Versuchsaufbau mit kreisförmigen Spulen, dass die CAS gering ist. Anhand der Untersuchung wird ersichtlich, dass die Ursache der nahezu nicht vorhandene Wirbelstrom in diesen Bereichen ist (vgl. Abbildung 4.2 und 4.4). Schließlich kann ohne einen Wirbelstrom kein Sekundärfeld angeregt und somit auch keine Änderung aus diesen Bereichen detektiert werden. Dennoch konnte auch festgestellt werden, dass sich geringe Ströme in den zentralen Bereichen ausbreiten, wenn sich das Objekt zentral vor einem der Leiter der Kreisspule befindet. Aus diesem Grund wird im nachfolgenden Kapitel (Kapitel 4.2) genau diese Anregung mit einem vertikal ausgerichteten Leiter untersucht.

4.2 Simulative Untersuchung eines geraden Leiters als Sender

In diesem Kapitel wird sowohl die kreisförmige Sender- als auch Empfängerspule durch einen vertikalen Leiter als Sender und Empfänger ersetzt (Abbildung 4.6). Ansonsten werden dieselben Simulationen zur Untersuchung der 2D- und 3D-Wirbelstromverteilung und der Empfindlichkeitsverteilung im Objekt angewandt. Dadurch sollen Rückschlüsse auf eine geeignetere Sendergeometrie erlangt werden. Der Abstand zwischen Sender und Empfänger beträgt 20 cm, wie bereits im vorherigen Kapitel 4.1. Beide Linienleiter haben eine Länge von 50 cm.

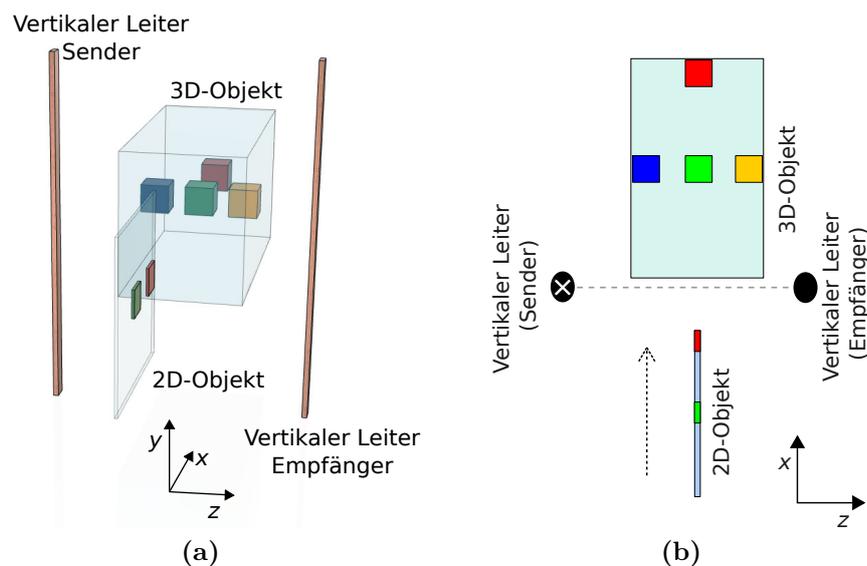


Abbildung 4.6: Vertikaler Leiter als Sender und Empfänger. Dargestellt ist in (a) die 3D-Ansicht und in (b) die Vogelperspektive der MIT-Anordnung. Ein 2D- oder ein 3D-Objekt bewegt sich bei einem Scanvorgang in Richtung des gestrichelten Pfeils (x -Richtung) durch den gesamten Messbereich.

Abbildung 4.7 a stellt die 2D-Wirbelstromverläufe im flachen Objekt dar. Bei den Objektpositionen A und B breiten sich die Ströme wieder kreisförmig und vorwiegend entlang der Oberfläche des Objekts aus (*O*-Mode).

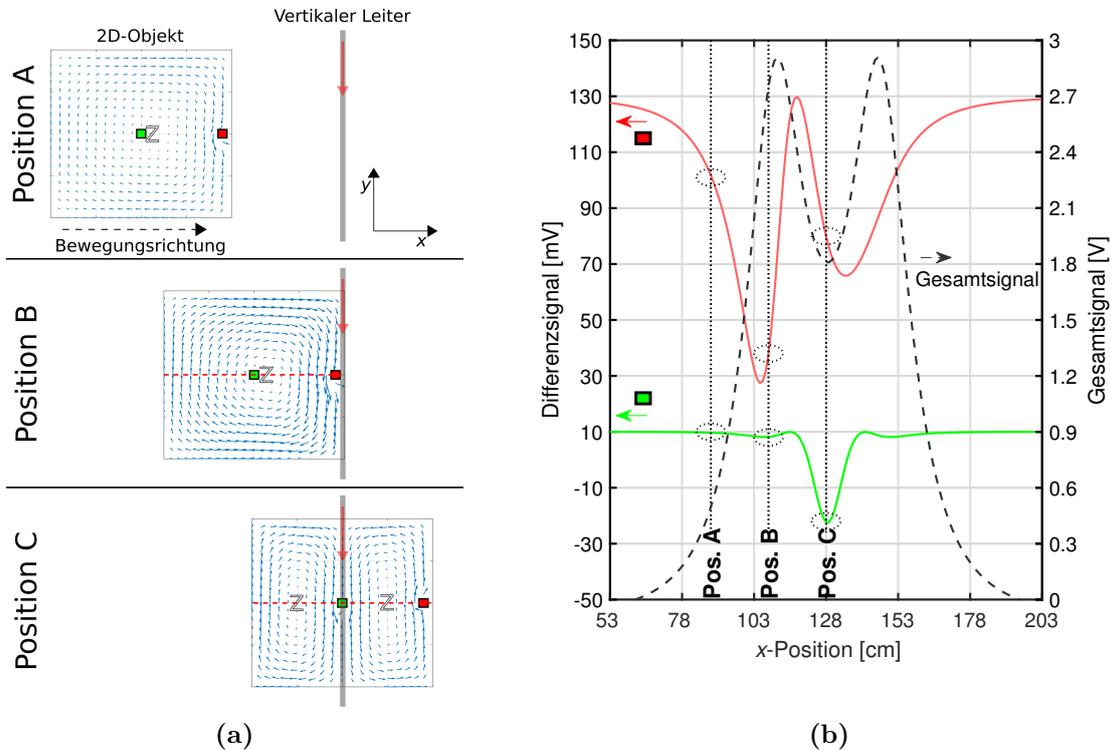


Abbildung 4.7: Strom- und Signalverhalten eines 2D-Objektes, angeregt durch einen vertikalen Leiter (vgl. Abbildung 4.6). (a) Perspektive aus Sicht des Empfängers. 2D-Objekt mit lokalen Hohlräumen (grünes und rotes Quadrat) bewegt sich vor den Sender. Blaue Pfeile repräsentieren die Stromrichtung und -intensität. Es sind nur drei signifikante x -Positionen (A, B und C) dargestellt. (b) Gesamtsignale (gepunktete schwarze Linie) und Differenzsignale für einen Hohlraum in der Mitte (grüne Linie) und für einen Hohlraum am Rand (rote Linie).

Jedoch ist in Position C ein deutlicher Unterschied zu dieser ungünstigen Verteilung zu verzeichnen. Die Wirbelströme in Position C werden aufgrund des Leiters auch in den zentralen Bereichen angeregt und eine Φ -förmige Wirbelstromverteilung (Φ -Mode) wird durch die symmetrische Positionierung des Objekts vor dem Sender erzwungen. Der Signalverlauf einer mittig eingebrachten Störung (Abbildung 4.7 b, grüne Kurve) weist an Position C aufgrund der zentralen Ströme eine deutliche Amplitude auf, die zudem nur noch etwa 3 mal kleiner als die maximale Amplitude einer oberflächennahen Störung ist (vgl. Tabelle 4.3). Aufgrund der günstigeren Wirbelstromverteilung in den zentralen Bereichen verstärkt der Φ -Mode die CAS (Tabelle 4.3) im Vergleich zu einem Aufbau mit kreisförmigen Leiterschleifen (vgl. Tabelle 4.1) um etwa Faktor 4.

Die Wirbelstromamplituden des *O*-Mode entlang der Mittellinie (Abbildung 4.7 a, Position B, rot gestrichelt) weist nur eine Nullstelle in der Mitte auf und ähnelt der

halben Periodenlänge (π) eines cosinusförmigen Signalverlaufs. Im Vergleich dazu erzeugt der Φ -Mode zwei Nullstellen und ähnelt entlang der Mittellinie (Position C, rot gestrichelt) einer kompletten Periode (2π) eines cosinusförmigen Verlaufs. Der Φ -Mode weist somit die doppelte Ortsfrequenz in x -Richtung auf.

Tabelle 4.3: Darstellung der wichtigsten Messergebnisse aus Abbildung 4.7 (2D-Objekt).

Diff.-Signal Rand	Diff.-Signal Mitte	Empfindlichkeit¹ Rand	Empfindlichkeit¹ Mitte (CAS)
102 mVpp	32,3 mVpp	54,4	17,2

¹ Die Empfindlichkeit wurde entsprechend Formel 2.50 berechnet.

Aufgrund der Linearität der angeregten Wirbelstromdichten lässt sich im Wesentlichen feststellen, dass durch eine deutliche Unterdrückung bestimmter niedriger Ortsfrequenzen im Anregungsfeld die ungünstige aber typischerweise dominante O -Mode für jede Scanposition x unterdrückt werden könnte. Dementsprechend kann der O -Mode durch destruktive Interferenz eliminiert werden und das Primärfeld würde ausschließlich Wirbelstromfelder mit mehr als einer Nullstelle im Objekt anregen. Aufgrund der gegensinnigen Wirbelstromfelder verdrängen sich die Wirbelstromkerne quasi gegenseitig, dadurch kommt es zu einer relativen Zunahme der Wirbelstromdichte für den zentralen Bereich.

Die anschließende Betrachtung der Wirbelstromverteilung in einem 3D-Messobjekt (Abbildung 4.8 a) zeigt, dass sich der vorteilhafte Φ -Mode bei der symmetrischen x -Position (Position C) nicht durch die gesamte Tiefe des Messobjektes fortsetzt. Stattdessen überwiegt bei allen Positionen (A, B und C) ein einziger Nullbereich in der mittleren Region. Die relative Signalamplitude aus den zentralen Bereichen (Abbildung 4.8 b, grüne Signalkurve) ist weiterhin sehr gering und beträgt nur etwa 0,3% des Gesamtsignals (Tabelle 4.4).

Tabelle 4.4: Darstellung der wichtigsten Messergebnisse aus Abbildung 4.8 (3D-Objekt).

Diff.-Signal Rand	Diff.-Signal Mitte	Empfindlichkeit¹ Rand	Empfindlichkeit¹ Mitte (CAS)
37 mVpp	8 mVpp	1,92	0,41

¹ Die Empfindlichkeit wurde entsprechend Formel 2.50 berechnet.

Die Empfindlichkeitsverteilung des MIT-Systems mit zwei vertikalen Leiterstreifen ist in Abbildung 4.9 dargestellt. Das System weist in der mittleren Tiefenebene (z -Ausdehnung 7 bis 17 cm) eine sehr geringe Empfindlichkeit auf.

Bei dem in diesem Kapitel untersuchten Aufbau mit vertikalen Leitern zeigt sich bei der 2D-Betrachtung, dass eine günstige Wirbelstromverteilung (Φ -Mode) die Empfindlichkeit in den zentralen Bereichen anheben kann. Jedoch setzt sich diese

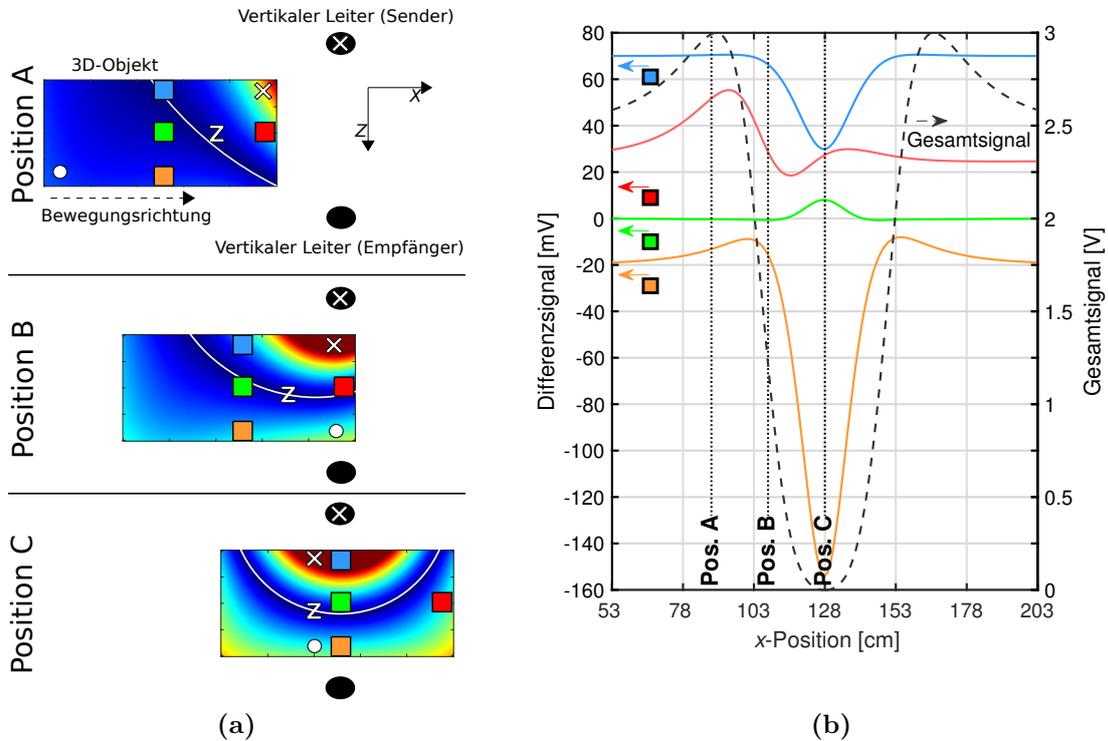


Abbildung 4.8: Strom- und Signalverhalten eines 3D-Objektes, angeregt durch einen vertikalen Leiter (vgl. Abbildungen 4.6). (a) Wirbelstromdichteverteilung in der horizontalen Mittelebene eines Volumens, welches sich vor den Sender bewegt. Dargestellt sind drei x -Positionen (A, B und C). Lokale Hohlräume an vier charakteristischen Positionen innerhalb des Volumens (blaue, grüne, orange und rote Quadrate) werden analysiert. Die weißen Z-Linien visualisieren die Nulldurchgänge bzw. den Wirbelkern. (b) Gesamtsignal (schwarz gestrichelt) und Differenzsignale (blaue, grüne, orange und rote Linien) für die vier Hohlräume.

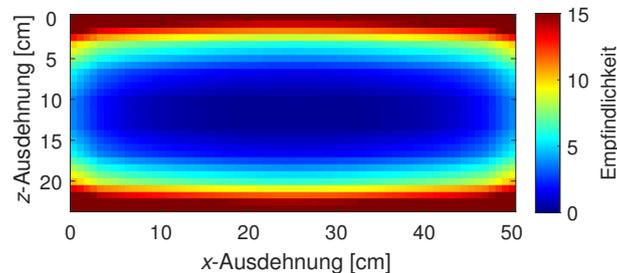


Abbildung 4.9: Empfindlichkeitskarte des MIT-Aufbaus mit vertikalen Leitern als Sender und Empfänger. Die Farben spiegeln die Empfindlichkeit und somit die Verstärkung zwischen RS und RV wider.

vorteilhafte Wirbelstromverteilung nicht durch die Tiefe des 3D-Objektes hindurch fort, dadurch weist auch dieses MIT-Setup eine geringe CAS auf. Es deutet sich jedoch anhand der 2D-Simulation an, dass eine ungünstige Wirbelstromverteilung, die eine niedrige Ortsfrequenz (O -Mode) enthält, unterdrückt werden kann. Aus diesem Grund wird in Kapitel 4.3 eine neuartige Senderstruktur genutzt, die gezielt nur vorteilhafte Wirbelstromverteilungen mit höheren Ortsfrequenzen, wie den Φ -Mode, anregt und zulässt.

4.3 Simulative Untersuchung paralleler Leiter als Sender

Um eine vollständige Unterdrückung des O -Modes (niedrigste Ortsfrequenz) zu erreichen, werden mehrere äquidistante, vertikale Linienleiter mit antiparallelen Stromrichtungen als Erreger eingesetzt (Abbildung 4.10). Der Abstand zwischen zwei Leitern entspricht $D/2$. Der Abstand D beschreibt den sich periodisch wiederholenden Abstand zweier Leiter mit gleicher Stromrichtung und wird daher im Weiteren als Periodizität des Undulators bezeichnet.

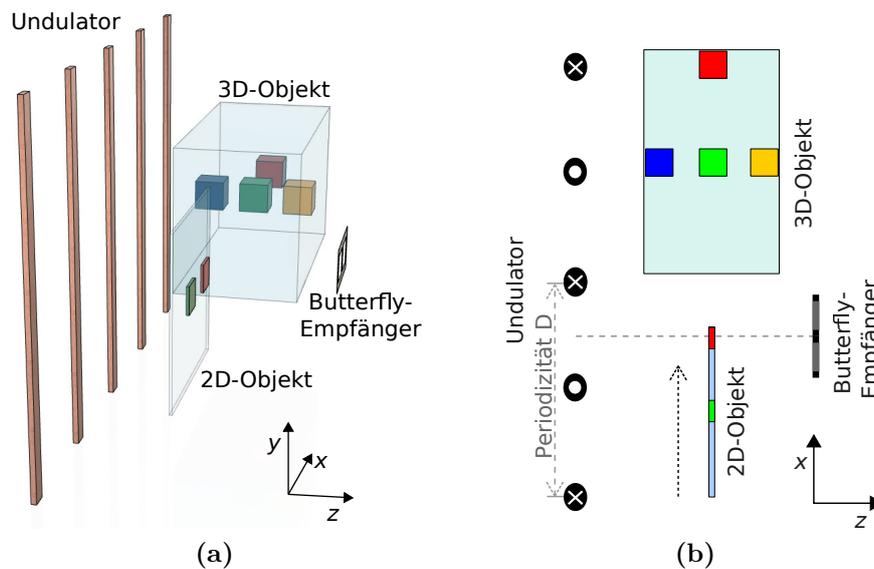


Abbildung 4.10: Undulator und Butterfly-Empfänger. Dargestellt ist in (a) die 3D-Ansicht und in (b) die Vogelperspektive der MIT-Anordnungen. Ein 2D- oder ein 3D-Objekt bewegt sich bei einem Scanvorgang in Richtung des gestrichelten Pfeils (x -Richtung) durch den gesamten Messbereich.

Der Sender weist einen undulierenden Stromfluss auf und wird aus diesem Grunde im weiteren Verlauf dieser Arbeit als Undulator bezeichnet. Die Länge (y -Abmessung) der vertikalen Leiter beträgt 50 cm und es sind fünf parallel in einer Reihe nebeneinander angeordnet. Als technische Maßnahme für eine gleichmäßigere Feldverteilung im Bereich der Empfänger tragen die beiden äußersten Drähte nur die Hälfte des Stroms. Durch diesen Aufbau soll sich im Messbereich ansatzweise eine sinusförmige

Primärfeldverteilung ergeben. Der Abstand der gleichartig vom Strom durchflossenen Leiterstreifen gibt dabei die Periodizität (D) der Sinus-Topologie vor. Die Periodizität (Abbildung 4.10 b) des Undulators ist so gewählt, dass diese dem Φ -Mode im 2D-Objekt entspricht (vgl. Abbildung 4.7). Daher wurde bei dem 2D-Aufbau ein Abstand zwischen den gleichsinnig durchflossenen Leitern von 40 cm gewählt. Bei diesem Aufbau wird zusätzlich eine Butterfly-Spule (x -Länge = 20 cm und y -Höhe = 10 cm) als Empfänger eingesetzt, Details dazu werden in Kapitel 4.3.2 erläutert.

Die Simulationsergebnisse der Wirbelstromverteilung und der Messsignale mit einem undulierenden Senderaufbau sind in Abbildung 4.11 dargestellt. Die Amplitude des differentiellen Signals der mittleren Störung (grüner Signalverlauf) hat sich deutlich dem Signalverlauf einer sich am Rand befindlichen Störung (roter Signalverlauf) angenähert. Dies zeigt sich auch in der Tabelle 4.5. Die CAS wird im Vergleich zu einem Aufbau mit einer kreisförmigen Senderspule (vgl. Tabelle 4.1) um mehr als den Faktor 17 vergrößert. Diese Verstärkung wird hauptsächlich durch die gezielte Anregung der Wirbelstromverteilung in den zentralen Bereichen des Objekts erzielt.

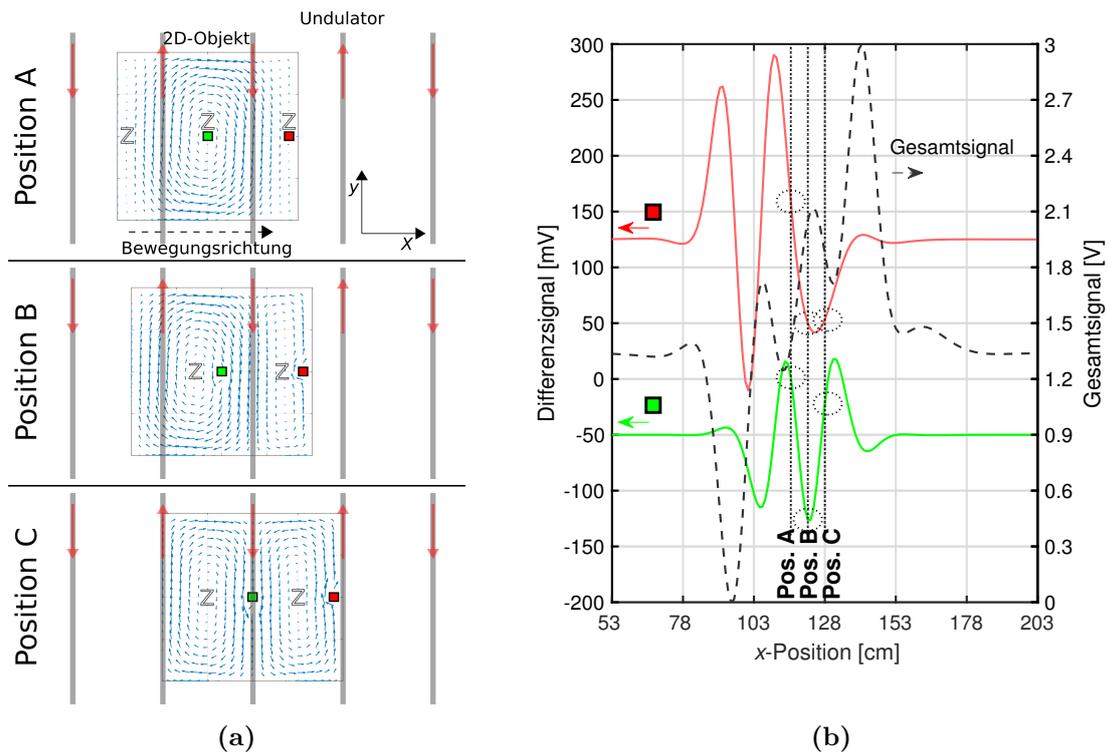


Abbildung 4.11: Strom- und Signalverhalten eines 2D-Objektes, angeregt durch einen Undulator (vgl. Abbildung 4.10). (a) Perspektive aus Sicht des Empfängers. 2D-Objekt mit lokalen Hohlräumen (grünes und rotes Quadrat) bewegt sich vor den Undulator. Blaue Pfeile repräsentieren die Stromrichtung und -intensität. Es sind nur drei signifikante x -Positionen (A, B und C) dargestellt. (b) Gesamtsignale (gepunktete schwarze Linie) und Differenzsignale für einen Hohlraum in der Mitte (grüne Linie) und für einen Hohlraum am Rand (rote Linie).

Abbildung 4.11 a zeigt, dass die Wirbelstromverläufe an allen Positionen (A, B und C) eine Ortsfrequenz mit mehr als nur einer Nullstelle in dem 2D-Objekt aufweisen.

Tabelle 4.5: Darstellung der wichtigsten Messergebnisse aus Abbildung 4.11 (2D-Objekt).

Diff.-Signal Rand	Diff.-Signal Mitte	Empfindlichkeit ¹ Rand	Empfindlichkeit ¹ Mitte (CAS)
300 mVpp	142 mVpp	160	75,7

¹ Die Empfindlichkeit wurde entsprechend Formel 2.50 berechnet.

Zusätzlich zur Φ -Mode (Abbildung 4.11 a, Position C) wird die vorherige O -Mode durch einen Wirbelstrom mit einer schmaleren O -Form (Position A) mit drei Nullstellen ersetzt; eine in der Mitte und zwei an den seitlichen Randpositionen. Dieser Verlauf wird weiterhin als Ψ -Mode bezeichnet. Der Φ -Mode und der Ψ -Mode entsprechen der räumlichen Periodizität des Undulators. Im Gegensatz zur fehlenden O -Mode ist die Ψ -Mode unempfindlich gegenüber einer Abweichung an den seitlichen Rändern. Beim Ψ -Mode verhalten sich die Stromamplituden entlang der mittleren y -Achse ($y = 20$ cm) entsprechend einer Periode (2π) eines sinusförmigen Signalverlaufs. Die Stromamplituden des Φ -Modes verhalten sich ähnlich einer Periode eines cosinusförmigen Verlaufs. Diese beiden Stromfelder liefern bereits eine vollständige Basis für alle anderen Wirbelstromdichteverteilungen, somit kann der Wirbelstrom in der Zwischenposition B (Abbildung 4.11) mit einer entsprechenden Überlagerung der Φ -Mode (\mathbf{J}_Φ) und der Ψ -Mode (\mathbf{J}_Ψ) bestimmt werden. Dazu mehr in Kapitel 4.3.1. Werden die Wirbelstromdichten der beiden Basisfelder überlagert ($\mathbf{J} = \sqrt{\mathbf{J}_\Phi^2 + \mathbf{J}_\Psi^2}$), so ergibt sich eine nahezu homogen verteilte Wirbelstromdichte \mathbf{J} in der mittleren Höhe des 2D-Objekts ($y = 10$ bis 30 cm). Im Durchschnitt ist die Wirbelstromdichte in der Mitte und an den seitlichen Rändern annähernd gleich groß. Im Gegensatz dazu sind die durchschnittlichen Ströme, die durch eine Kreisspule oder einen vertikalen Leiter angeregt werden (vgl. Abbildung 4.2 und 4.7), in der Mitte deutlich schwächer als an den seitlichen Rändern.

Im folgenden Abschnitt wird untersucht, ob es mit dieser neuartigen Anregung in einem 3D-Körper gelingt, eine ähnlich gleichmäßige Wirbelstromverteilung zu generieren und ob diese auch durch die gesamte Tiefe des Objekts reicht. In Abbildung 4.12 werden die Wirbelstromverteilungen (a) und die resultierenden Signale (b) dargestellt. Da das Erregerfeld gezielt niedrige Ortsfrequenzen unterdrückt, wird bei jeder Position im Objekt mehr als eine Nullstelle erzwungen. Es resultieren 3D-Versionen der Ψ - und Φ -Mode (Position A und C), die die gesamte Tiefe (z -Richtung) des Objekts durchdringen.

Anhand des Graphen (Abbildung 4.12 b) lässt sich ein deutlich verstärktes Signal aus den zentralen Bereichen (grüne Signalkurve) ausmachen. Im Vergleich zu dem roten Signal des oberflächennahen Störobjekts ist das grüne Signal auf etwa die Hälfte angestiegen. Insgesamt weisen die Signalkurven untereinander weit ähnlicher starke Signalamplituden auf als die bisher in dieser Arbeit betrachteten Sendersys-

teme (vgl. Abbildung 4.4 b und 4.8 b). Die zentrale Empfindlichkeit (Tabelle 4.6, CAS) ist durch diesen neuartigen undulierenden Senderaufbau im Vergleich zu einer kreisförmigen Spule (vgl. Tabelle 4.2) um mehr als Faktor 20 gestiegen.

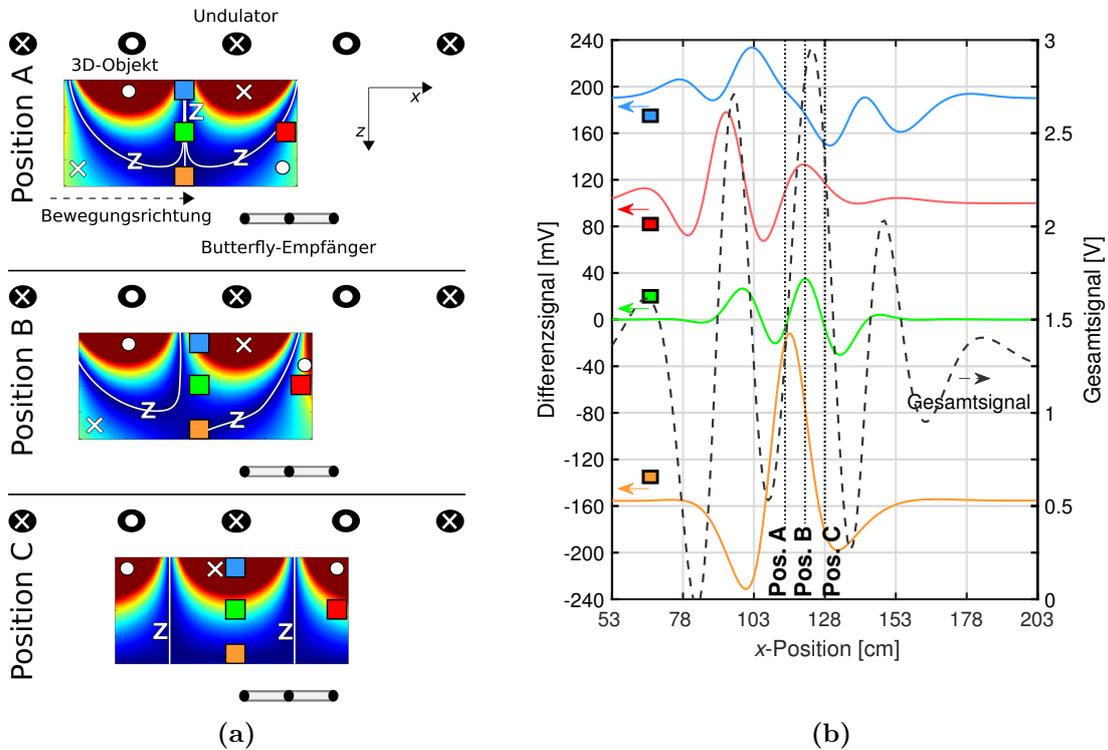


Abbildung 4.12: Strom- und Signalverhalten eines 3D-Objektes, angeregt durch einen Undulator (vgl. Abbildung 4.10). (a) Wirbelstromdichteverteilung in der horizontalen Mittelebene eines Volumens, welches sich vor den Sender bewegt. Dargestellt sind drei x -Positionen (A, B und C). Lokale Hohlräume an vier charakteristischen Positionen innerhalb des Volumens (blaue, grüne, orange und rote Quadrate) werden analysiert. Die weißen Z-Linien visualisieren die Nulldurchgänge bzw. den Wirbelkern. (b) Gesamtsignal (schwarz gestrichelt) und Differenzsignale (blaue, grüne, orange und rote Linien) für die vier Hohlräume.

Tabelle 4.6: Darstellung der wichtigsten Messergebnisse aus Abbildung 4.12 (3D-Objekt).

Diff.-Signal Rand	Diff.-Signal Mitte	Empfindlichkeit ¹ Rand	Empfindlichkeit ¹ Mitte (CAS)
110,4 mVpp	55,6 mVpp	5,72	2,88

¹ Die Empfindlichkeit wurde entsprechend Formel 2.50 berechnet.

In Abbildung 4.13 wird die Empfindlichkeitsverteilung eines Undulator-Aufbaus für die horizontale Mittelebene eines Quaders dargestellt. Die zentralen Bereiche deuten eine verstärkte Empfindlichkeit an. Die Empfindlichkeit liegt in diesen Bereichen etwa bei 3 bis 4, somit ist das relative Signal in diesen Bereichen etwa 3- bis 4-mal so

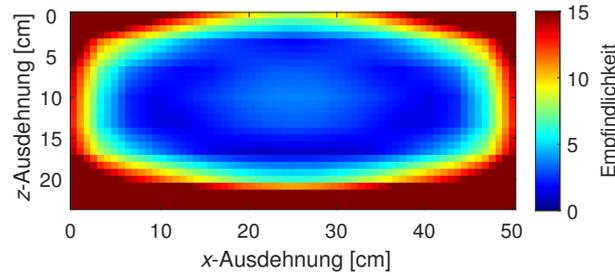


Abbildung 4.13: Empfindlichkeitsverteilung des MIT-Aufbaus mit Undulator. Die Farben spiegeln die Empfindlichkeit und somit die Verstärkung zwischen RS und RV wider.

groß wie das relative Volumen des eingebrachten Störobjekts. Die Empfindlichkeiten in den zentralen Bereichen liegen bei MIT-Aufbauten mit kreisförmigen Senderspulen typischerweise deutlich unter 1, bei nahezu 0 (vgl. Abbildungen 1.2 und 4.5 und [11], [18], [19], [56]–[59]). Die lokalen, geringen Empfindlichkeiten in den Bereichen $x = 10$ oder 40 cm (Abbildung 4.13) resultieren aus den allgemein schwachen Wirbelströmen in diesen Regionen, da beide Wirbelstromverteilungen, sowohl die Φ -Mode als auch die Ψ -Mode (vgl. Abbildung 4.12), an diesen Bereichen Nullstellen aufweisen. Verursacht wird dies durch die seitlichen Begrenzungen des leitfähigen Messobjekts und die daraus resultierenden Randbedingungen bzw. Verformungen der Wirbelstromdichteverteilung. Allerdings sind diese lokalen Empfindlichkeitsabnahmen für die 3D-Rekonstruktionen weniger nachteilig als eine allgemein geringe CAS und könnten beispielsweise durch eine zweite Messung mit einem um 180° gedrehten Messobjekt verringert werden. Im direkten Vergleich mit den in Abbildung 1.2 gezeigten Empfindlichkeitsverteilungen eines typisch zirkularen MIT-Aufbaus zeigt die in Abbildung 4.13 dargestellte Empfindlichkeitsverteilung eine sehr deutliche Verbesserung der CAS durch den neu entwickelten Undulator-MIT-Scanner.

4.3.1 Beschleunigte Vorwärtsrechnung

Bei der 2D-Wirbelstrombetrachtung des Undulator-Aufbaus wurde bereits erwähnt, dass der an der Zwischenposition B (Abbildung 4.12) induzierte Wirbelstrom mit einer entsprechenden Überlagerung des Φ -Mode (Position C) und des Ψ -Mode (Position A) bestimmt werden kann. Gleiches gilt für die 3D-Betrachtung. Die Berechnung weiterer Positionen durch Überlagerung dieser zwei speziellen Moden ist bei diesem Aufbau aufgrund der 5 Leiter nur begrenzt möglich. Jedoch könnte dieser Überlagerungseffekt durch die Annahme quasi unendlich vieler Linienleiter für jede Position genutzt werden. Dies würde die Berechnung des Vorwärtsproblems stark vereinfachen, da nur zwei Wirbelstromlösungen berechnet werden müssten. Die Abbildung 4.14 zeigt einen Ausschnitt der Vektorpotentialverteilung eines unendlichen Undulators. In Abbildung 4.14 a zeigt sich die Ausbreitung des Vektorpotentials in Richtung der Empfänger aus der Vogelperspektive (x - z -Ebene). Der Absolutwert der Intensität des Vektorpotentials ist farblich codiert dargestellt. Das abwechselnde Vorzeichen wird durch die Stromrichtungssymbole gekennzeichnet. Zudem ist in Abbildung 4.14 b der Verlauf des Vektorpotentials in x -Richtung für zwei unterschiedliche Abstände zum Sender (z -Abstände) dargestellt.

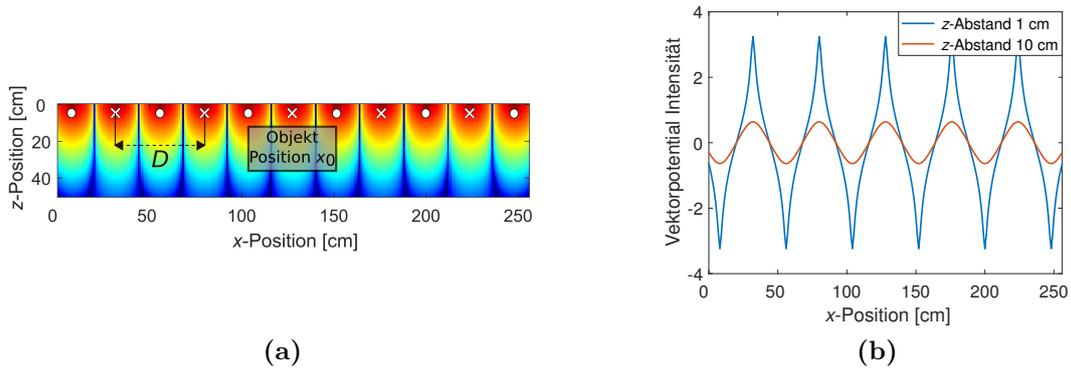


Abbildung 4.14: Vektorpotentialverteilung eines unendlichen Undulators. (a) Vektorpotential in der x - z -Querschnittsfläche als Absolutwerte, die Vorzeichenwechsel sind durch Stromrichtungssymbole gekennzeichnet. Es wird zudem in einer logarithmischen Farbskala angezeigt. (b) Vektorpotential in x -Richtung in verschiedenen Abständen. Die blaue Vektorpotentialkurve ist in einem Abstand von 1 cm zum Sender berechnet und die rote Kurve in einem Abstand von 10 cm.

Bei der Betrachtung des Vektorpotentials entlang der x -Richtung in der Nähe der Leiter des Erregers (Abbildung 4.14 b, z -Abstand = 1 cm, blaue Kurve) ist ein stark verformtes Sinussignal zu verzeichnen, welches aus der simulierten Anregung mit Linienleitern resultiert. Das Vektorpotential genau an den Leitern würde nahezu dem vieler gegensinniger Dirac-Impulse entsprechen. Bei einem experimentellen Aufbau mit rechteckigen Leiterstreifen würde sich nahe des Senders ein annähernd rechteckiger Vektorpotentialverlauf ergeben. Die räumliche Grundfrequenz entspricht der Periodizität D zwischen zwei Leitern mit gleicher Stromrichtung (vgl. Abbildung 4.14 a). Die höheren Ortsfrequenzanteile nehmen in z -Richtung allerdings weit stärker ab als die Grundfrequenz, sodass im Messbereich eine nahezu rein sinusförmige Vektorpotentialverteilung vorliegt (Abbildung 4.14 b, z -Abstand = 10 cm). Ein Induktionsfeld weitet sich typischerweise entlang des z -Abstandes stark auf. Dies führt zu einer Abnahme der Flussdichte, aber auch zu einer stetig sinkenden Bandbreite (vgl. Abbildung 2.4). Durch die hier verwendete undulierende Anregung ist die tiefstmögliche Ortsfrequenz mit $1/D$ vorgegeben, die Ortsfrequenz der Anregung ist somit im Messbereich selbst bei einem im Randbereich abklingenden B-Feld idealerweise konstant (Abbildung 4.15 a und b). Zudem ist entscheidend, dass sehr niedrige Ortsfrequenzen in allen Distanzen unterdrückt werden (Abbildung 4.15 b); der für die CAS ungünstige O -Mode entfällt daher.

Unter der Annahme, dass das angeregte Feld in x -Richtung periodisch bleibt und eine konstante Amplitude aufweist, also nicht zu den Seiten hin abklingt, kann die sinusförmige Vektorpotentialfeld-Topologie im Messbereich mit der Gleichung (4.1) beschrieben werden. Die Herleitung findet sich im Anhang A.5 wieder.

$$\mathbf{A}(x, y, z) = \mathbf{A}_0 \sin\left(\frac{2\pi x}{D}\right) e^{-\frac{2\pi z}{D}} \cdot \mathbf{e}_y \quad (4.1)$$

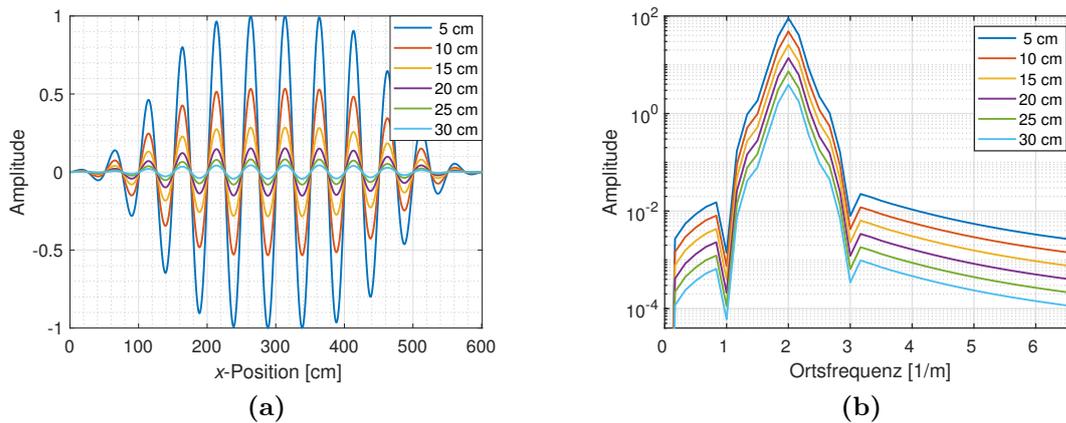


Abbildung 4.15: Magnetische Flussdichte bei einer sinusförmigen Anregung in verschiedenen Abständen. Die Flussdichte klingt hier in den Randbereichen ab. Die unterschiedlichen Farben repräsentieren die Flussdichte bei verschiedenen Distanzen zum Sender: blau 5 cm, rot 10 cm, gelb 15 cm, violett 20 cm, grün 25 cm, hellblau 30 cm. (a) Darstellung im Ortsbereich. (b) Darstellung im Ortsfrequenzbereich.

Dabei entspricht \mathbf{A}_0 dem Vektorpotential an einer festgelegten Position im Messbereich. Aufgrund der Linearität der Wirbelstromlösung in einem sinusförmigen Vektorpotentialfeld genügt es, die zeitintensive Berechnung der Ströme für nur zwei Positionen durchzuführen, anstatt die Wirbelstromlösung für jede Position im gesamten Messbereich (256 Positionen) zu berechnen (vgl. Gleichung (2.38)). An der zentralen Position des Objektes in der Mitte des Messbereichs genau vor einem Leiter tritt der zuvor beschriebene Φ -Mode auf (vgl. Abbildung 4.12, Position C). Die sich an dieser Position ergebende Wirbelstromdichteverteilung wird hier als \mathbf{J}_Φ bezeichnet. Wird der Körper von dieser Position um $D/4$ an die Position zwischen zwei Leitern verschoben, so wird die erhaltene Wirbelstromdichteverteilung als \mathbf{J}_Ψ definiert (vgl. Abbildung 4.12, Position A). Mit diesen zwei Wirbelstromdichteverteilungen kann die Wirbelstromdichteverteilung $\mathbf{J}_{\Delta x}$ im Objekt an jeder beliebigen verschobenen Position Δx bestimmt werden:

$$\mathbf{J}_{\Delta x} = \mathbf{J}_\Phi \cos\left(\frac{2\pi\Delta x}{D}\right) + \mathbf{J}_\Psi \sin\left(\frac{2\pi\Delta x}{D}\right). \quad (4.2)$$

Es müssen somit nur zwei Wirbelstromlösungen (\mathbf{J}_Φ und \mathbf{J}_Ψ) berechnet werden, deren gewichtete Überlagerung die gesuchte Wirbelstromdichteverteilung $\mathbf{J}_{\Delta x}$ ergibt. Detailliertere Einblicke in Gleichung (4.2) sind in Anhang A.6 zu finden.

4.3.2 Butterfly-Empfänger

Ergänzend zum undulierenden Senderaufbau wurde im vorherigen Kapitel eine Butterfly-Spule als Empfänger verwendet (Abbildung 4.16 a). Diese verbessert, zusätzlich zu der neuartigen Senderfeld-Topologie, die Empfindlichkeit in den zentralen Bereichen. Der Grund für die Verbesserung wird in diesem Kapitel erläutert. Dafür

werden die unterschiedlichen differentiellen Wirbelstromverhalten betrachtet (Abbildung 4.16 b und c), d. h. die Subtraktion eines Wirbelstromverlaufs von einem 2D-Objekt mit und einem ohne Störung. Die in Abbildung 4.16 b dargestellte Inhomogenität (grün) verursacht in der leitfähigen Umgebung eine dipolartige Wirbelstromänderung [57]. Wird die Inhomogenität an den Rand (oberflächennah) eines leitfähigen Objektes eingebracht (Abbildung 4.16 c), so ist die Ausbreitung eines ungestörten Dipolfeldes nicht möglich und es tritt ein deformiertes Dipolfeld in Erscheinung. Bei dieser 2D-Betrachtung breitet sich aufgrund der Randbedingungen ein nahezu zirkulares Feld aus. Solche Varianten einer Wirbelstromform bilden sich grundsätzlich durch eine eingebrachte Leitfähigkeitsänderung, nur die Intensität und/oder das Vorzeichen ändert sich in Abhängigkeit der Leitfähigkeit.

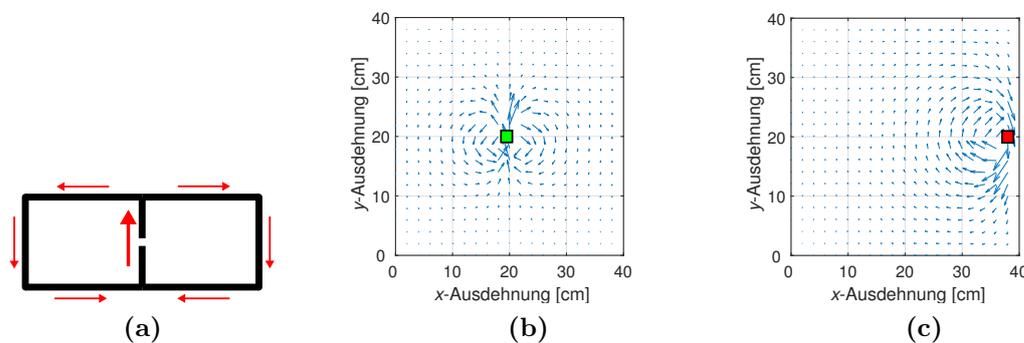


Abbildung 4.16: Butterfly-Empfänger und Differenz-Wirbelstromdichteverteilungen zwischen einem 2D-Objekt mit und ohne Hohlraum. (a) Butterfly-Empfänger mit schematischer Darstellung des Stromverlaufs in der Spule. In der zentralen senkrechten Verbindung fließt ein doppelt so hoher Strom wie in den anderen Verbindungen. (b) Ein Hohlraum in der Mitte. (c) Ein Hohlraum am Rand.

Typischerweise werden im MIT-Bereich kreisförmige Empfängerspulen eingesetzt. Diese eignen sich besser dafür, das durch einen zirkularen Wirbelstrom (Abbildung 4.16 c) entstehende Magnetfeld, wie es durch eine oberflächennahe Leitfähigkeitsänderung hervorgerufen wird, zu detektieren. Jedoch wird durch die runde Geometrie des Empfängers die Erfassung eines dipolartigen Wirbelstroms abgeschwächt oder in einer komplett symmetrischen Position sogar unterdrückt. Hingegen eignet sich ein an diese dipolartige Struktur angepasster Empfänger (Butterfly-Spule) besonders gut dafür, ein im Inneren liegendes und damit dipolartiges Wirbelstromfeld (Abbildung 4.16 b) zu detektieren. Außerdem wird eine oberflächennahe und durch die Randbedingungen gezwungen zirkulare Wirbelstromverteilung (Abbildung 4.16 c) durch die Butterfly-Spule abgeschwächt erfasst. Diese Effekte führen dazu, dass eine Butterfly-Spule die geringere dipolartige Wirbelstromdichteverteilung in den zentralen Bereichen verstärkt und die stärkeren Wirbelstromdichten an den Rändern abgeschwächt wahrnimmt. Es gelingt dadurch eine gleichmäßigere Detektion und damit auch Empfindlichkeit im gesamten Objekt. Die Butterfly-Spule verstärkt die CAS um ca. 6 dB im Vergleich zu einer typischen Empfängerschleife (vgl. Anhang A.7).

4.4 Simulierte 3D-Rekonstruktion

In diesem Kapitel werden die verbesserten Rekonstruktionseigenschaften durch eine erhöhte CAS demonstriert. Abbildung 4.17 zeigt zwei verschiedene MIT-Anordnungen, einen typischen Senderaufbau mit einer kreisförmigen Spule (a) und als Vergleich einen Aufbau mit dem hier entwickelten Undulator (b). Es gelten für beide Simulationsvarianten dieselben Voraussetzungen: Es werden dieselben Algorithmen zur Lösung des Vorwärts- und Rückwärtsproblems genutzt; das Messobjekt ist ein gering leitfähiges 3D-Objekt, in das verschiedene Inhomogenitäten eingebracht sind; der Abstand zwischen Sender und Empfänger beträgt jeweils 40 cm und für eine gleichwertige Signaldetektion werden in beiden Varianten gradiometrisch ausgerichtete Butterfly-Spulen als Empfänger verwendet. Es werden sechs (drei schmale und drei breite) Butterfly-Empfänger eingesetzt. Um die vertikale Auflösung (y -Richtung) zu verbessern, werden die drei schmalen und drei breiten Empfängerspulen jeweils vertikal übereinander angeordnet. Zudem nimmt die Empfindlichkeit der schmalen Butterfly-Spulen über die Tiefe schneller ab als die der breiten Spulen, wodurch schließlich die Tiefenauflösung in z -Richtung verbessert wird. Dadurch, dass sich das Messobjekt in x -Richtung durch den Messbereich bewegt, ergibt sich auch in diese Richtung eine ausreichende Auflösung.

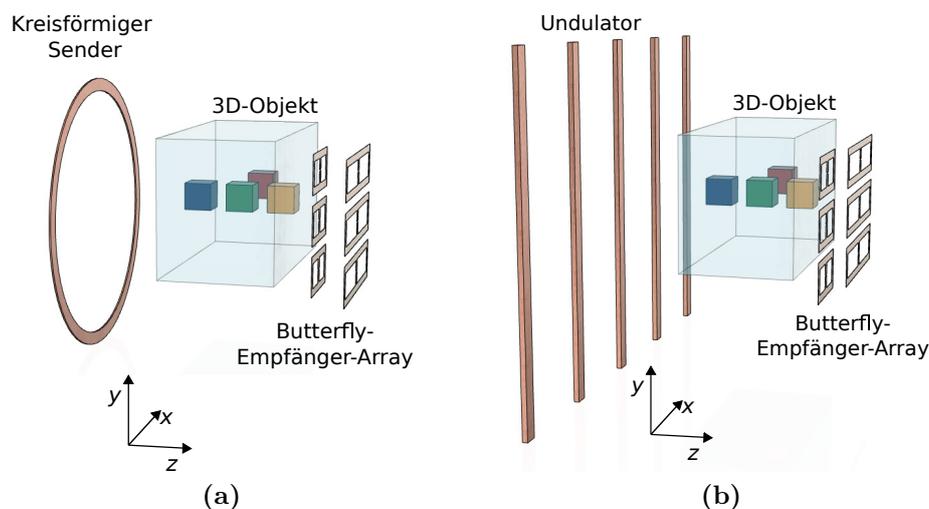


Abbildung 4.17: MIT-Aufbauten mit unterschiedlichen Sendergeometrien. Bei beiden Varianten wurden sechs Butterfly-Empfänger verwendet, die jeweils gradiometrisch zum Primärfeld ausgerichtet sind. (a) Kreisförmiger Sender-MIT-Aufbau. (b) Undulator-MIT-Aufbau.

Die sechs unabhängigen Empfängersignale werden für eine Rekonstruktion zu einem langen Signalvektor mit sechs unterschiedlichen Signaturen kombiniert. Die simulierten Empfängersignale (Sekundärsignale) der beiden MIT-Aufbauvarianten sind in Abbildung 4.18 dargestellt. Der Abbildung ist zu entnehmen, dass die Sekundärsignale sowohl eines Volumens mit homogener Leitfähigkeitsverteilung (blaue Signalkurve) als auch eines Volumens mit inhomogener Leitfähigkeitsverteilung (rote Signalkurve) nahezu identisch sind. Dieser Effekt tritt sowohl bei der Variante mit

kreisförmigem Sender (Abbildung 4.18 a) als auch bei der Variante mit einem Undulator (Abbildung 4.18 b) auf. Nur in dem vergrößert dargestellten Signalausschnitt (rechts) ist der Unterschied zwischen den Signalen zu erkennen. Der Informationsgehalt der eingebrachten Inhomogenitäten liegt in dieser geringen Differenz zwischen einem homogen leitfähigen Volumen und einem inhomogen leitfähigen Volumen. Aus diesem Grund wird für die in dieser Arbeit angewandte Rekonstruktion das Differenzsignal und nicht das Gesamtsignal verwendet.

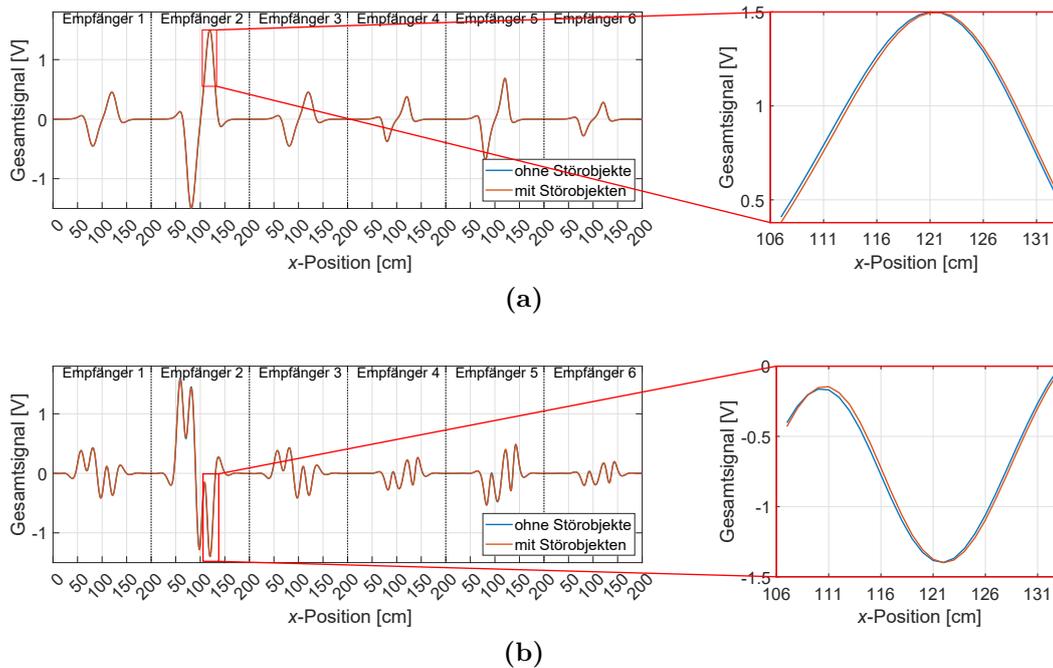


Abbildung 4.18: Gesamtes Messsignal eines leitfähigen Volumens mit und ohne Störobjekte im Vergleich. Die Störobjekte sind wie in Abbildung 4.19 angeordnet. (a) Kreisförmiger Sender-MIT-Aufbau. (b) Undulator-MIT-Aufbau.

Vorerst wird für die Rekonstruktion eine hier vordefinierte Leitfähigkeitsverteilung im Objekt angenommen (Abbildung 4.19 a). Die Einfärbung spiegelt die Leitfähigkeit wider: hellblau und transparent = 0,5 S/m (der leitende Hintergrund), blau und ohne Transparenz = 0 S/m, orange und ohne Transparenz = 1 S/m. Die für die Rekonstruktion benötigten Messsignale werden mithilfe des in Kapitel 2.2 beschriebenen Vorwärtsproblems berechnet. Bei den im Folgenden als „real“ bezeichneten Signalen handelt es sich um simulierte Signaldaten, die bei einem experimentellen MIT-Scan durch reale Messungen erfasst würden. Um einen realistischen Zustand zu schaffen, wird den berechneten „realen“ Gesamtsignalen (\mathbf{S}_R) zufälliges Rauschen mit einem SNR von 50 dB hinzugefügt. Das SNR von 50 dB entspricht etwa den charakteristischen Bewegungsartefakten von Lebewesen (vgl. Kapitel 3.3.3). In den Abbildungen 4.19 b und d ist das differenzielle Signal ($\Delta\mathbf{S}_R$) in Blau dargestellt. Auffällig ist, dass $\Delta\mathbf{S}_R$ für den kreisförmigen Erreger (Abbildungen 4.19 b und 4.20 b) deutlich geringer ist als $\Delta\mathbf{S}_R$ für den Undulator (Abbildungen 4.19 d und 4.20 d). Daher tritt bei der kreisförmigen Anregung mehr Rauschen im Verhältnis zum Signal auf, wobei für das „reale“ Gesamtsignal \mathbf{S}_R das gleiche SNR für beide Varianten eingestellt wurde. Das verrauschte Differenzsignal ($\Delta\mathbf{S}_R$) wird als Grundlage für die

Berechnung einer 3D-Rekonstruktion genutzt. Dafür wird das in Kapitel 2.3 beschriebene Inverse Problem bestimmt. Das Inverse Problem beinhaltet ein iteratives Verfahren, wobei angestrebt wird, die Leitfähigkeitsverteilung in dem Objekt schrittweise an das prinzipiell unbekannte Original anzupassen. Dabei wird das „reale“ Differenzsignal mit dem Differenzsignal des angepassten Objektes ($\Delta\mathbf{S}_E$) verglichen. Ideal wäre es, wenn am Ende eines Rekonstruktionsprozesses der Signalunterschied zwischen „realem“ und angepasstem Differenzsignal ($\Delta\mathbf{S}_T = \Delta\mathbf{S}_R - \Delta\mathbf{S}_E$) Null wäre, dann könnte das „reale“ Objekt mit dem iterativ angepassten Objekt übereinstimmen. Durch das Signalrauschen und andere Ungenauigkeiten des Modells ist dies nicht möglich. Jedoch wird $\Delta\mathbf{S}_T$ schrittweise kleiner und sollte am Ende einer Rekonstruktion im Vergleich zum Anfangswert $\Delta\mathbf{S}_R$ stark minimiert sein.

Der angewandte Algorithmus ist beim Undulator-MIT-System in der Lage, $\Delta\mathbf{S}_T$ im Verhältnis zu $\Delta\mathbf{S}_R$ weiter zu minimieren, was zu einer besseren Konvergenz führt. Diese bessere Konvergenz zeigt sich deutlich in der rekonstruierten 3D-Leitfähigkeitsverteilung im Objekt. Mit demselben Algorithmus konnte bei dem MIT-Aufbau mit einem kreisförmigen Sender nur die oberflächennahe Inhomogenität detektiert werden (Abbildung 4.19 c), wohingegen der Aufbau mit Undulator beide Inhomogenitäten und deren Position rekonstruieren kann (Abbildung 4.19 e). Noch deutlicher zeigt sich der Vorteil der höheren CAS durch die neuartige Undulator-Anregung in Abbildung 4.20. Dort wird die Rekonstruktion eines einzelnen mittig im Volumen positionierten Objekts dargestellt. Die sechs Empfängersignale des Aufbaus mit kreisförmiger Senderspule (Abbildung 4.20 b) sind gering und aus diesem Grund mit dem hier angewandten Algorithmus nicht ausreichend für eine Rekonstruktion (Abbildung 4.20 c). Im Gegensatz dazu ermöglicht der Undulator-MIT-Aufbau eine gute Rekonstruktion der zentrierten Inhomogenität (Abbildung 4.20 e).

Der 3D-Körper wird in 1224 Voxel diskretisiert. Dabei macht jedes Voxel etwa 0,08 % des Gesamtvolumens aus. Insbesondere für das Innere des Körpers ist es mit einer MIT-basierten Tomografiemethode nicht zu erwarten, dass Merkmale, die deutlich kleiner als 0,1 % des Volumens sind, ausreichend detektierbar sein werden. Eine viel größere Anzahl von Voxeln im selben Volumen wäre somit nicht hilfreich. Zudem ist es vorerst sinnvoll und ausreichend, eine eher begrenzte Anzahl von Voxeln zu verwenden, da die Anzahl der Wirbelstromberechnungen, die häufig für die sich iterativ ändernde Jacobi-Matrix (vgl. Kapitel 2.3) bestimmt werden müssen, und die Anzahl der Matrix-Inversionen überproportional mit der Anzahl der Voxel ansteigen. Bei der derzeitigen Anzahl der Voxel (1224) und der Länge des Signalvektors ($6 \times 200 = 1200$) beinhaltet die genutzte Jacobi-Matrix (\mathbf{K}) bereits 1.468.800 Elemente. Mit dem in Kapitel 2.3 beschriebenen Rekonstruktionsalgorithmus wird diese Matrix in rund 13 min berechnet. Dafür wurde ein Computer (Intel i5; 2,6 Ghz; 16 GB RAM) ohne spezielle Hardware, wie z. B. einem zusätzlichen Grafikprozessor (GPU), genutzt. Durch die Verwendung des beschleunigten Vorwärtsproblems (Kapitel 4.3.1), mit einem quasi unendlich langen Undulator-Sender, wird die Berechnungszeit auf durchschnittlich rund 43 s und somit etwa um den Faktor 18 beschleunigt.

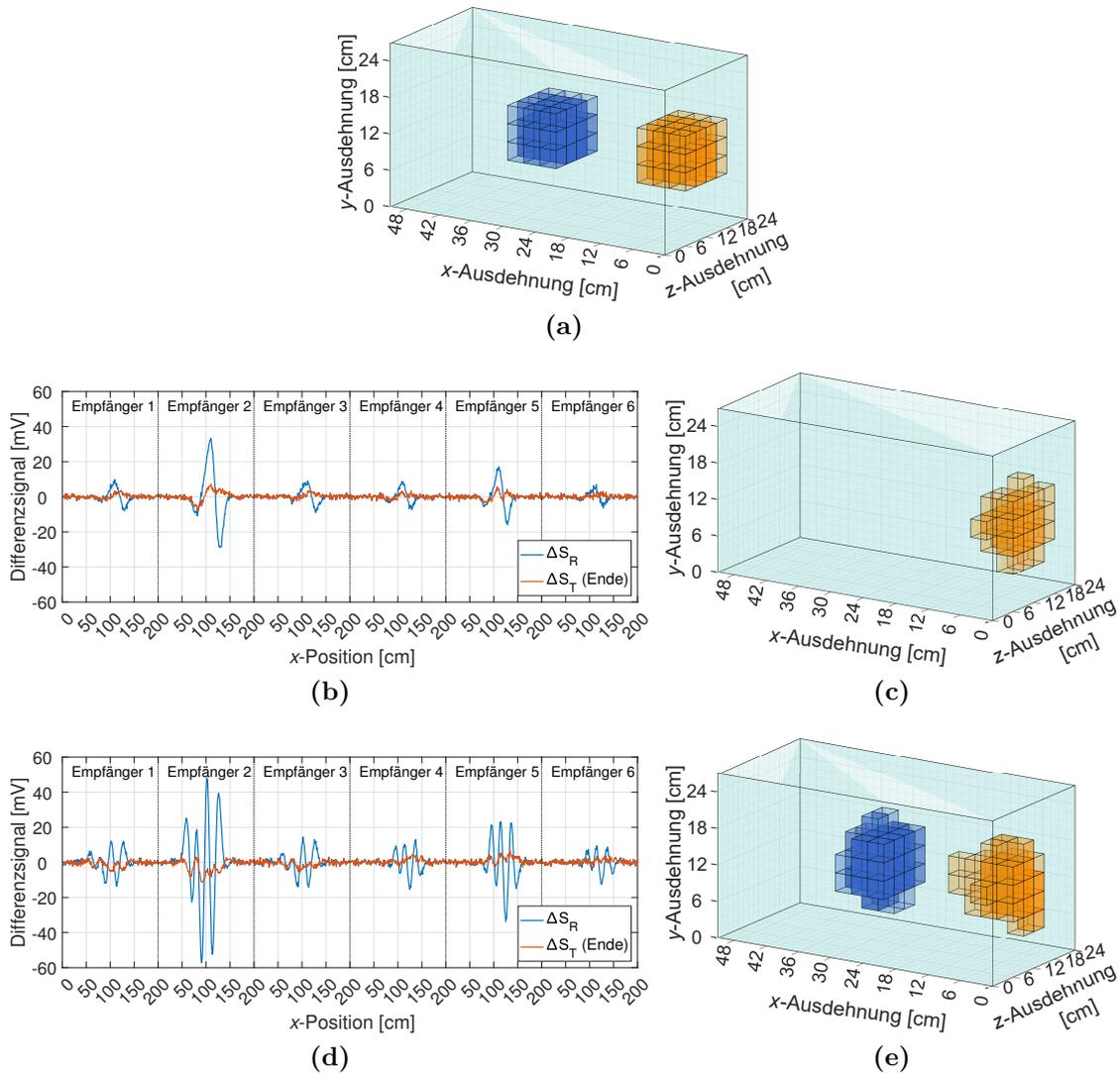


Abbildung 4.19: 3D-Rekonstruktion der Leitfähigkeitsverteilung in einem Volumen mit unterschiedlichen Sendergeometrien anhand simulierter Signaldaten. (a) Vorgegebenes Messobjekt, bestehend aus einem leitfähigen Hintergrund (0,5 S/m) und zwei eingebrachten Störungen, ein Hohlraum (0 S/m, blau) in der Mitte und ein leitfähiges Störobjekt (1 S/m, orange) am Rand. (b) Das für einen kreisförmigen Sender-MIT-Aufbau berechnete Differenzsignal (Vorwärtsproblem, blau, ΔS_R) der eingebrachten Störungen. Dem Gesamtsignal wurde zuvor ein 50 dB Rauschen hinzugefügt. Mithilfe des inversen Problems wurde aus diesem Signal eine 3D-Rekonstruktion berechnet, diese ist in (c) dargestellt. Der Unterschied zwischen dem Differenzsignal der rekonstruierten Leitfähigkeitsverteilung und dem Differenzsignal der vorgegebenen Leitfähigkeitsverteilung ist als ΔS_T (roter Signalverlauf) in (b) dargestellt. (d) Das für einen Undulator-MIT-Aufbau berechnete Differenzsignal der eingebrachten Störungen (blau) und der Signalunterschied nach der Rekonstruktion (orange). (e) 3D-Rekonstruktion anhand der berechneten Undulator-MIT-Signale.

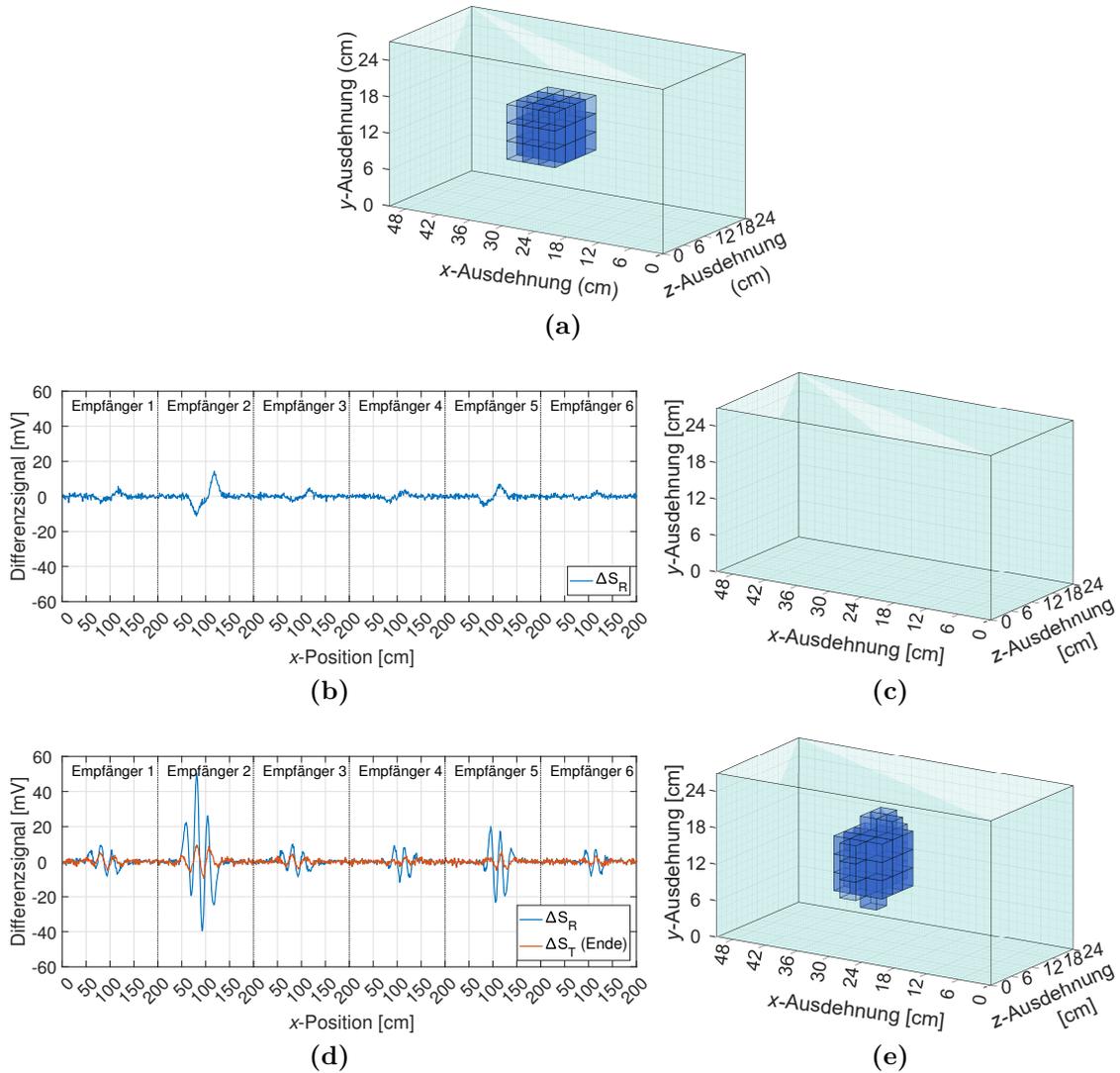


Abbildung 4.20: 3D-Rekonstruktion der Leitfähigkeitsverteilung in einem Volumen mit unterschiedlichen Sendergeometrien anhand simulierter Signaldaten. (a) Vorgegebenes Messobjekt, bestehend aus einem leitfähigen Hintergrund (0,5 S/m) und einer eingebrachten Störung, ein Hohlraum (0 S/m, blau) in der Mitte. (b) Das für einen kreisförmigen Sender-MIT-Aufbau berechnete Differenzsignal (Vorwärtsproblem, blau, ΔS_R) der eingebrachten Störungen. Dem Gesamtsignal wurde zuvor ein 50 dB Rauschen hinzugefügt. Mithilfe des inversen Problems wurde aus diesem Signal eine 3D-Rekonstruktion berechnet, diese ist in (c) dargestellt. Der Unterschied zwischen dem Differenzsignal der rekonstruierten Leitfähigkeitsverteilung und dem Differenzsignal der vorgegebenen Leitfähigkeitsverteilung ist als ΔS_T (roter Signalverlauf) in (b) dargestellt. (d) Das für einen Undulator-MIT-Aufbau berechnete Differenzsignal der eingebrachten Störung (blau) und der Signalunterschied nach der Rekonstruktion (orange). (e) 3D-Rekonstruktion anhand der berechneten Undulator-MIT-Signale.

Da die Berechnungen zumindest in Teilen gut parallelisierbar sind, wäre eine GPU-Unterstützung sehr wirksam. Grundsätzlich erscheint daher die Rechenzeit als nicht sehr kritisch.

Die hier anhand von Simulationen gewonnenen Erkenntnisse haben dazu geführt, dass es gelungen ist, geringe Leitfähigkeitskontraste auch an zentralen Positionen in einem schwach leitfähigen Volumen zu rekonstruieren. Der größte Vorteil des neuartigen Senders liegt in der signifikanten Verstärkung der CAS. Diese Erkenntnisse müssen jedoch noch anhand experimenteller Messungen validiert werden.

4.5 Zusammenfassung und Diskussion der Erkenntnisse aus Simulationen

In diesem auf Simulationen beruhenden Kapitel 4 werden verschiedene Spulengeometrien für einen MIT-Scanner hinsichtlich ihrer 2D- und 3D-Wirbelstromverteilung geprüft und die daraus resultierende Empfindlichkeitsverteilung dargestellt. Das Ziel war es, das grundlegende Problem der geringen Empfindlichkeit in den zentralen Bereichen erstmalig anhand von Simulationen detailliert zu analysieren und aufgrund dieser Erkenntnisse eine Sendergeometrie zu entwickeln, die eine Verbesserung der CAS bewirkt.

Die in Kapitel 4.1 beschriebenen, durch eine kreisförmige Senderspule erzeugten Wirbelstromverteilungen stellen deutlich das Problem der kreisförmigen Anregung dar. Bei der 2D-Wirbelstrombetrachtung (vgl. Abbildung 4.2) zeigt sich, dass die Wirbelströme sich hauptsächlich entlang der Oberfläche ausbreiten und in Richtung des Zentrums nahezu verschwindend gering sind (*O*-Mode). Dies stellt die geringstmögliche Ortsfrequenz der Wirbelstromverteilung im Objekt dar. Ungünstigerweise werden genau diese niedrigen Ortsfrequenzen durch einfache Spulengeometrien bevorzugt angeregt (vgl. Abbildung 2.4). Aufgrund der geringen Wirbelstromdichte in den zentralen Bereichen ist dort auch die Empfindlichkeit (Tabelle 4.1) mehr als eine Größenordnung kleiner als bei einer oberflächennahen Position. Bei einem 3D-Objekt zeigt sich ein ähnliches Verhalten der Wirbelstromverteilung. Die Wirbelströme breiten sich hauptsächlich entlang der Oberflächen aus und verschwinden in den zentralen Bereichen entlang der Mittelachse des Senders. Dabei zeigt sich bei der Betrachtung der Empfindlichkeit (Tabelle 4.2) ein noch deutlicherer Unterschied zwischen den zentralen Bereichen ($CAS = 0,14$) und den Bereichen nahe der Oberfläche (Empfindlichkeit = 2,61). Die Empfindlichkeitsverteilung (Abbildung 4.5) stellt anschaulich eine hohe Empfindlichkeit nahe den äußeren Rändern dar und eine sehr geringe Empfindlichkeit vor allem entlang der Spulen-Mittelachse. Dieses Empfindlichkeitsverhalten entspricht in etwa dem eines typisch zirkularen Aufbaus mit gegenüberliegender Sender- und Empfängerspule (vgl. Abbildung 1.2). Zudem wurde dieses Verhalten bereits bei mehreren bisherigen Forschungsarbeiten gezeigt [11], [18], [19], [56]–[59].

Bei der Betrachtung des Senderaufbaus mit nur einem vertikalen Leiter als Sender (Kapitel 4.2) wird erstmalig eine verbesserte Wirbelstromverteilung im Objekt präsentiert, bei der sich die Wirbelströme nicht nur oberflächennah konzentrieren, sondern auch in den zentralen Bereichen des 2D-Objekts (Abbildung 4.7, Position C). Werden die Wirbelstromverteilungen in x -Richtung (Φ -Mode) betrachtet, ist eine doppelte Ortsfrequenz im Vergleich zu dem einfachen zirkularen Stromverlauf (O -Mode) zu erkennen. Diese günstige Wirbelstromverteilung tritt jedoch nur bei einer zentrierten Position auf, wenn sich das Objekt symmetrisch vor dem Sender befindet. Zudem durchdringt diese vorteilhafte Wirbelstromverteilung (Φ -Mode) ein 3D-Objekt nicht in der Tiefe (Abbildung 4.8, Position C), stattdessen ergibt sich eine sehr geringe Wirbelstromdichte entlang der horizontalen Mittelachse des Volumens. Dieser Effekt wird besonders deutlich bei der Betrachtung der gesamten Empfindlichkeitsverteilung in Abbildung 4.9. Dennoch ergibt sich eine CAS von 0,42 (Tabelle 4.2), dies entspricht einem Verstärkungsfaktor von 3 im Vergleich zu dem zuvor beschriebenen MIT-Aufbau mit kreisförmigem Sender.

Damit bei der Wirbelstromdichteverteilung geringe Ortsfrequenzen, wie der O -Mode, innerhalb des Objektes unterdrückt werden und sich nur höhere Ortsfrequenzen mit mehr Nullstellen im Objekt ergeben, wird der in Kapitel 4.3 beschriebene Undulator verwendet. Theoretisch könnte dasselbe Signal durch die Superposition vieler vertikal gestreckter, einzelner Spulen nachgebildet werden. Jedoch müssten die einzelnen Spulen sehr präzise angesteuert werden, da beispielsweise bereits ein geringes Ungleichgewicht der Phasenlage zu unerwünschten Signalverformungen führen würde. Der dominante, aber ungünstige O -Mode wäre dann nicht mehr vollständig unterdrückt. Zudem würde sich bei realen Messungen auch das Rauschen jeder Einzelmessung additiv überlagern, wodurch ein viel schlechteres SNR entstehen würde. Hingegen ist bei der Verwendung des Undulators nur eine Messung nötig, dadurch kommt es zu keiner zusätzlichen Überlagerung von Rauschsignalen.

Im Gegensatz zu einem einzelnen vertikalen Leiter hat der sich symmetrisch wiederholende Undulator-Aufbau den Vorteil, dass sich die höher frequenten Ortsauflösungen (Φ - und Ψ -Mode) im 3D-Objekt durch die gesamte Tiefe hindurch fortsetzen. Diese Wirbelstromdichteverteilung mit höheren Ortsfrequenzen führt im 3D-Fall zu einer CAS von 2,88 (Tabelle 4.6) und somit zu einer Verstärkung von mehr als 26 dB im Vergleich zu einem typischen Senderaufbau mit einer kreisförmigen Spule. Diese Verstärkung wird größtenteils (ca. 20 dB) durch den neuartigen Senderaufbau erreicht. Zusätzlich wird die CAS durch den verwendeten Butterfly-Empfänger um weitere 6 dB verstärkt (Kapitel 4.3.2). Bisher veröffentlichte MIT-Systeme weisen eine zentrale Empfindlichkeit < 1 (nahezu 0) auf und sind daher nicht in der Lage, Änderungen in diesen Bereichen zu erfassen. Bei dem hier vorliegenden Fall ($CAS > 1$) ist prozentual gesehen selbst im Inneren des Messphantoms das relative Signal größer als das relative Volumen des Störobjekts. Dies gelingt, da der im ungestörten Messobjekt induzierte Wirbelstromverlauf dem angeregten primären Vektorpotential des Senders folgt und nur durch die Randbedingungen der Objektfläche verformt wird. Ein in x - und y -Richtung weit ausgedehntes Messobjekt wäre aufgrund der gradiometrischen Ausrichtung der Empfänger zum Senderfeld somit

kaum detektierbar. Eine in dieses Objekt eingeführte Leitfähigkeitsänderung hingegen würde zu einem verhältnismäßig starken Messsignalausschlag führen. Kleine Leitfähigkeitsänderungen (Störungen) können durch diesen Effekt besser detektiert werden. Außerdem haben Bewegungen oder Verschiebungen des gesamten Messobjektes einen geringeren Einfluss auf das Messsignal, da diese im Verhältnis einen viel geringeren Einfluss auf die Position des Störobjektes haben und sich dadurch weniger im Signal fortsetzen.

Zudem weisen die durch den Undulator angeregten differenziellen Messsignale (Abbildung 4.12) eine deutlich größere Signalform-Varianz und höhere Signalfrequenz auf als die durch einen kreisförmigen Sender angeregten Messsignale (Abbildung 4.4), d. h. die durch einen Undulator angeregten Signale bieten mehr Lokalisierungsmöglichkeiten. Zugleich haben sich die Messsignalamplituden und damit auch die Empfindlichkeiten von oberflächennahen und zentralen Bereichen angenähert (Abbildung 4.13). Aufgrund dieser Vorteile sind die 3D-Rekonstruktionen mit dem Undulator-Aufbau präziser und eine Detektion von Leitfähigkeitsänderungen in den zentralen Bereichen wird ermöglicht (Kapitel 4.4). Außerdem kann ein unendlicher Undulator mit einer sinusförmigen Primärfeld-Topologie in x -Richtung das Vorwärtsproblem erheblich beschleunigen (Kapitel 4.3.1). Somit müssen nur zwei um $D/4$ versetzte Wirbelströme berechnet werden, die anderen Wirbelstromverteilungen ergeben sich durch Überlagerung dieser beiden, was zu einer etwa 18-fachen Beschleunigung der 3D-Rekonstruktion führt.

5 Experimentelle Validierung und Weiterentwicklung des MIT-Aufbaus

In diesem Kapitel wird die in Kapitel 3.2.1 beschriebene MIT-Konstruktion überarbeitet und optimiert, sodass die auf Simulationen beruhenden Ergebnisse aus Kapitel 4 anhand realer Messungen validiert werden können. Dafür ist es entscheidend, dass der Scanner Signaldaten liefert, die mit den simulierten Signalen weitgehend übereinstimmen. Für die Messungen wird ein torsoähnlicher Testkörper vorgestellt, in den sowohl nicht leitfähige als auch schwach leitfähige (≤ 1 S/m) Störobjekte positionsgenau eingebracht werden können. Anschließend werden erste Vergleichsmessungen zwischen einem kreisförmigen Sender- und einem Undulator-Aufbau zur Verifizierung der Simulationsergebnisse aufgezeigt. Das hier entwickelte MIT-Setup mit undulierendem Sender wird erweitert und besser an die Problemstellung angepasst. Mit diesem angepassten Aufbau können erste 3D-Rekonstruktionen von Inhomogenitäten auch in den zentralen Bereichen eines voluminösen Objektes experimentell geprüft werden.

Als Grundlage für den experimentellen Vergleich der unterschiedlichen Sendersysteme und auch für die anschließende Weiterentwicklung des Undulator-MIT-Aufbaus dienen zwei eigens veröffentlichte Artikel [60], [70].

5.1 Mechanische Überarbeitung des experimentellen Aufbaus

Die hier gezeigte MIT-Konstruktion (Abbildung 5.1) orientiert sich grundlegend an dem mechanischen Aufbau aus Kapitel 3.2.1. Die neue Konstruktion ist mechanisch gedämpft und in sich versteift, wodurch die Anfälligkeit des Signals für mechanische Fremdeinflüsse reduziert werden konnte. Weiterhin besteht der Aufbau aus drei Funktionsbereichen: Die linke Seite wird als Senderbereich genutzt, dort können verschiedene Spulengeometrien als Sender montiert werden; rechts zu sehen ist der Empfängerbereich, in dem mehrere Empfänger in verschiedenen Höhen platziert werden können; zwischen dem Sender- und dem Empfängerbereich liegt der Messbereich, dort befindet sich das Messobjekt oder die Testperson in einer beweglichen Transportbox, die sich auf einem 300 cm langen Schienensystem verfahren lässt.

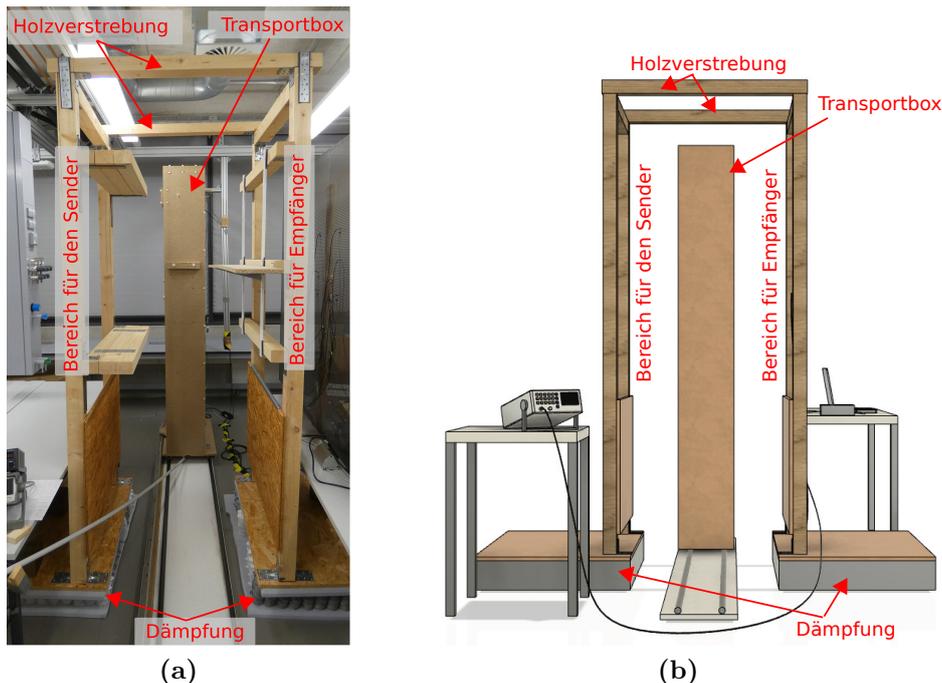


Abbildung 5.1: Optimierter mechanischer Aufbau ohne Sender und Empfänger. (a) Realer Aufbau. (b) CAD-Zeichnung des Aufbaus.

Der Senderbereich ist so ausgelegt, dass ein Halbraum für eine quasi beliebige Spulengeometrie geboten wird. Zudem hat der modulare Aufbau den Vorteil, dass der Sender ohne viel Aufwand ausgetauscht werden kann. Dies erleichtert den hier beabsichtigten Vergleich zwischen verschiedenen Sendersystemen. Auch der Empfangsbereich ist so aufgebaut, dass ein unkomplizierter Austausch oder eine Erweiterung schnell und praktikabel umgesetzt werden kann. Theoretisch können Empfänger mit einer beliebigen Geometrie und in verschiedenen Höhenebenen (y -Richtung) im Empfänger-Halbraum platziert werden. Dies erlaubt eine günstige Separation bei der Objekterkennung. Derzeitig sind drei Höhenebenen für die Detektion im Brustbereich einer Testperson ausgerichtet, könnten aber nach unten oder oben erweitert werden. Der Spalt zwischen der Sender- und der Empfängereinheit, durch den sich das Messobjekt in einer Transportbox hindurchbewegt, ist 40 cm breit. Die Transportbox wurde neu erarbeitet, damit eine höhere Stabilität und Steifigkeit besteht. Die Box hat eine Grundfläche von 33 cm \times 70 cm und eine Höhe von 235 cm. Weiterhin bewegt sich die Box auf dem vibrationsarmen und bewährten Schienensystem (vgl. Abbildung 3.7). Die gesamte Messprozedur, bei der die Box über das Schienensystem fährt, dauert weiterhin rund 10 s.

Da sich der elektromechanische MIT-Scanner-Aufbau in einer normalen Laborumgebung befindet, werden experimentelle Messungen mit einem nahezu ungedämpften MIT-System stark von mechanischen Störquellen beeinflusst. Mechanische Störquellen, wie beispielsweise Erschütterungen durch herumlaufende Personen, sich öffnende oder schließende Türen oder Vibration durch die Messprozedur selbst, wirken dabei auf die Messung ein. Zur Minimierung des Einflusses mechanischer Erschütterungen wird sowohl der Sender- als auch der Empfängerbereich gedämpft aufgebaut. Damit

zusätzliche mechanische Signalstörungen durch die Messprozedur vermieden werden, ist das Schienensystem von den anderen beiden Bereichen entkoppelt. Als Dämpfung dienen sowohl Schaumstoffmatten als auch Federn, die unter der gesamten Sender- und Empfängereinheit platziert sind (Abbildung 5.1). Zudem sind zwischen alle mechanischen Verbindungen im Aufbau Schaumstoff-Dämm-Matten eingesetzt, damit mögliche Vibrationen schnell gedämpft werden. Den größten Einfluss haben mechanische Verschiebungen oder Vibrationen, die die relative Positionierung zwischen Sender und Empfänger verändern und dadurch die größten Artefakte im Messsignal verursachen. Um dies abzumildern, sind die Sender- und Empfängereinheit mit Querbalken gegeneinander versteift.

Die durch diese Maßnahmen erzielte Dämpfung im Bereich der Empfänger wird mit einem Piezo-Schallwandler geprüft, dabei wird der Schallwandler als eine Art Seismograph eingesetzt. Dieser wird einseitig an der zu messenden Position befestigt und auf der gegenüberliegenden Seite mit einem Gewicht beschwert, damit mechanische Schwingungen verstärkt aufgenommen werden. Übertragene Schwingungen oder Vibrationen verformen das Piezoelement und erzeugen eine Spannung, die proportional zu den auftretenden mechanischen Vibrationen ist. Messungen zwischen dem gedämpften und ungedämpften System sind in Abbildung 5.2 dargestellt. Nach etwa 0,5 s wurde ein Objekt mit einer Masse von 150 g aus einer Höhe von 70 cm auf den Boden fallen gelassen. Die Erschütterung erzeugt im ungedämpften System einen großen Ausschlag, der eine maximale Amplitude von 304 mV aufweist (Abbildung 5.2, blaue Signalkurve). Im gedämpften System ist ein sehr viel schwächerer Ausschlag zu verzeichnen (maximal 10 mV, rote Signalkurve). Anschließend, ab etwa 3 s, haben Schritte einer Person zu weiteren Ausschlägen (maximal 65 mV) im ungedämpften System geführt. Durch die Dämpfung des Systems haben die Schritte keinerlei Auswirkung auf das Signal, die sehr geringen Ausschläge sind vom Grundrauschen des Signals nicht zu unterscheiden.

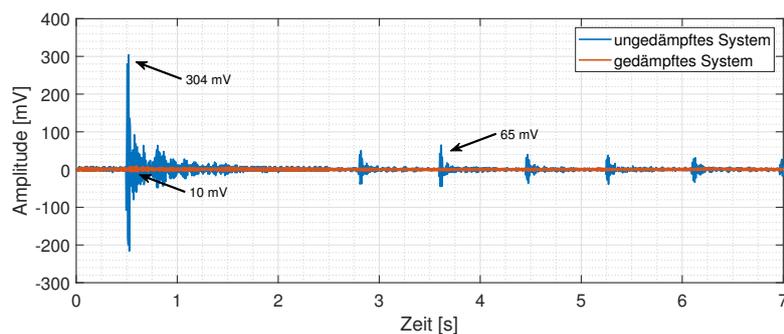


Abbildung 5.2: Erschütterungsverhalten eines gedämpften (rot) und eines ungedämpften (blau) Systems im Vergleich. Nach etwa 0,5 s diente eine absichtliche Krafteinwirkung auf den Laborboden durch einen fallen gelassenen Gegenstand als Erschütterungsursache. Die weiteren Ausschläge nach etwa 3 s wurden durch Schritte einer laufenden Person verursacht.

Die Messungen zwischen dem gedämpften und ungedämpften Aufbau ergeben eine Dämpfung der mechanischen Umgebungsstörungen von rund 30 dB. Diese kann anhand der maximalen Amplitude der Ausschläge ermittelt werden.

$$20 \times \log\left(\frac{Signal_{unged\ddot{a}mpft}}{Signal_{ged\ddot{a}mpft}}\right) = 20 \log\left(\frac{304 \text{ mV}}{10 \text{ mV}}\right) = 29,65 \text{ dB} \quad (5.1)$$

All diese Maßnahmen führen somit dazu, dass labortypische mechanische Umgebungseinflüsse, im Gegensatz zu Bewegungs- oder Verschiebungsartefakten des Messobjekts, nur geringe Einwirkungen auf das Signal haben.

5.2 Erstellung eines für die Biomedizin repräsentativen Messphantoms

Wie bereits einleitend in Kapitel 1.2.2 beschrieben, wird aufgrund der geringen CAS in vorherigen experimentellen Studien anderer Forschungsgruppen auf verschiedene Vereinfachungen bei dem Aufbau von biomedizinischen Messobjekten zurückgegriffen. Zur Erstellung eines realistischen biomedizinischen Messobjekts müssen die in Kapitel 1.3 aufgezählten restriktiven Anforderungen erfüllt werden. Dies wird bereits in Kapitel 3.3.3 (Abbildung 3.16) mit einem Testkörper, dessen Abmessungen grob denen eines menschlichen Torsos entsprechen (49 cm × 28 cm × 24 cm), ansatzweise erfüllt. Dabei wird ein 33 l Salzwasserbad genutzt, welches eine Leitfähigkeit von 0,5 S/m aufweist. Durch die Beschleunigung des Messobjekts während eines Scans kommt es jedoch zu Schwapp-Bewegungen des Wassers, welche nur teilweise durch eine Polystyrol-Abdeckung gedämpft werden können. Um diese unrealistisch starken Bewegungsartefakte weiter zu minimieren, wird das Messobjekt überarbeitet. Dazu wird ein Rahmen mit Fixierung für eine Polystyrol-Abdeckung montiert (Abbildung 5.3 a). Durch die Fixierung der Abdeckung können sich Schwapp-Bewegungen des Wassers nicht auf die Abdeckung übertragen und werden dadurch gut unterdrückt.

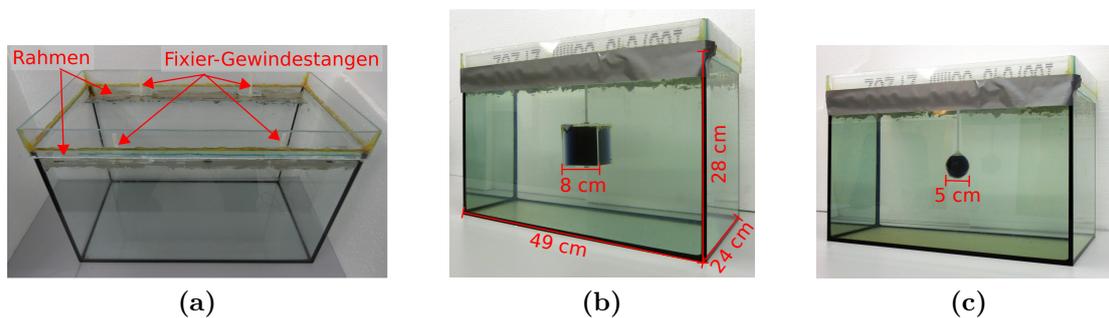


Abbildung 5.3: Experimentelle Umsetzung eines realistischen biomedizinischen Messobjektes. Der Körper hat Abmessungen von 49 cm × 28 cm × 24 cm und entspricht damit grob dem Volumen eines Torsos. (a) Offener Aufbau mit sichtbarer Fixierung für die Polystyrol-Abdeckung. (a) Messobjekt mit integriertem quaderförmigen Störobjekt (0 S/m, 512 ml). (b) Messobjekt mit integriertem kugelförmigen Störobjekt (0 S/m 65 ml).

In dieses schwach leitfähige Volumen können verschiedene Störobjekte nahezu beliebig positioniert werden. Die eingebrachten Leitfähigkeitsänderungen sind in Bezug auf das sich durch den Messbereich bewegende Kochsalzbad ortsfest integriert. Die effektiven Leitfähigkeiten der Störobjekte (entweder 0 oder 1 S/m) liegen im typischen Bereich menschlicher Organe oder Gewebe: 0 S/m entspricht beispielsweise Fettgewebe, einem Pneumothorax oder einer stark belüfteten Lunge und 1 S/m könnte freiem Blut oder Serum entsprechen.

Für die im weiteren Verlauf dieser Arbeit gezeigten 3D-Rekonstruktionen (vgl. Kapitel 5.5) werden würfelförmige Störobjekte verwendet (Abbildung 5.3 b). Diese Form eignet sich gut zur Validierung der Simulationen aus Kapitel 4, da in diesem Kapitel ebenfalls von würfelförmigen Objekten ausgegangen wurde. Experimentelle Messungen sind jedoch nicht auf quaderförmige Objekte beschränkt, es können auch anders geformte Störobjekte, beispielsweise Kugeln (Abbildung 5.3 c), verwendet werden. Die Würfel, die in verschiedenen Positionen im Körper platziert werden, liefern ein RV von 1,55% ($8\text{ cm} \times 8\text{ cm} \times 8\text{ cm} = 0,512\text{ l}$) in Bezug auf das 33 l Kochsalzbad. Die hier kleinste, noch gut detektierbare Störung im Inneren des Volumens ist eine Kugel mit einem Durchmesser von 5 cm (65 ml, 0,2% RV, Abbildung 5.3 c).

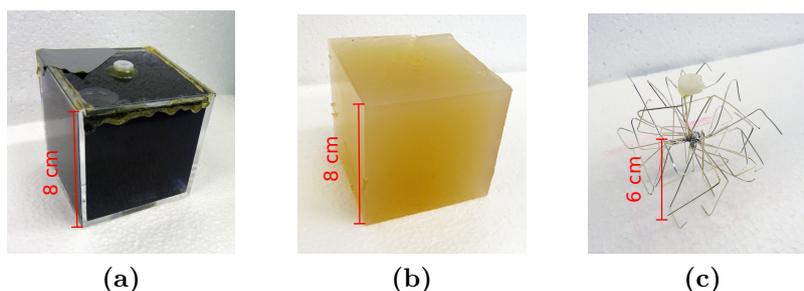


Abbildung 5.4: Würfelförmige Störungen, die jeweils einer Volumenänderung von 0,512 l (RV = 1,55%) entsprechen. (a) Mit deionisiertem Wasser gefüllter Kunststoffwürfel (0 S/m); (b) Würfel aus Agar-Salz (1 S/m); (c) Drahtstern in einem leitfähigen Hintergrund ergab praktisch das gleiche Signal wie das des Würfels aus Agar-Salz (1 S/m).

Das Störobjekt mit einer Leitfähigkeit von 0 S/m besteht aus einem mit deionisiertem Wasser gefüllten Kunststoffwürfel (Abbildung 5.4 a). Um eine realistische Darstellung von Anomalien in Lebewesen zu gewährleisten, sind alle Seiten der stärker leitfähigen Störung mit dem leitfähigen Hintergrund verbunden. Die Störung ist somit nicht durch eine Kunststoffhülle isoliert, wie es in bisherigen Studien oftmals der Fall ist. Leitfähigere Störungen werden mit Agar-Salz-Würfeln realisiert (1 S/m, Abbildung 5.4 b). Dieses Material hat sich zwar für die Anwendung von biomedizinischen Impedanzphantomen bewährt [63], [97], da es leicht zu formen ist und ähnliche elektrische Eigenschaften wie menschliches Gewebe aufweist, jedoch sind die Form und elektrischen Eigenschaften nur wenige Tage stabil. Da es sich um ein organisches Material handelt, zersetzt es sich mit der Zeit, was Experimente über längere Zeiträume erschwert. Einen praktisch gleichwertigen Ersatz für die Agar-Salz-Störung bietet ein wesentlich haltbarer Drahtstern (Abbildung 5.4 c), der aus mehreren offenen Kupferdrähten (mit Silberbeschichtung) zusammengesetzt ist.

Aufgrund der offenen Enden der Drähte werden die Wirbelstromschleifen durch den schwach leitenden Hintergrund der Umgebung geschlossen. Es muss sichergestellt sein, dass dieser Drahtstern die differentiellen MIT-Signale des 1 S/m-Agar-Salz-Würfels innerhalb des 0,5 S/m-Hintergrundes reproduziert. Zu diesem Zweck werden Messungen sowohl mit dem Agar-Salz-Würfel als auch mit dem Drahtstern an verschiedenen Stellen des 33-l-Körpers durchgeführt. Die Signale in Abbildung 5.5 a stammen von einer Messung, bei der sich das Störobjekt zentral in dem leitfähigen Hintergrund befand, ähnlich wie in Abbildung 5.3 b. In Abbildung 5.5 b befand sich die Störung am rechten Rand des Messobjektes.

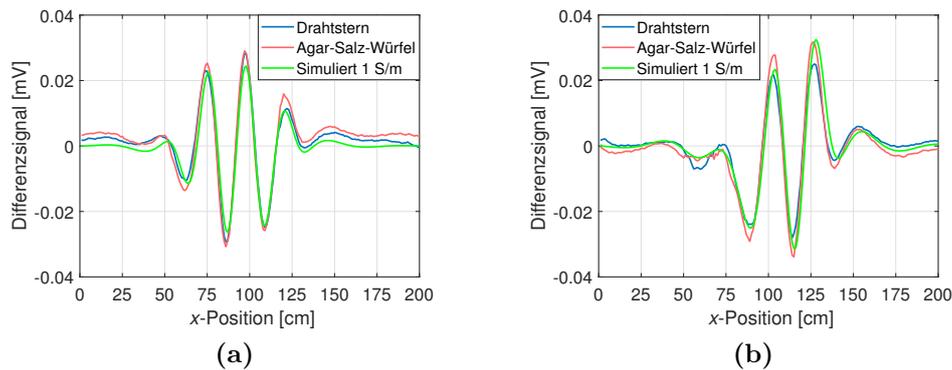


Abbildung 5.5: Differenzsignale einer Leitfähigkeitsänderung von 1 S/m in einem 0,5 S/m Hintergrund. Vergleich zwischen dem Agar-Salz-Würfel (blau) und Drahtstern (rot). Als Referenz wurde das Signal ebenfalls simuliert (grün). (a) Die Störungen befinden sich in der Mitte des leitfähigen Hintergrunds. (b) Die Störungen befinden sich flächenzentriert an der Seitenwand.

Die Messungen wurden mit dem später in dieser Arbeit beschriebenen 11-Leiter-Undulator-MIT-Aufbau (Kapitel 5.4.3) durchgeführt. Als Beleg für die mögliche Verwendung des Drahtsterns ist die gute Übereinstimmung zwischen dem gemessenen Signal des Agar-Salz-Würfels (rot) und dem Drahtstern (blau) entscheidend. Zudem zeigt auch der simulierte Signalverlauf einer Störung (grün) mit einer Leitfähigkeit von 1 S/m einen annähernd deckungsgleichen Verlauf. Würde sich die Signatur des Drahtsterns im Messsignal vorwiegend wie ein Metallobjekt verhalten, wären die Ausschläge aufgrund der höheren Leitfähigkeit (z. B. Aluminium ca. 37 Mio. S/m) um ein Vielfaches größer und würden zudem eine deutlich andere Phasenlage aufweisen.

Der Grund, warum sich der Drahtstern nicht wie ein hoch leitfähiges Störobjekt verhält, ist, dass innerhalb der dünnen offenen Metalldrähte nur sehr kleine Wirbel mit einer relativen Phasenverschiebung von etwa 90° auftreten, die durch die phasenstarre Empfängerschaltung (vgl. Kapitel 3.2.2) zusätzlich unterdrückt werden und dadurch nur einen vernachlässigbar kleinen Einfluss auf das Messsignal haben. Der offene Drahtstern, der in den schwach leitenden Hintergrund eingetaucht ist, wirkt daher nicht wie ein hochleitendes, massives Metallobjekt, sondern als dauerstabiler Ersatz für den bewährten, jedoch nicht stabilen Agar-Salz-Würfel mit einer Leitfähigkeit von 1 S/m.

Der hier beschriebene Testkörper und die eingebrachten Inhomogenitäten (Störobjekte) erfüllen somit die in Kapitel 1.3 beschriebenen Anforderungen an ein realistisches biomedizinisches Messphantom für die MIT und werden daher im weiteren Verlauf dieser Arbeit verwendet.

5.3 Experimentelle Umsetzung und Validierung simulativer Erkenntnisse

In diesem Kapitel werden experimentelle Messungen zur Überprüfung der zuvor theoretisch aufgestellten Simulationsergebnisse (vgl. Kapitel 4.1 und 4.3) dargestellt. Dafür wird der Aufbau einer kreisförmigen und einer undulierenden Sendergeometrie praktisch umgesetzt. Anhand dieser werden Messungen durchgeführt und mit den Simulationsergebnissen verglichen.

5.3.1 Experimentelle Untersuchung eines kreisförmigen Senders

Für die experimentelle Umsetzung eines kreisförmigen Senderaufbaus wird, wie in Kapitel 3.2.1, ein Kupferring mit einem Außendurchmesser von 55 cm verwendet (Abbildung 5.6 a). Der verwendete Kupferstreifen hat eine Breite von 10 cm, ist als LC-Schwingkreis ($L = 614 \text{ nH}$, $C = 26,4 \text{ nF}$) aufgebaut und wird in Resonanzfrequenz bei 1,25 MHz betrieben. Es wurde absichtlich eine kreisförmige Leiterschleife als Sender genutzt und nicht der zuvor in Kapitel 3.1 beschriebene koaxiale Aufbau, da einerseits die kreisförmige Spule eine gute Vergleichbarkeit zu der Simulation in Kapitel 4.1 bietet und andererseits eine solche Sendergeometrie in nahezu sämtlichen vorherigen MIT-Studien genutzt wird.

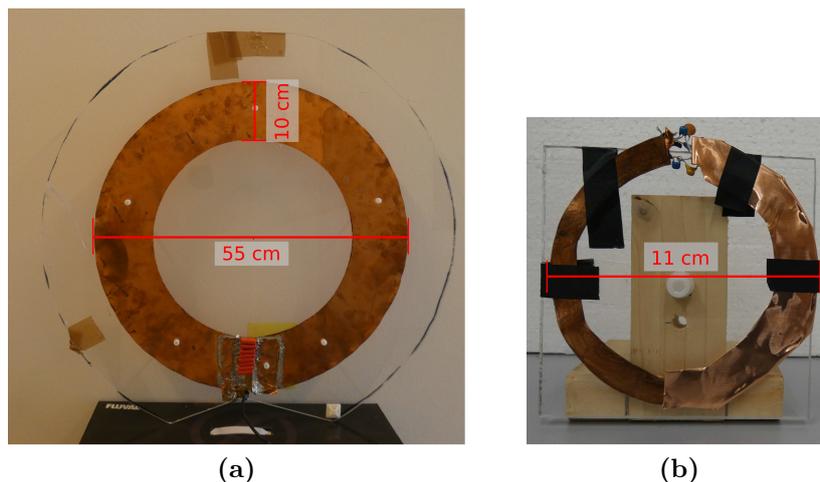


Abbildung 5.6: Realer kreisförmiger Sender- und Empfänger-Aufbau. (a) Sender und (b) Empfänger.

Die gradiometrisch ausgerichtete kreisförmige Empfängerspule (Abbildung 5.6 b) hat einen Durchmesser von 11 cm und wird in einem Abstand von 40 cm positioniert. Der Empfänger besteht aus einem 1 cm breiten Kupfering und wird ebenfalls als Schwingkreis ($f_r = 1,38$ MHz) aufgebaut. Aufgrund der höheren Temperaturstabilität werden Folienkondensatoren genutzt.

Als Messobjekt dient das in Kapitel 5.2 beschriebene 33-l-Salzwasserbad (0,5 S/m). In dieses Messobjekt werden kugelförmige Inhomogenitäten mit einem Durchmesser von 8 cm und einer Leitfähigkeit von 0 S/m eingebracht. Das Volumen der Störobjekte ($0,27$ dm³) entspricht somit grob dem der in der Simulation verwendeten Störobjekte ($0,22$ dm³) (vgl. Kapitel 4.1). Für eine erste Validierung der simulierten Messsignale wird diese Ähnlichkeit als ausreichend angenommen. Der hier experimentell umgesetzte Messaufbau ist in Abbildung 5.7 a schematisch und in Abbildung 5.7 b real dargestellt. Die farbigen Kugeln im Quader stellen jeweils eine eingebrachte Störung dar, dabei werden die verschiedenen Positionen der Störung durch die unterschiedlichen Farben repräsentiert. Dieses Farbschema wird ebenfalls für die in Abbildung 5.7 c dargestellten Differenzsignale verwendet, um den direkten Bezug zu verdeutlichen. Zur Prüfung der Reproduzierbarkeit einer Messung werden für jede Störposition mehrere Messungen durchgeführt. Zur Demonstration der Reproduzierbarkeit sind in der Abbildung für jede Störposition jeweils zwei Signalverläufe übereinander und in ähnlicher Farbgebung dargestellt.

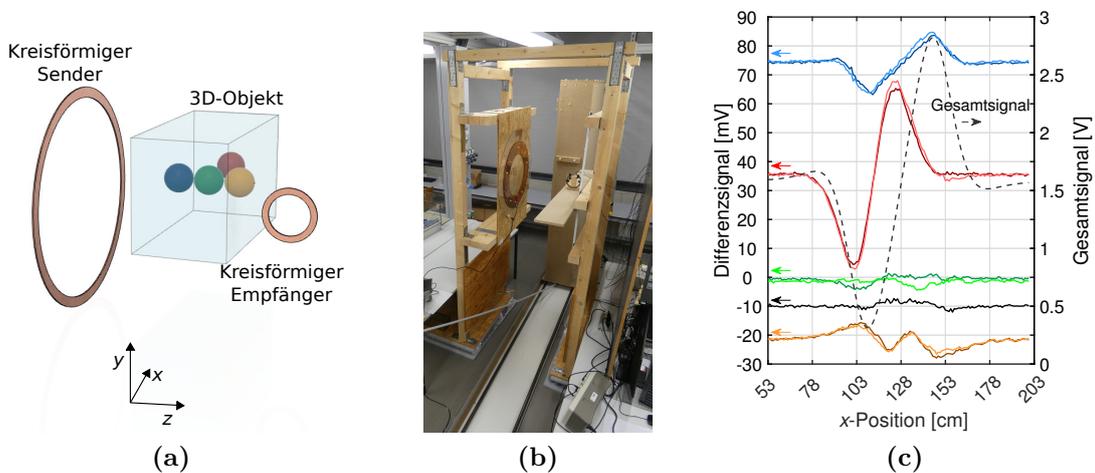


Abbildung 5.7: Experiment mit einem MIT-Aufbau mit kreisförmigen Sender- und Empfängerstrukturen. (a) Schematische Darstellung; der gesamte Messkörper bewegt sich linear in x -Richtung durch eine gradiometrische Anordnung zwischen Sender- und Empfängerschleife. (b) Experimentelle Umsetzung. (c) Messungen: Die gestrichelte schwarze Linie stellt das Gesamtsignal des Quaders dar; die roten Linien sind die Differenzsignale der Kugel, wenn sie an der Seitenwand flächenzentriert ist; die blauen und gelben Linien stellen die Signatur der Kugel in Richtung der Erreger- und Empfängerspule dar (flächenzentriert). Die grünen Linien aus der Mitte des Volumens sind schwach und zudem nicht von Messungenauigkeiten (schwarz) zu unterscheiden. Die Messungenauigkeiten wurden aus der Differenz zwischen zwei gleichartigen Messungen bestimmt.

Die experimentell ermittelten Messsignale weisen ähnliche Signalverläufe im Vergleich zu den simulierten Signalen auf (vgl. Abbildung 4.4 b). Dies bestätigt die Simulationsergebnisse und die Nutzbarkeit des angewandten Vorwärtsproblems, welches zur Berechnung der Signale dient. Das Gesamtsignal (schwarz gestrichelte Linie) hat eine maximale Auslenkung (Spitze-Spitze-Signal) von 2,51 V und ist damit geringer als das simulierte Gesamtsignal (3 V). Die Differenzsignale weisen aufgrund des etwas größeren Volumens der Störobjekte dennoch eine sehr ähnliche Amplitude auf. Zudem heben sich die oberflächennahen Objekte (blau, gelb und rot) deutlich von der schwarz dargestellten Messungenauigkeit ab. Diese Messungenauigkeit beschreibt die Differenz zwischen zwei gleichartig durchgeführten Messungen mit gleichem, aber neu ausgerichtetem Störobjekt und weist eine maximale Auslenkung von 4,72 mV auf. Das zu verzeichnende Rauschen einer einzelnen Messung weist eine Auslenkung von ca. 2,6 mV auf. Das SNR zwischen Gesamtsignal und Grundrauschen einer Einzelmessung liegt somit bei rund 60 dB. Dieser Wert wird im Bereich der biomedizinischen MIT als sehr gut angesehen. Scharfetter et al. [34] beschreiben, dass ein SNR von 64 dB nur unter nahezu idealen Voraussetzungen erreicht werden könne. Die zwei Signalverläufe einer zentral eingebrachten Inhomogenität (grün) weisen zwar eine maximale Auslenkung von 5,61 mV auf, aufgrund der großen Varianz zwischen den beiden Messungen ist aber davon auszugehen, dass es sich hauptsächlich um statistisch unkorrelierte Artefakte handelt und nicht um eine detektierte Signaländerung aufgrund des Störobjekts. Gesuchte Signalinformationen aus den zentralen Bereichen sind nicht mehr identifizierbar und somit liegen auch keine auswertbaren Informationen für eine Rekonstruktion vor. Im Unterschied zu dieser typischen Spulengeometrie gelang es in Abbildung 3.16 (gelber Signalverlauf) bereits mit einer koaxialen Sendergeometrie ein deutliches Signal oberhalb der Messungenauigkeiten zu erzielen.

5.3.2 Experimentelle Untersuchung eines Undulators

In diesem Kapitel wird der zuvor in dieser Arbeit entwickelte Undulator-Senderaufbau (vgl. Kapitel 4.3) experimentell umgesetzt. Der Sender besteht aus fünf vertikalen Kupferstreifen. Die inneren drei Streifen haben je eine Breite (b) von 10 cm, eine Länge (l) von 1 m und eine Dicke (d) von 0,5 mm, daraus lässt sich eine Induktivität (L_{Leiter}) von

$$L_{\text{Leiter}} = 2l \left(\ln\left(\frac{l}{d+b}\right) + \frac{1}{2} \right) \text{nH} = 560 \text{nH} \quad (5.2)$$

abschätzen [98]. Damit durch die äußeren Leiter nur etwa halb so viel Strom wie durch die übrigen Leiterstreifen fließt, haben diese eine geringere Breite ($b_{\text{Außen}} = 0,8 \text{ cm}$). Für diese Leiter ergibt sich dadurch eine höhere Induktivität ($L_{\text{Außen}}$) und somit ein etwa doppelt so großer Blindwiderstand ($X_{\text{Außen}}$, Gleichung (5.5)) wie bei den anderen Leitern (X_{Leiter}).

$$X_{\text{Leiter}} = j\omega L_{\text{Leiter}} = 5,2 \Omega \quad (5.3)$$

$$L_{\text{Außen}} = 2l \left(\ln \left(\frac{l}{d + b_{\text{Außen}}} \right) + \frac{1}{2} \right) \text{nH} = 1054 \text{nH} \quad (5.4)$$

$$X_{\text{Außen}} = j\omega L_{\text{Außen}} = 9,8 \Omega \quad (5.5)$$

Durch diese angepasste Stromverteilung soll sich im Bereich der Empfänger eine ansatzweise sinusförmige Primärfeldverteilung ergeben, wie bereits in Kapitel 4.3 beschrieben. Zudem ist der gesamte Sender als LC-Schwingkreis ($L = 375,5 \text{ nH}$, $C = 30,8 \text{ nF}$) aufgebaut und wird, wie auch der zirkulare Aufbau, in Resonanzfrequenz betrieben (1,48 MHz). Abbildung 5.8 a stellt die Umsetzung des Undulators schematisch dar. Der rote und blaue obere Querbalken befinden sich in der Realität (Abbildung 5.8 b) hintereinander und werden durch eine nicht leitende Kunststoffschicht getrennt, zur besseren Visualisierung sind diese in der schematischen Darstellung jedoch leicht versetzt. Die Sender-Treiberstufe wird mit den oberen Querbalken verbunden. In dem dargestellten statischen Fall dient der rote Querbalken als Hinleiter und der blaue als Rückleiter. Ein angelegter Strom fließt in dieser statischen Betrachtung zuerst entlang der Pfeilrichtung durch die roten Leiterstreifen und dann zurück über die blauen Streifen. Der gesamte Sender-Parallel-Schwingkreis ergibt sich durch die Kondensatoren, die sich zwischen den beiden oberen Querbalken befinden. Die Kondensatoren und die Einspeisung müssen möglichst gleichmäßig über den gesamten Querbalken verteilt werden, damit Amplituden- oder Phasenveränderungen zwischen den einzelnen Leiterstreifen vermieden werden.

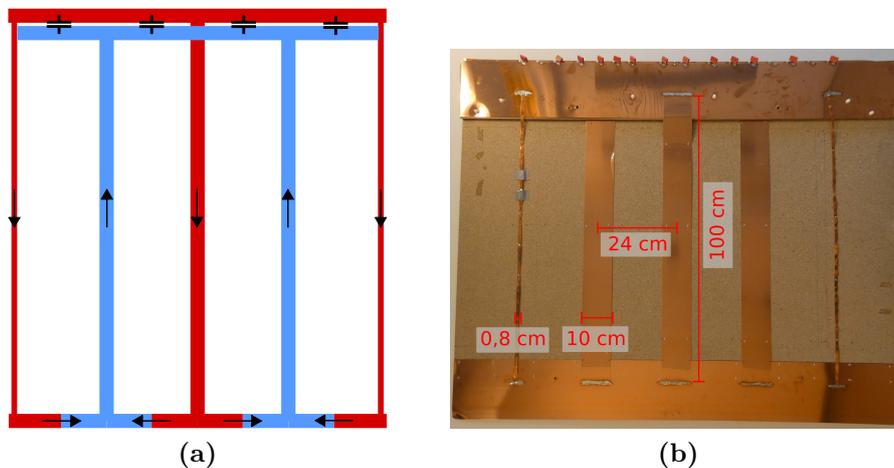


Abbildung 5.8: 5-Leiter-Undulator-Aufbau. (a) Schematische Darstellung des Stromverlaufs im Undulator. (b) Realer Undulator-Aufbau.

Als Empfänger dient eine Butterfly-Spule (vgl. Kapitel 4.3.2), diese ist 16 cm breit und 8 cm hoch (Abbildung 5.9). Auch der Empfänger wurde als Schwingkreis aufgebaut und weist eine Resonanzfrequenz von 1,43 MHz auf. Der Abstand zwischen Sender und Empfänger beträgt weiterhin 40 cm.

Zudem wird dasselbe Messobjekt mit den gleichen Störpositionen wie bei dem runden Aufbau verwendet (vgl. Kapitel 5.3.1). Der hier experimentell umgesetzte Messaufbau ist in Abbildung 5.10 a schematisch und in Abbildung 5.10 b real dargestellt.

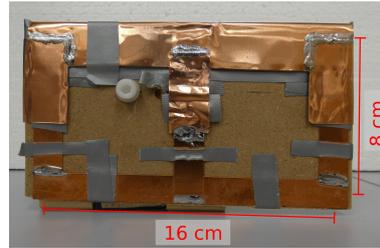


Abbildung 5.9: Realer Butterfly-Empfänger.

Der in Abbildung 5.10 c präsentierte schwarz gestrichelte Signalverlauf bezieht sich, wie zuvor, auf das Gesamtobjekt. Die Signale der eingebrachten Störungen (blau, rot, grün, gelb) entsprechen den jeweils farblich markierten Positionen.

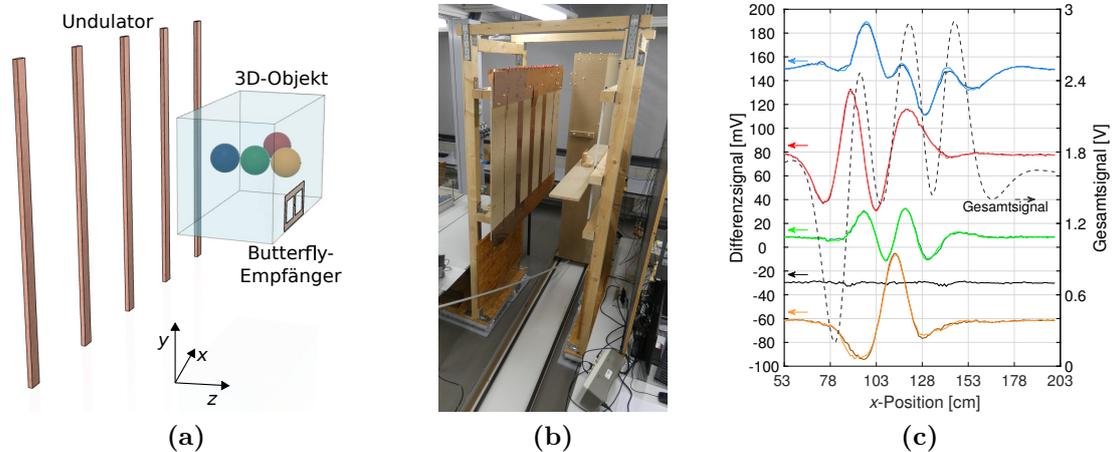


Abbildung 5.10: Experiment mit einem 5-Leiter-Undulator-MIT-Aufbau. (a) Schematische Darstellung; das gesamte Messobjekt bewegt sich linear in x -Richtung durch eine gradiometrische Anordnung von Erregungs- und Empfangsschleife. (b) Experimentelle Umsetzung. (c) Messungen: Die gestrichelte schwarze Linie stellt das Gesamtsignal des Quaders dar; die roten Linien sind die Differenzsignale der Kugel, wenn sie an der Seitenwand flächenzentriert ist; die blauen und gelben Linien stellen die Signatur der Kugel in Richtung der Erreger- und Empfängerspule dar (flächenzentriert). Die grünen Linien aus der Mitte des Volumens heben sich deutlich ab von der allgemeinen Messungenauigkeit, die durch Rauschen, Vibrationen und weitere Messartefakte bei jeder Messung auftritt (schwarze Linie).

Auch diese experimentell ermittelten Messergebnisse weisen deutliche Ähnlichkeiten zu den simulierten Signalverläufen auf (vgl. Abbildung 4.12 c). Die Auslenkung der Signale aus der Mittelposition (grün, 43,7 mV) hebt sich, im Gegensatz zu dem Experiment mit einem kreisförmigen Senderaufbau, signifikant von den Messungenauigkeiten (4,63 mV) ab und es lässt sich eine CAS von 2,18 berechnen. Dies entspricht annähernd der theoretisch mithilfe von Simulationen bestimmten CAS (vgl. Tabelle 4.6).

Erstmalig konnte somit anhand realer Messungen eine für eine Rekonstruktion ausreichend starke Signalamplitude aus den zentralen Bereichen erzielt werden. Damit

konnten zudem die in Kapitel 4.3 beschriebenen Simulationsergebnisse experimentell nachgewiesen und somit validiert werden. Allerdings weisen die experimentell ermittelten Signale für eine auf Messungen basierende Rekonstruktion noch zu große Abweichungen im Vergleich zu den simulativ ermittelten Signalen auf. Zudem ist ein einzelner Empfänger nicht für eine 3D-Rekonstruktion ausreichend. Aus diesen Gründen muss die technische Umsetzung der Sender- und Empfängergeometrien des MIT-Aufbaus vorerst weiter optimiert und für eine 3D-Rekonstruktion vorbereitet werden.

5.4 Optimierung eines Undulator-MIT-Aufbaus

5.4.1 Praktische Umsetzung eines Empfänger-Arrays

Auch bei dem hier vorgestellten optimierten MIT-Aufbau befinden sich die Empfänger gegenüber dem Sender in gradiometrischer Ausrichtung. Jedoch wurden Änderungen an der Geometrie und der Positionierung der Empfänger vorgenommen, um die Auflösung der 3D-Rekonstruktion zu verbessern.

Die räumliche Auflösung bezüglich der x -, y - und z -Koordinaten einer integrierten Inhomogenität wird durch die positionsabhängig variierenden Signalverläufe erzielt und zudem durch mehrere angepasste Empfänger positionsspezifischer und somit weiter verbessert. Ein einzelner Empfänger ist aufgrund der hier verwendeten lateralen Scanmethode für eine Störobjekterkennung in x -Richtung ausreichend. Für die Unterscheidbarkeit in der Höhe (y -Richtung) werden je drei Empfänger vertikal übereinander angeordnet. Die Tiefenauflösung in z -Richtung wird durch zwei verschiedene Empfängerbreiten verbessert. Dadurch ergibt sich ein Empfänger-Array, welches aus insgesamt sechs Empfängern besteht (Abbildung 5.11 a), drei schmalen und drei breiten Butterfly-Empfängern.

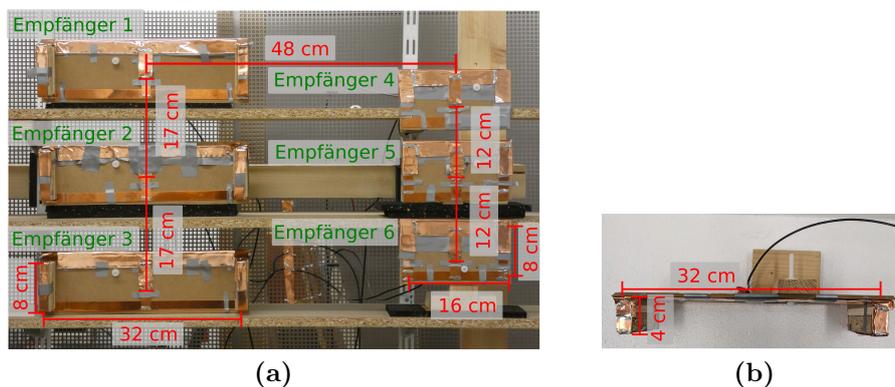


Abbildung 5.11: Empfänger-Array-Aufbau und Bemaßung. (a) Drei breite und drei schmale Butterfly-Empfänger sind je vertikal übereinander angeordnet. (b) Ein breiter Empfänger aus der Vogelperspektive. Dieser weist eine veränderte Tiefenstruktur mit einer Verformung um 4 cm in z -Richtung auf.

Die Empfänger haben jeweils eine Höhe von 8 cm und wurden aus etwa 2 cm breiten Kupferstreifen erstellt. Die drei schmalen Empfänger haben eine Breite von 16 cm und einen Abstand von 2 cm zueinander. Die drei breiten Empfänger haben eine Breite von 32 cm und einen Abstand von 7 cm zueinander. Die verschiedenen y -Abstände führen zu mehr unterschiedlichen Höhen-Informationen und somit zu einer besseren y -Auflösung. Wie bereits erwähnt, wird die Tiefenschärfe durch die unterschiedlichen Empfängerbreiten verbessert. Dies gelingt dadurch, dass der Erfassungsbereich der breiten Spulen weitreichender ist als der Detektionsbereich der schmalen Empfänger. Die unterschiedlichen Tiefenempfindlichkeiten führen somit zu mehr variierenden Signalen und somit zu einer optimierten z -Auflösung. Außerdem sind die breiten Empfänger modifiziert, sodass ihr Vektorpotential (d. h. die relevante y -Komponente) kurz hinter der Objektgrenze in der Nähe des Erregers einen Nullpunkt erreicht. Dafür weisen die breiten Butterfly-Empfänger eine veränderte Tiefenstruktur auf; die äußeren Kupferbahnen der Empfänger sind in z -Richtung um 4 cm zum Sender hin verformt (Abbildung 5.11 b). Diese Modifikation kompensiert die starken, in das Objekt induzierten Wirbelströme in der Nähe des Erregers, die dazu neigen, unverhältnismäßig starke Signale aus dieser Region zu liefern. Durch diese speziell angepassten Empfängergeometrien kann bereits anhand von Simulationen eine optimierte Auflösung, besonders in die y - und z -Richtung festgestellt werden (vgl. Kapitel 4.4). Insgesamt reagieren die sechs Empfänger besonders in den mittleren x -Positionen (zwischen 70 und 190 cm des Messweges) sensibel auf Änderungen des magnetischen Flusses.

Bei der praktischen Realisierung gibt es eine leichte Kopplung zwischen den Empfängern untereinander. Diese gegenseitige Signalkopplung wurde größtenteils dadurch behoben, dass die Distanz zwischen schmalen und breiten Empfängern vergrößert wurde. In der Abbildung 5.11 sind die Empfänger bereits mit dem größeren x -Abstand dargestellt. Eine geringe Kopplung zwischen den vertikal positionierten Empfängern bleibt bestehen, trotz dieser Kopplung sind die hier betrachteten Differenzsignale für eine 3D-Rekonstruktion ausreichend. Für zukünftige Arbeiten, insbesondere für Rekonstruktionen mit Gesamtsignalen, muss diese Kopplung gesondert betrachtet und überarbeitet werden, ein Ansatz zur Vermeidung der Kopplung ist in Kapitel 6.2 aufgeführt.

5.4.2 Annäherung an einen unendlichen Undulator

In Kapitel 4.3.1 wurde bereits erwähnt, dass das Primärfeld des 5-Leiter-Undulators mit dem eines unendlichen Undulators nicht ausreichend genug übereinstimmt, um die beschleunigte Vorwärtsrechnung nutzen zu können. Daher wird auf den folgenden Seiten untersucht, welche Leiteranzahl sich eignet, um das Primärfeld eines unendlichen Undulators ausreichend gut zu imitieren.

In Abbildung 5.12 ist die Vektorpotentialverteilung in y -Richtung (Absolutwerte) verschiedener Undulator-Aufbauten dargestellt, in Kapitel 2.2 wurde bereits beschrieben, dass sich das Vektorpotential bei einer harmonischen Anregung propor-

tional zur angeregten elektrischen Feldstärke verhält, welche wiederum für die Verteilung der induzierten Wirbelströme im Objekt maßgeblich ist. Das bedeutet, die Wirbelströme in einem Messobjekt mit homogener Leitfähigkeitsverteilung werden entsprechend der Vektorpotentialverteilung geformt und nur durch die Randbedingungen eines endlichen Messobjektes verformt. Hier wird die y -Komponente der Vektorpotentiale betrachtet, da die Leiter eines Undulators nur in y -Richtung ausgerichtet sind und somit auch nur ein Vektorpotential in diese Richtung angeregt werden kann. Die Darstellung der Absolutwerte wurde gewählt, damit die Nulldurchgänge zwischen den Vorzeichenwechseln deutlicher zu erkennen sind. Die einzelnen Vorzeichen sind wechselnd und werden daher nicht zusätzlich gekennzeichnet. Außerdem werden lange Leiter in y -Richtung angenommen; diese sollten mindestens doppelt so lang sein wie die y -Abmessung des Messobjektes und des Messspalts zwischen Sender und Empfänger, sodass das Vektorpotential in y -Richtung nur sehr geringe Gradienten aufweist und als konstant im Bereich des Messobjektes angenommen werden kann. Die äußeren Stromleiter führen nur die Hälfte der Stromstärke im Vergleich zu den übrigen Leitern. Dies ist einerseits zwingend erforderlich, um die erste kirchhoffsche Regel (Knotenregel, Gleichung 2.27) einzuhalten, andererseits sorgt dies auch für eine günstigere Vektorpotentialverteilung im Messbereich. Als weitere technische Maßnahme für ein kontinuierlich wechselndes Feld wird der Abstand der äußeren Leiter zu den Nachbardrähten um die Hälfte verringert (Abbildung 5.12 b).

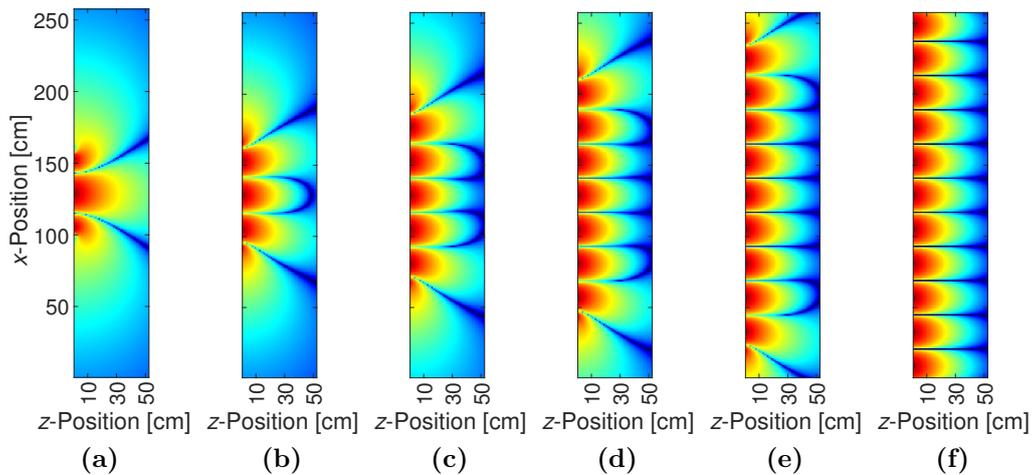


Abbildung 5.12: Vektorpotential (y -Komponente) des Undulator-Primärfeldes mit verschiedenen Leiteranzahlen. Die Ansicht zeigt die horizontale y -Mittelebene aus der Vogelperspektive. Es werden die Absolutwerte in einer logarithmischen Farbskala angezeigt. Die Leiter sind antiparallel vom Strom durchflossen, sodass sich auch die Vorzeichen der Vektorpotentiale jeweils ändern. Zudem fließt durch die äußeren Leiter nur halb so viel Strom wie durch die restlichen. (a) Undulator mit 5 vertikalen Leitern mit jeweils dem gleichen Abstand. (b) Undulator mit 5 vertikalen Leitern, die äußeren beiden Leiter haben nur den halben Abstand. (c) Undulator mit 7 vertikalen Leitern, die äußeren beiden Leiter haben nur den halben Abstand. (d) Undulator mit 9 vertikalen Leitern, die äußeren beiden Leiter haben nur den halben Abstand. (e) Undulator mit 11 vertikalen Leitern, die äußeren beiden Leiter haben nur den halben Abstand. (f) Undulator mit quasi unendlich vielen vertikalen Leitern.

Ohne diese Maßnahme (Abbildung 5.12 a) ist der Einfluss der beiden äußeren Leiter zu gering. Es würde somit, ohne diese technische Maßnahme, ein Feld entstehen, welches nur drei Vorzeichenwechsel in dem zentralen Bereich aufweist.

Die hier dargestellten Vektorpotentiale der verschiedenen Undulatoren unterscheiden sich aufgrund der unterschiedlichen Anzahl von Leitern. Die Abbildung 5.12 zeigt die Vektorpotentialverteilung eines Undulators mit (b) 5, (c) 7, (d) 9, (e) 11 und (f) quasi unendlich vielen Leitern. Ziel des Undulator-Aufbaus ist das Erreichen einer möglichst kontinuierlich wechselnden (sinusförmigen) Feld-Topologie, vor allem in dem zentralen Messbereich der x -Achse, bei dem sich das Messobjekt zwischen Sender und Empfänger befindet. Die Messsignale reagieren dort besonders sensibel auf Änderungen. Dieser Bereich liegt in x -Richtung ca. zwischen 70 und 190 cm. Dadurch ergibt sich einerseits eine günstige Stromverteilung im Messobjekt, andererseits kann auch die beschleunigte Vorwärtsrechnung aus Kapitel 4.3.1 angewandt werden.

Die Vektorpotentialverteilung des hier zuvor entwickelten und anhand von Simulationen und ersten experimentellen Messungen demonstrierten Undulator-Aufbaus mit 5 Leitern (Abbildung 5.12 a) weist eine deutliche Abweichung zu einem quasi unendlich langen Undulator (Abbildung 5.12 f) auf. Bei einer Version mit 7 Leitern (Abbildung 5.12 c) verhalten sich die Vektorpotentiale in den zentralen Bereichen (x -Richtung von 90 bis 170 cm) bereits annähernd sinusförmig. Außerhalb dieses Bereichs ändert sich dies aber stark. Ab einer Leiteranzahl von 9 (Abbildung 5.12 d) weist das Vektorpotential in einem weitreichenden Bereich einen nahezu sinusförmigen Verlauf auf.

Damit einer dieser endlich langen Aufbauten als Ersatz für einen unendlich langen Aufbau genutzt werden kann und somit auch die beschleunigte Rechnung angewandt werden kann, müssen die hier betrachteten differenziellen Messsignale in etwa mit denen eines unendlichen Aufbaus übereinstimmen. Für Abbildung 5.13 wurden Messsignale von verschiedenen Undulator-Senderaufbauten simuliert, wobei der jeweilige Signalabdruck den einer Inhomogenität mit einer Leitfähigkeit von 0 S/m im Zentrum eines voluminösen Objektes widerspiegelt.

Die unterschiedlichen Farben kennzeichnen die verschiedene Anzahl von Leitern des jeweils verwendeten Undulators; in Violett ist das Signal eines Aufbaus mit 5 Leitern dargestellt, in Grün das mit 7 Leitern, in Rot das mit 9 Leitern, in Blau das mit 11 Leitern und schwarz gestrichelt ist das Signal eines Aufbaus mit quasi unendlich vielen Leitern dargestellt. Es werden hier zur besseren Übersicht nur die entsprechenden Signale eines einzelnen Empfängers (Empfänger 2, vgl. Abbildung 5.11 a) dargestellt.

Der violette Signalverlauf eines MIT-Aufbaus mit einem 5-Leiter-Undulator weist eine deutliche Abweichung zu einer Messung mit einem unendlichen Undulator (schwarz gestrichelt) auf. Auch der grüne Signalverlauf eines MIT-Aufbaus mit 7 Leitern weist noch eindeutige Unterschiede in den Signalamplituden auf. Die blaue,

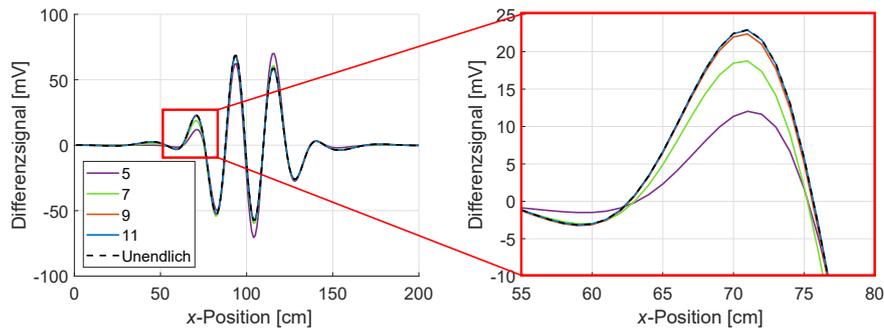


Abbildung 5.13: Differenzielles Messsignal an Empfänger 2 mit einem Undulator als Sender. Die Signale weisen aufgrund unterschiedlich vieler vertikaler Leiter einen geringfügig anderen Kurvenverlauf auf. Schwarz gestrichelt (nahezu deckungsgleich mit blauem Signalverlauf) ist das Messsignal bei einem Undulator mit quasi unendlich vielen Leitern. Für das blaue Signal wurden 11 Leiter verwendet, bei Rot 9 Leiter, bei Grün 7 Leiter und bei Violett 5 Leiter. Es wurde jeweils das Signal, welches durch einen Hohlraum im Inneren eines Volumens entsteht, aufgezeichnet. Im rechten Bildbereich ist ein vergrößerter Bildausschnitt des Differenzsignals dargestellt.

rote und schwarze gestrichelte Linie sind in dem linken Graphen nicht voneinander zu unterscheiden, da diese einen nahezu deckungsgleichen Signalverlauf aufweisen. Erst in dem vergrößerten Bildausschnitt (rechts) zeigt sich der unterschiedliche Verlauf. Deutlich zeigen sich die Unterschiede des violetten und grünen Signalverlaufs in Bezug zu dem schwarz gestrichelten, aber es wird auch ersichtlich, dass der rote Signalverlauf eines Undulator-Aufbaus mit 9 Leitern nicht ganz dem eines unendlichen Undulator-Aufbaus entspricht. Der Signalverlauf des 11-Leiter-Undulators (blaue Signalkurve) hingegen folgt praktisch exakt dem eines unendlichen Undulator-Aufbaus. Es ist mit 11 Leitern somit gelungen, einen endlichen Undulator zu entwickeln, der ein näherungsweise deckungsgleiches differenzielles Signal erzeugt wie ein unendlicher Undulator-Aufbau.

Die auf einen 11-Leiter-Undulator beruhende und anhand von Simulationen bestimmte Empfindlichkeitsverteilung (Abbildung 5.14) weist eine gewisse Ähnlichkeit zu der in Abbildung 4.13 dargestellten Verteilung eines 5-Leiter-Undulators auf. Der hier beschriebene 11-Leiter-Undulator verstärkt die CAS dennoch auf etwa 6 bis 7 und somit um mehr als Faktor 2 im Vergleich zu dem 5-Leiter-Undulator. Zur Validierung des 11-Leiter-Undulators wird dieser im Folgenden praktisch umgesetzt und anhand von Messungen verifiziert.

5.4.3 Praktische Validierung eines optimierten MIT-Aufbaus

Ein neuer Sender mit 11 vertikalen Leiterstreifen ist in Abbildung 5.15 dargestellt. Insgesamt hat dieser Undulator eine Breite von etwa 2,2 m. Der Sender wird wie zuvor als Schwingkreis betrieben, die Resonanzfrequenz liegt bei 1,54 MHz. Aufgrund der Erwärmung der Kondensatoren während des Betriebes kann es auch bei Folienkondensatoren zu geringen Veränderungen der Kapazität und dadurch zu

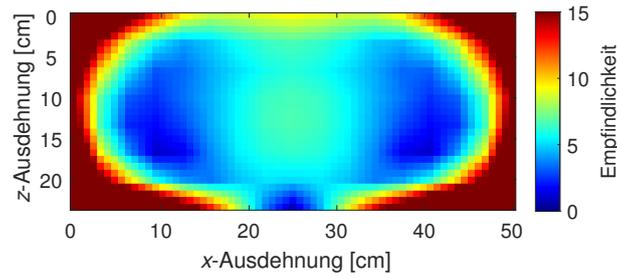


Abbildung 5.14: Empfindlichkeitsverteilung des MIT-Aufbaus mit 11-Leiter-Undulator. Die Farben spiegeln die Empfindlichkeit und somit die Verstärkung zwischen RS und RV wider.

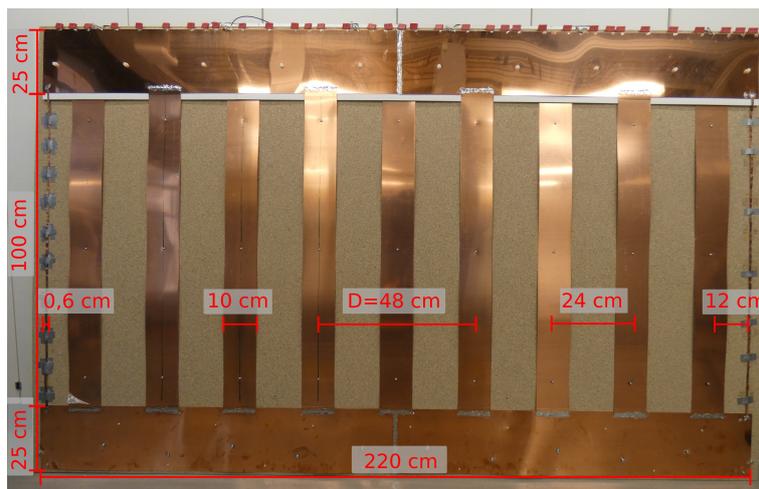
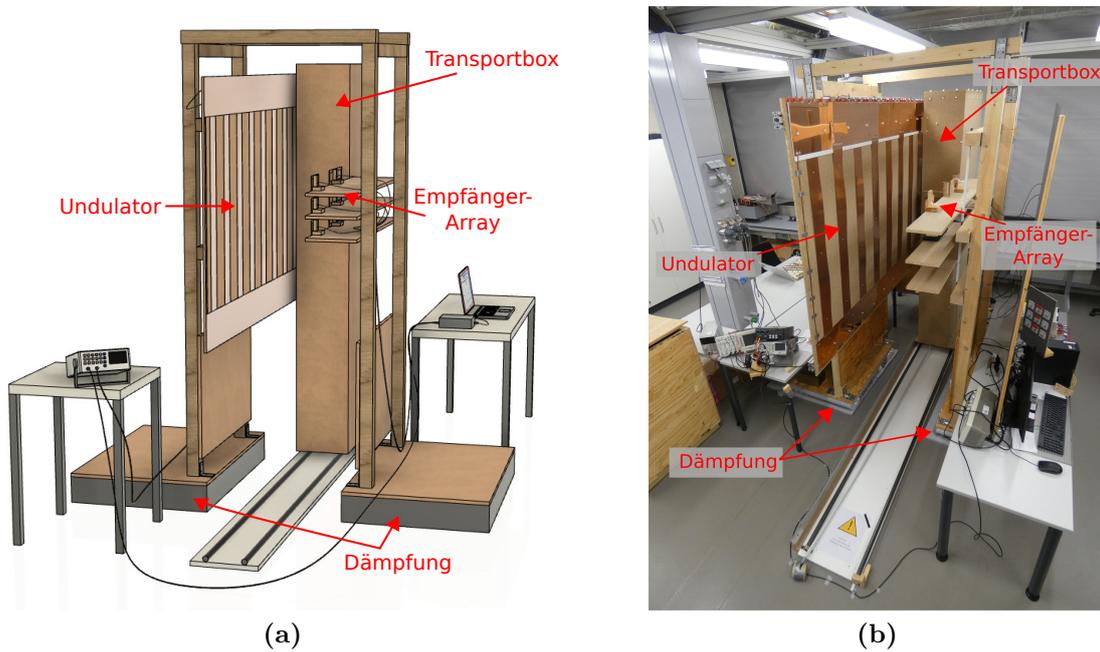


Abbildung 5.15: Experimenteller 11-Leiter-Undulator-MIT-Aufbau. (a) CAD-Zeichnung des gesamten Aufbaus. (b) Realer Aufbau. (c) Reale Umsetzung eines Undulators mit 11 vertikalen Leitern.

Verschiebungen der Resonanzfrequenz kommen. Diese Verschiebung führt zu einer Amplituden- und Phasenänderung des Primärsignals, was wiederum Auswirkungen auf das Sekundärsignal und somit auf das Messsignal hat. Um diese Auswirkungen zu minimieren, wurden parallele Widerstände (Gesamtwiderstand 50Ω) zur Dämpfung des Sender-Schwingkreises hinzugefügt. Aus diesem Grund wirken sich kleine Verstimmungen viel geringer auf die Amplituden- und Phasenlage aus.

Im Folgenden wird die Simulation des Primärfeldes anhand experimenteller Messungen verifiziert. Die magnetische Flussdichte (B) wird mit einer quadratischen Spule mit einem Durchmesser von 11 cm ($A = 0,0121 \text{ m}^2$) bestimmt. Dafür ist diese Spule parallel zum Sender ausgerichtet und wird in x -Richtung an dem Sender vorbeigefahren. Dadurch ist hauptsächlich der magnetische Fluss in Richtung der Empfänger (z -Richtung) ausschlaggebend für das Messsignal. Bei einem Abstand von 10 cm zum Sender wird an der Spule eine maximale Spannung (U) von $0,94 \text{ V}$ (Effektivwert) zwischen zwei Leiterstreifen gemessen. Die magnetische Flussdichte kann mit der Gleichung (5.6) [78]

$$B = \frac{U}{\omega A} = \frac{0,94 \text{ V}}{2\pi \cdot 1,54 \text{ MHz} \cdot 0,0121 \text{ m}^2} = 8,03 \mu\text{T} \quad (5.6)$$

bestimmt werden. Entsprechend Gleichung (3.5) ergibt sich eine mittlere magnetische Feldstärke von ca. $0,48 \text{ A/m}$ für die von ICNIRP vorgegebene Expositionsdauer von 6 min . Dies liegt weit unter der erlaubten Vorgabe von $3,38 \text{ A/m}$ und kann somit als unbedenklich eingestuft werden. In Abbildung 5.16 ist die magnetische Flussdichte des Senders (z -Komponente) über die gesamte Länge des Messbereichs dargestellt. Dies wurde sowohl für Simulationen (durchgehende Linien) als auch für reale Messungen (gestrichelte Linien) in verschiedenen Abständen zum Sender durchgeführt; Blau entspricht einem Abstand von 10 cm , Rot entspricht einem Abstand von 15 cm , Gelb entspricht einem Abstand von 20 cm , Violett entspricht einem Abstand von 25 cm und Grün entspricht einem Abstand von 30 cm zum Sender.

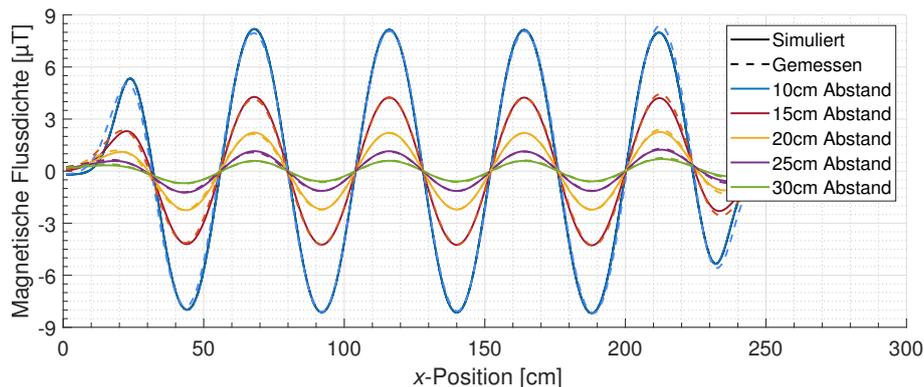


Abbildung 5.16: Magnetische Flussdichte aufgetragen in x -Richtung durch den gesamten Messbereich. Hier wird die experimentell ermittelte Flussdichte (gestrichelte Linie) der simulierten Flussdichte (durchgehende Linie) gegenübergestellt. Zudem wird die Flussdichte in unterschiedlichen Abständen (z -Richtung) zum Sender aufgezeichnet: Blau 10 cm Abstand, Rot 15 cm Abstand, Gelb 20 cm Abstand, Violett 25 cm Abstand und Grün 30 cm Abstand.

Die Flussdichte weist bis auf an den Randbereichen die angestrebte sinusförmige Topologie auf. Dieser Verlauf ermöglicht die Nutzung der in Kapitel 4.3.1 beschriebenen beschleunigten Vorwärtsmodell-Berechnung, wobei von einem rein sinusförmigen Verlauf ausgegangen wird (vgl. Gleichung (4.1)). Zudem wird aus Gleichung (4.1) ersichtlich, dass das B-Feld des Undulators mit dem Abstand zum Sender (z -Distanz) geringer wird. Dies zeigt sich auch an der starken Abschwächung der magnetischen Flussdichte. Vor allem ist aber eine sehr gute Übereinstimmung zwischen den simulierten und den gemessenen Flussdichten zu verzeichnen. In dem sensiblen Messbereich zwischen einer x -Position von 70 bis 190 cm sind die Signalverläufe nahezu deckungsgleich. Eine geringe Abweichung gibt es in den äußeren Bereichen, die zudem eine leichte Asymmetrie der experimentell ermittelten Flussdichte erkennen lässt, da das gemessene Signal auf der linken Seite eine geringere und auf der rechten Seite eine höhere Amplitude als die simulierte Flussdichte aufweist. Die Ursache der Asymmetrie ist vermutlich auf den manuell mit einer Blechschere angefertigten Außenleiter zurückzuführen. Bereits ein geringer Breitenunterschied verursacht ein Ungleichgewicht in der Stromverteilung des Senders. Dennoch wird im weiteren Verlauf mit diesem leicht asymmetrischen Feld gearbeitet, da davon ausgegangen wird, dass hauptsächlich der zentrale Bereich vor den Empfängern, in dem die Flussdichten nahezu deckungsgleich sind, entscheidend für die Messsignale ist.

Zur Überprüfung dieser Annahme wird die Übereinstimmung zwischen simulierten und experimentell ermittelten Messsignalen analysiert. Für eine erfolgreiche Rekonstruktion ist eine hohe Übereinstimmung zwischen diesen Signalen erforderlich. Außerdem wird auch die Signalqualität der realen Messungen überprüft, da auch diese entscheidend für die angestrebte 3D-Rekonstruktion sind.

Abbildung 5.17 zeigt die Signalkurve von Empfänger 2 (vgl. Abbildung 5.11) für ein würfelförmiges Störobjekt. Dieses hat ein Volumen von 0,512 l und eine Leit-

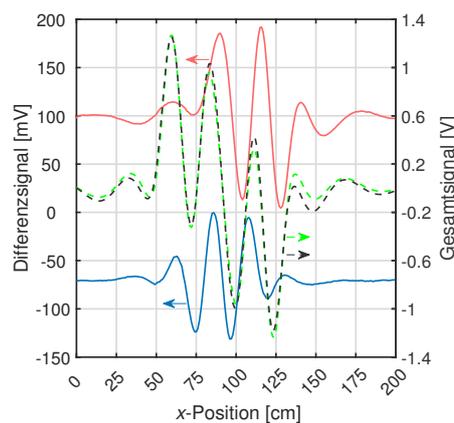


Abbildung 5.17: Differenz- und Gesamtsignale von Empfänger 2. Die Pfeile zeigen auf die dazugehörige y -Achse. Die gestrichelte schwarze Linie stellt das gemessene Gesamtsignal des Körpers dar; die gestrichelte grüne Linie ist das simulierte Gesamtsignal; die rote Linie ist das gemessene Differenzsignal eines Hohlraums, welcher sich flächenzentriert an der Seitenwand befindet, und die blaue Linie ist das gemessene Differenzsignal eines Hohlraums in der Mitte des Körpers.

fähigkeit von 0 S/m und ist in den leitfähigen Hintergrund (33 l bei 0,5 S/m; vgl. Kapitel 5.2) eingefügt. Zudem weist die Störung ein relatives Volumen von 1,55 % (0,512 l) in Bezug auf die 33 l Salzwassergemisch auf. Das Gesamtsignal (2,5 V Spitze-Spitze) des voluminösen Objekts ist schwarz gestrichelt dargestellt. Die grün gestrichelte Kurve zeigt das simulierte Gesamtsignal. Der Amplitudenunterschied zwischen dem gemessenen und dem simulierten Gesamtsignal ist mit einem Wert von 120 mV ähnlich groß wie die dargestellten Differenzsignale (rot und blau). Diese Restabweichung ist vermutlich auf geometrische Unstimmigkeiten zwischen der realen Technik und dem idealisierten Vorwärtsmodell zurückzuführen und kann teilweise durch zusätzliche Kopplungspfade, wie z. B. kapazitive Effekte, beeinflusst werden. Schon geringe geometrische Abweichungen zwischen der Simulation und dem experimentellen Aufbau, wie z. B. leichte Verschiebungen einer der Erreger-Leiterstreifen, können zu Verzerrungen des Gesamtsignals führen (Anhang A.8 und [30]). Auf die Differenzsignale haben diese Abweichungen jedoch weit weniger Einfluss. Daher wird in dieser Forschungsarbeit auch weiterhin die differenzielle Bildgebung betrachtet. Sowohl die rote als auch die blaue Signalkurve resultieren aus der Differenz zwischen einer Einzelmessung mit und einer ohne Störung. Die rote Kurve (ca. 190 mV Spitze-Spitze) zeigt das Signalverhalten der oberflächennahen Position, flächenzentriert an der Seitenwand. Die blaue Kurve (ca. 130 mV Spitze-Spitze) zeigt das resultierende Signalverhalten einer im Volumen zentrierten Störung. Es zeigt sich, dass das relative Signal der zentralen Störung (5,2 % des Gesamtsignals) deutlich höher ist als das RV der Störung (1,55 %), wodurch sich eine CAS von 3,3 ergibt.

Die auf die Messung wirkenden Umwelteinflüsse (z. B. Bewegungsartefakte, mechanisches Rauschen, EMI usw.) führen zu einem Gesamtrauschsignal von bis zu 2 mV Spitze-Spitze bei Differenzsignalen. Das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) zwischen dem Gesamtsignal (2,5 V Spitze-Spitze) und dem Gesamtrauschen liegt somit bei etwa 62 dB.

Aufgrund des guten SNR und der verbesserten CAS weisen diese Messungen bereits günstige Grundvoraussetzungen für eine 3D-Rekonstruktion aus der gesamten Tiefe des voluminösen Testphantoms auf. Jedoch muss auch die Übereinstimmung zwischen simulierten und experimentell ermittelten Messsignalen genauer analysiert werden. Folgend werden nur die Differenzsignale betrachtet, da, wie zuvor beschrieben, bereits geringe geometrische Abweichungen zwischen Simulation und experimentellem MIT-Aufbau einen größeren Einfluss auf das Gesamtsignal als auf die Differenzsignale haben.

Bei jedem MIT-Messvorgang werden die Messsignale aller sechs Empfänger erfasst. Die rote und blaue Kurve in Abbildung 5.18 zeigen die Differenzsignale aller sechs Empfänger für reale und simulierte Messungen einer nicht leitenden würfelförmigen Störung mit einem relativen Volumen von 1,55 %, welche mittig in das Messobjekt eingebracht ist. Die blaue Signalkurve ist berechnet, die rote Signalkurve zeigt das Differenzsignal aus zwei einzelnen Messsignalen, die im Abstand weniger Minuten zueinander aufgenommen wurden. Die maximale Abweichung zwischen der simulierten und der gemessenen Kurve beträgt 6,2 mV und wurde von Empfänger 2

aufgezeichnet. Die durchschnittliche Abweichung ist jedoch < 1 mV, somit besteht zwischen dem simulierten und dem experimentell ermittelten Differenzsignal eine Korrelation von mehr als 98 %.

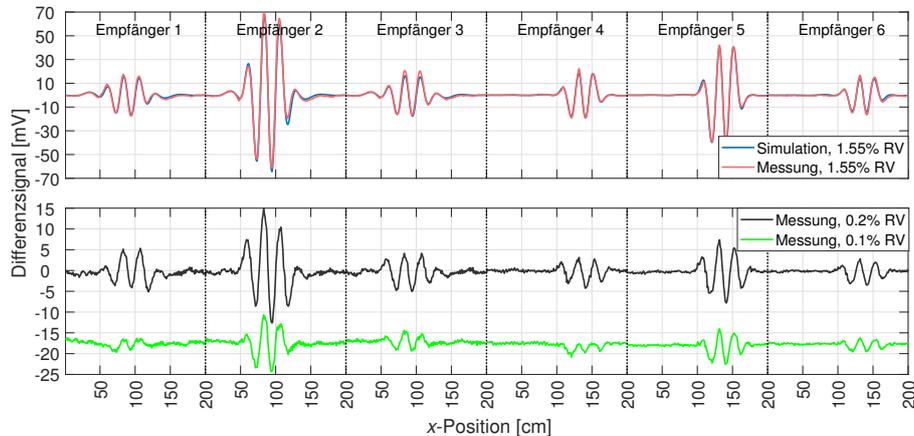


Abbildung 5.18: Differenzielle Scansignale aller sechs Empfänger. Gemessen wurden zentrale Hohlräume mit unterschiedlichen Volumina. In der oberen Grafik ist das gemessene Differenzsignal (rot) einer Störung mit einem RV von 1,55 % im Vergleich zu einer Simulation (blau) mit der gleichen Anordnung dargestellt. Das untere Diagramm zeigt den experimentell ermittelten Signalabdruck einer kleinen, nicht leitenden Kugel mit 0,2 % RV (schwarz) und einer kleineren Kugel mit 0,1 % RV (grün).

Die kleinste Störung in der Körpermitte, mit einem Differenzsignal (Abbildung 5.18, schwarze Linie) deutlich über der Rauschgrenze, ist eine Kugel mit einem Durchmesser von 5 cm und einer Leitfähigkeit von 0 S/m. Das Volumen der Kugel entspricht 65 ml und somit einem RV von 0,2 %. Kleinere Kugeln in der Mitte des Volumens mit einem RV von 0,1 % (33 ml, Abbildung 5, grüne Linie) ergeben kritisch schwache Signaturen bei wenigen Millivolt (annähernd -60 dB in Bezug auf das Gesamtsignal). Diese Signale werden deutlich durch Bewegungsartefakte und anderes Rauschen beeinträchtigt, was letztlich eine angemessene Auswertung verhindert. Auf der Grundlage dieser Erkenntnisse werden für erste, auf experimentellen Messungen basierende 3D-Rekonstruktionen Störobjekte mit einem RV von 1,55 % (roter Signalverlauf) verwendet, da die Signale sich deutlich von dem Rauschsignal abheben und eine sehr gute Übereinstimmung mit den simulierten Messwerten besteht.

5.5 Experimentelle 3D-Rekonstruktion

Für die hier dargestellten 3D-Rekonstruktionen werden Versuchsanordnungen getestet, bei denen sich die schwach leitfähigen Störungen an Positionen befinden, die bisher mit MIT-Aufbauten nur schwer zu erfassen waren und daher mit praktischen Messungen noch nicht erfolgreich rekonstruiert werden konnten. Beispielsweise eine Störung im zentralen Bereich eines voluminösen Körpers oder zwei innere Störungen mit komplementären Leitfähigkeitskontrasten, d. h. höherer und niedrigerer Leitfähigkeit als der Hintergrund, die im zentralen Bereich des Messobjektes liegen.

Der entwickelte iterative Rekonstruktionsalgorithmus zur Lösung des inversen Problems (vgl. Kapitel 2.3) berechnet und visualisiert die Störungen in dem gegebenen homogenen Salzbad. Der Testkörper wird in 1224 Voxel mit einer Größe von jeweils $3\text{ cm} \times 3\text{ cm} \times 3\text{ cm}$ zerlegt. Kleinere, aber entsprechend mehr Voxel würden den Rechenaufwand überproportional erhöhen. Darüber hinaus ist es noch nicht möglich, sehr kleine Leitfähigkeitsänderungen ($RV < 0,2\%$) aufzulösen, da diese zu stark von Umwelteinflüssen beeinflusst werden (vgl. Abbildung 5.18). Aufgrund des vereinfachten Vorwärtsproblems (vgl. Kapitel 4.3.1) und der Anpassung der Voxelgröße dauert die 3D-Rekonstruktion in MATLAB mit dem hier verwendeten Computer (Intel i5; 2,6 GHz; 16 GB RAM) etwa drei Minuten. Daher kann man davon ausgehen, dass mit leistungsfähigerer Hardware und effektiverer Kodierung die Rekonstruktion statt in wenigen Minuten, in wenigen Sekunden oder sogar nahezu in Echtzeit durchgeführt werden könnte.

Auf experimentellen Messwerten beruhende 3D-Rekonstruktionen verschiedener Leitfähigkeitsverteilungen werden in Abbildung 5.19 und 5.20 dargestellt. Die für die Rekonstruktion verwendeten realen Messsignalverläufe weisen ähnliche Verläufe wie in Abbildung 5.18 (rote Kurve) auf. Die obere Darstellung in Abbildung 5.19 und 5.20 zeigt den realen Aufbau, d. h. das Salzbad (33 l , $0,5\text{ S/m}$) mit den integrierten Störobjekten. Die Darstellung darunter zeigt die 3D-Computerrekonstruktionen ohne Vorwissen über die wahrscheinlichen Orte oder die Art und Form der Störungen. Die Ergebnisse beruhen auf der Differenz zwischen einer Einzelmessung mit und einer ohne Störungen. Die Färbung spiegelt die Leitfähigkeit wider: Der hellblau transparente Hintergrund hat eine Leitfähigkeit von $0,5\text{ S/m}$; orangefarbene Voxel haben eine größere Leitfähigkeit (maximal 1 S/m) als der Hintergrund; blaue Voxel haben eine geringere Leitfähigkeit (minimal 0 S/m). Je geringer die Transparenz, desto größer die Abweichung vom Hintergrund. Die in den Abbildungen als blaue Objekte dargestellten, nicht leitfähigen Störungen könnten einen aufgeblähten Lungenflügel darstellen. Störungen mit leicht erhöhter Leitfähigkeit (1 S/m), die auf allen Seiten mit der Umgebung verbunden sind und als orangefarbene Objekte dargestellt werden, könnten eine innere Blutung oder einen Tumor im Körper darstellen. Zu beachten ist, dass der in Abbildung 5.4 c gezeigte Drahtstern bei Messungen mit einer Störung von 1 S/m verwendet wurde. Der in den Abbildungen 5.19 und 5.20 verwendete Drahtstern mit wesentlich dickeren kupferfarbenen Drähten wurde ausschließlich für die Fotografien eingesetzt, um eine bessere Sichtbarkeit des Drahtsterns zu erreichen.

Die in Abbildung 5.19 dargestellten Rekonstruktionen zeigen, dass einzelne Leitfähigkeitsänderungen ($\pm 0,5\text{ S/m}$) an verschiedenen Positionen im voluminösen Hintergrund detektiert und zugeordnet werden. Sowohl die oberflächennahen Positionen (Abbildungen 5.19 b und c) als auch die zentrale Position (Abbildungen 5.19 a) können detektiert und rekonstruiert werden. Wobei Erstere oft mit typischen MIT-Aufbauten gezeigt werden, während Letztere, bei der die Störung keine Nähe zu einer Oberfläche hat, in früheren Veröffentlichungen typischerweise ausgelassen wird. Aufgrund der geeigneteren Empfindlichkeitsverteilung im gesamten Messobjekt, die sich durch den neuartigen MIT-Aufbau ergibt, konnten erstmalig Inhomogenitäten im

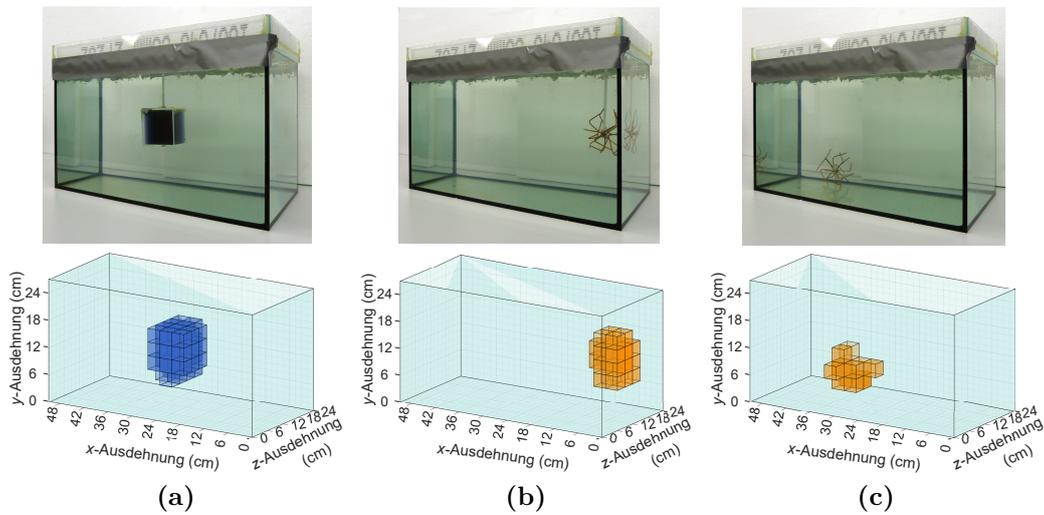


Abbildung 5.19: Vergleich der realen Messphantome mit den resultierenden 3D-Rekonstruktionen auf der Grundlage von Messdaten. Der Hintergrund hat in allen drei Aufbauten eine Leitfähigkeit von $0,5 \text{ S/m}$. (a) Die Störung mit 0 S/m befindet sich in der Mitte; (b) die Störung mit 1 S/m befindet sich flächenzentriert auf der rechten Seite; (c) die Störung mit 1 S/m befindet sich am Boden des Prüfkörpers in Richtung des Empfängers. Für die Messungen und Rekonstruktionen wurde der in Abbildung 5.4 c gezeigte feinere Drahtstern verwendet. Der gröbere Drahtstern auf den Fotos wird hier nur zur besseren Sichtbarkeit genutzt.

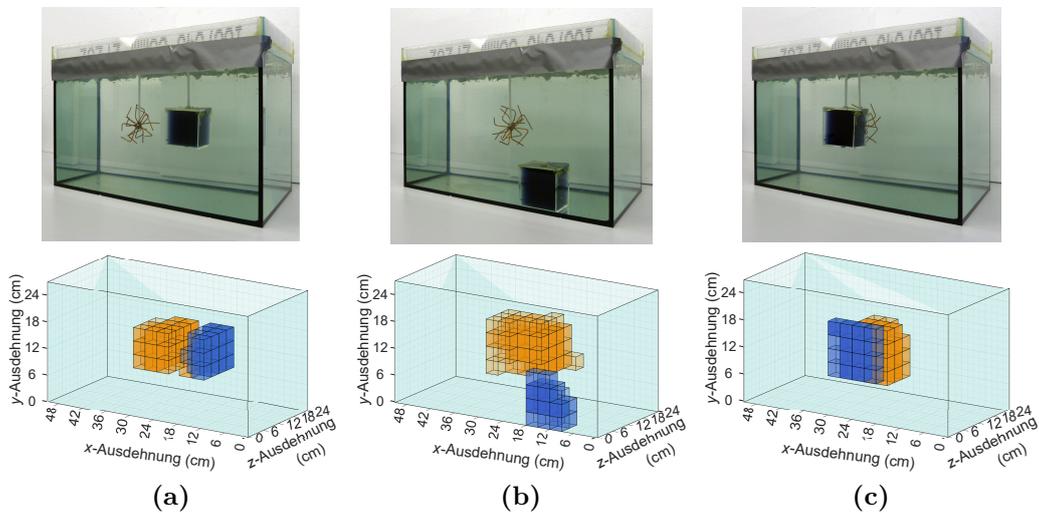


Abbildung 5.20: Vergleich der realen Messphantome mit den resultierenden 3D-Rekonstruktionen auf der Grundlage von Messdaten. Der Hintergrund hat in allen drei Versuchsanordnungen eine Leitfähigkeit von $0,5 \text{ S/m}$. (a) Die Störungen mit 0 und 1 S/m sind im Körper zentriert und nur in x -Richtung verschoben; (b) die Störungen mit 0 S/m befinden sich am Boden und in Richtung des Erregers, und die Störung mit 1 S/m liegt in der Mitte; (c) die Störung mit 1 S/m liegt in der Mitte, und die Störung mit 0 S/m hat dieselbe x - und y -Position und ist in z -Richtung zum Sender hin verschoben. Für die Messungen und Rekonstruktionen wurde der in Abbildung 5.4 c gezeigte feinere Drahtstern verwendet. Der gröbere Drahtstern auf den Fotos wird hier nur zur besseren Sichtbarkeit genutzt.

Zentrum und an den Rändern gleichzeitig erkannt werden (Abbildungen 5.19 b und c). Dies war zuvor aufgrund der viel stärkeren Signale in der Nähe der Oberflächen im Vergleich zu den schwachen Signalen aus zentralen Bereichen nicht möglich. Außerdem wird eine klare Differenzierung in x -Richtung (Abbildung 5.19 a), y -Richtung (Abbildung 5.19 b) und z -Richtung (Abbildung 5.19 c) nachgewiesen. In Abbildung 5.19 b scheint die rekonstruierte Leitfähigkeitsstörung in der Mitte (1 S/m) mehr Volumen einzunehmen als in den Abbildungen 5.19 a und c. Dies könnte auf die grundlegenden Rekonstruktionsalgorithmen zurückzuführen sein, liegt aber vermutlich auch daran, dass in Abbildungen 5.19 a und c die komplementäre Störung (0 S/m) näher an der zentralen Störung positioniert ist und somit eine deutlichere Abgrenzung bildet.

Es zeigt sich allgemein, dass die Volumina der eingefügten Störobjekte nicht exakt der Größe entsprechend rekonstruiert werden können. Das ist, wie bereits erwähnt, teilweise auch dem iterativen Rekonstruktionsalgorithmus geschuldet, der in der zukünftigen Forschung noch überarbeitet und weiterentwickelt werden muss. Dennoch kann erstmalig demonstriert werden, dass geringe Leitfähigkeitsänderungen in der gesamten Tiefe eines Messobjektes erkannt und annähernd positionsgetreu rekonstruiert werden können.

5.6 Zusammenfassung und Diskussion der experimentellen Erkenntnisse

Zur Verifizierung der Simulationsergebnisse aus Kapitel 4 wird der mechanische MIT-Aufbau (vgl. Kapitel 3.2.1) weiterentwickelt. Der neue Aufbau (Kapitel 5.1) ist modularer gestaltet, die Sender und Empfänger können dadurch schnell ausgetauscht und variabel positioniert werden. Zudem wird der gesamte Versuchsaufbau mechanisch gedämpft und gegeneinander versteift, dadurch gelingt eine Dämpfung mechanischer Störungen von etwa 30 dB zu dem vorherigen ungedämpften System. Dies führt dazu, dass mechanische Erschütterungen, beispielsweise verursacht durch laufende Personen, nur noch einen sehr geringen Einfluss auf die Messsignale haben. Die gesamten auf den Messvorgang wirkenden Umwelteinflüsse führen zu einem SNR von 60 dB. Die gemessenen Signaleinflüsse zeigen, dass nicht vermeidbare mechanische Einflüsse, wie Bewegungsartefakte, weit stärkere Auswirkungen auf die Messsignale haben als elektrische Einflüsse (74 dB, Kapitel 3.2.2) und das somit die elektrische Schaltung als ausreichend gut für reale Messungen angenommen werden kann. Zudem wird ein biomedizinisch repräsentatives Messphantom erstellt (Kapitel 5.2), welches grob den Abmessungen eines menschlichen Torsos entspricht. Der mit Salzwasser gefüllte Körper weist eine homogene Leitfähigkeit von 0,5 S/m auf. Dieser leitfähige Hintergrund kann durch verschiedene Inhomogenitäten positionsgenau gestört werden. Für eine schwach leitfähige Änderung (1 S/m) wird ein Drahtstern entwickelt, der anstelle eines zeitlich instabilen Impedanzphantoms (Agar-Salz-Wasser) verwendet wird.

Auf der Grundlage dieser experimentellen Vorarbeiten werden zwei der in Kapitel 4 simulierten MIT-Varianten praktisch umgesetzt und anhand realer Messungen überprüft. Es wird eine grundlegende, wenn auch vorerst nur grobe Übereinstimmung zwischen den berechneten und den gemessenen Empfangssignalen verzeichnet. Zudem kann mit dem hier entwickelten und experimentell umgesetzten 5-Leiter-Undulator eine verbesserte CAS von mehr als 20 dB im Vergleich zu einem typisch kreisförmigen Sender-MIT-System nachgewiesen werden. Auf dieser Grundlage wird der Undulator-Sender dahingehend weiterentwickelt, dass dieser eine Primärfeld-Topologie anregt, welche sich nahezu wie die eines unendlich langen Undulators ausbreitet und ein sinusförmiges Verhalten in x -Richtung aufweist. Um dies zu erreichen, wird ein 11-Leiter-Undulator erstellt. Dadurch kann die in Kapitel 4.3.1 beschriebene vereinfachte und beschleunigte Vorwärtsmodell-Berechnung genutzt werden. Außerdem wird ein Empfänger-Array, bestehend aus drei breiten und drei schmalen Empfängern, aufgebaut.

Das gesamte hier vorgestellte Undulator-MIT-Setup wird so konzipiert, dass eine möglichst hohe Empfindlichkeit für den zentralen Bereich erreicht wird, was letztlich zu einer homogeneren Empfindlichkeitsverteilung im gesamten Testkörper führt. So sind die Signalamplituden von Störungen nahe der Oberfläche und von Störungen in den zentralen Bereichen annähernd gleich groß (vgl. Abbildung 5.17). Bei dem in Kapitel 5.4.3 vorgestellten 11-Leiter-Undulator-Aufbau entspricht das relative Signal der zentralen Störung (130 mV Spitze-Spitze) etwa 5,2 % des Gesamtsignals (2,5 V Spitze-Spitze) und ist damit höher als das RV der Störung (1,55 %). Ein Objekt nahe der Oberfläche (190 mV Spitze-Spitze) führt zu einem RS von etwa 7,6 % des Gesamtsignals. Darüber hinaus sind auch kleinere Hohlräume (0,2 % RV; Abbildung 5.18) im zentralen Bereich deutlich vom Grundrauschen zu unterscheiden (62 dB SNR). Zum Vergleich: In früheren praktischen Studien anderer Forschergruppen hatten Störkörper ein durchschnittliches RV von rund 8 %, die zuvor kleinsten experimentell genutzten Störkörper hatten ein $RV > 1\%$, eine Rekonstruktion war jedoch nur an oberflächennahen Position möglich. Die bei zuvor veröffentlichten MIT-Messungen verwendeten Objekte sind also in der Regel weit voluminöser als die hier in 3D rekonstruierten Leitfähigkeitsstörungen (1,55 % RV) und mindestens fünfmal so groß wie die kleinsten eindeutig messbaren Störungen (0,2 % RV). Außerdem führt selbst diese kleine Störung in den zentralen Bereichen zu einem relativen Signal (1,1 %), das ca. fünfmal größer ist als das RV (0,2 %). Insgesamt wird mit dem hier verwendeten 11-Leiter-Undulator-MIT-Setup und dem lateralen Scanverfahren eine CAS von etwa 3,3 erreicht. Aufgrund der Topologie der Wirbelstromverteilung und des Empfängerdesigns wird das Gesamtsignal des Messobjekts (Abbildung 5.17, schwarze Kurve) absichtlich gegenüber dem Signal einer zentralen Störung (Abbildung 5.17, blaue Kurve) reduziert, wodurch dominante Signaländerung aufgrund von Bewegungsartefakten proportional verringert werden. Diese Effekte können in leitfähigen Volumina ausgenutzt werden, die sich in alle Richtungen erstrecken, was die Technik z. B. für den menschlichen Torso vielversprechend macht.

Eine weitere grundlegende Voraussetzung für eine genaue Rekonstruktion ist eine gute Übereinstimmung zwischen berechneten und gemessenen Signalsignaturen (Ab-

bildung 5.18). Gemessenen Differenzsignale stimmen näherungsweise mit denen einer Simulationen überein (Korrelation $> 98\%$) und bestätigen damit die angewandte Vorwärtstheorie. In Verbindung mit der höheren Empfindlichkeit für die zentralen Bereiche ist es erstmals möglich, ein schwach leitfähiges Volumen mit kontrastarmen Inhomogenitäten in der gesamten Tiefe anhand realer Messdaten zu rekonstruieren (Abbildungen 5.19 und 5.20). Zudem werden diese experimentellen Messdaten innerhalb weniger Sekunden gewonnen.

Das absolute Signal weist jedoch eine Abweichung (maximal 120 mV) zwischen Vorwärtstheorie und Messung auf, die vermutlich auf geometrische Abweichungen des Undulators zurückzuführen ist (vgl. Anhang A.8). Diese Abweichungen liegen in der Größenordnung eines durch ein Störobjekt hervorgerufenen Signals und verhindern derzeit, dass bei der hier gezeigten MIT absolute Messungen genutzt werden. Es gibt mehrere Gründe, warum es zu einer geometrischen Fehlanpassung zwischen theoretischem Entwurf und praktischem System kommen kann. Da es sich nur um einen Demonstrator zum Nachweis der grundlegenden Methodik handelt, ist die MIT-Konstruktion bislang mit einem Holzrahmen realisiert. Das Holz kann sich z. B. aufgrund von Temperatur- oder Feuchtigkeitsschwankungen verformen. Außerdem wurden die beiden schmalen äußeren Leiterbahnen (6 mm) des Undulators (vgl. Abbildung 5.15 c) manuell angefertigt, was zu geringen Breitenunterschieden führen kann, die eine kleine, aber spürbare Stromdifferenz und ein Ungleichgewicht im gesamten Undulator zur Folge haben können. In Zukunft sollte die Struktur durch ein starres Faserverbundmaterial stabilisiert werden und die ausgearbeiteten Abmessungen des Undulator-Aufbaus sollten maschinell hergestellt werden.

6 Weiterführende Optimierungen

In den vorherigen Kapiteln wurden die verschiedenen Entwicklungsschritte von einer Simulation über ein funktionsfähiges elektromechanisches MIT-System bis zur erstmaligen 3D-Bildgebung von Inhomogenitäten in der gesamten Tiefe eines leitfähigen Volumens beschrieben. Im Verlauf der vorgestellten Arbeitsschritte, vor allem während der experimentellen Umsetzung, entwickelten sich bereits neue Ideen zur Optimierung des gesamten Systems. Erstens müsste die gesamte MIT-Konstruktion neu umgesetzt werden, um eine stabilisierte und optimierte Messung von menschlichen Lebewesen zu erreichen. Theoretische Erkenntnisse dazu wurden bereits eigens veröffentlicht [71]. Zweitens gibt es auch Verbesserungspotenzial hinsichtlich der Sender- und Empfängergeometrien, die anhand theoretischer Überlegungen und erster Simulationen unter anderem zu einer weiter verbesserten CAS führen und dadurch auch die Auflösung bei der Bildgebung verbessern werden. Drittens könnte mithilfe bestimmter Vorannahmen die Rekonstruktionsdauer sowie die Rekonstruktionsgenauigkeit verbessert werden.

6.1 Horizontaler Undulator-MIT-Aufbau

Der in Kapitel 4 theoretisch anhand von Simulationen entwickelte MIT-Scanner-Aufbau konnte bereits praktisch mithilfe experimenteller Messungen eines leitfähigen Körpers validiert werden (vgl. Kapitel 5). Jedoch stellte sich bei der weiteren Entwicklung des Scanners heraus, dass der aktuelle Aufbau (Abbildung 6.1) mehrere Schwächen bei der Messung einer realen Testperson aufweist:

- Eine bekannte Herausforderung bei der Messung von Lebewesen sind Bewegungsartefakte, die einerseits durch unvermeidbare Aktivitäten des Körpers auftreten (z. B. Herzschlag oder Atmung), aber vor allem auch durch die Messprozedur selbst hervorgerufen werden. Der hier entwickelte MIT-Aufbau ist so ausgelegt, dass die Testperson aufrecht in einer Transportbox steht und sich während eines Messvorgangs in x -Richtung durch den Messbereich hindurchbewegt. Eine stehende, aber nicht komplett fixierte Person wird ihre Position durch die Bewegung und Beschleunigung in x -Richtung leicht verändern. Eine solche Positionsverschiebung führt zu weit größeren Signalartefakten als beispielsweise die durch den unvermeidlichen Herzschlag hervorgerufenen Signaländerungen.
- Wie bereits in Kapitel 2.5 beschrieben, ist die zu erzielende Auflösung der 3D-Bildgebung stark von der Distanz zwischen Sender und Empfänger abhängig, da die Magnetfelder sich über die Distanz (z -Richtung) abschwächen und

zudem einen nicht geradlinigen, eher diffusen Verlauf aufweisen. Der Abstand zwischen Sender und Empfänger ist jedoch nicht beliebig verkleinerbar, sondern muss an die Problemstellung, hier die Dimensionen eines menschlichen Körpers, angepasst sein. Das Abdomen einer stehenden Person neigt aufgrund der Schwerkraft zu einer ungünstigen Verlagerung in z -Richtung und erzwingt einen großen Abstand zwischen Sender und Empfänger.

- Des Weiteren ist der menschliche Körper während des Messvorgangs vertikal in Richtung der Leiterstreifen (y -Richtung) ausgerichtet. Dadurch kann sich der induzierte Wirbelstrom, der durch das sinusförmige Sendermagnetfeld in x -Richtung angeregt wird, nur unzureichend in dieser Richtung im Körper ausbreiten. Um eine bessere Verteilung des Wirbelstroms zu erreichen, wäre eine longitudinale (horizontale) Ausrichtung des Körpers vorteilhaft. Die verwendeten Testkörper in Kapitel 4 und 5 spiegeln bereits eine longitudinale Ausrichtung eines Torsos wider, da sich die längste Ausdehnung des Objektes in x -Richtung befindet.
- Zudem bietet der aktuelle MIT-Scanner-Aufbau aufgrund der großen Transportbox, die sich durch den gesamten Messbereich bewegt, keine Möglichkeit für die Unterbringung von Sender- oder Empfängergeometrien, die sich in der x - z -Ebene über oder unter dem zentralen Messbereich erstrecken.

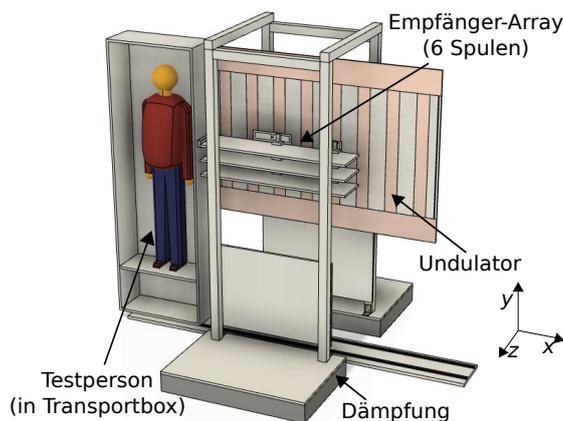


Abbildung 6.1: Vertikaler MIT-Aufbau.

Zur Optimierung der gesamten MIT-Messprozedur an einem Menschen sollte der Aufbau horizontal umgesetzt werden, wie in Abbildung 6.2 dargestellt. Somit würden Personen liegend erfasst werden, ähnlich wie bei einer CT- oder MRT-Messprozedur. Dieser horizontale Ansatz wurde bisher jedoch nur anhand von Simulationen erprobt. Vorteilhaft ist, dass eine liegende Person einen mechanisch stabileren Zustand und eine bessere Fixierung aufweist als eine freistehende Person und somit weit weniger anfällig für Verschiebungen oder Bewegungen durch die Beschleunigung des Transportsystems während einer Messung ist. Dadurch wird erreicht, dass es während einer Messprozedur voraussichtlich zu weniger Bewegungsartefakten in den Messsignalen kommen wird. Außerdem führt die liegende Ausrichtung zu einer geeigneteren Körperverteilung, da der Körper durch die Schwerkraft abgeflacht wird und sich eher in die Breite (y -Richtung) als in die Höhe (z -Richtung) ausdehnt. Dies

ermöglicht einen geringeren Abstand zwischen Sender und Empfänger und führt somit zu einer höheren Auflösung.

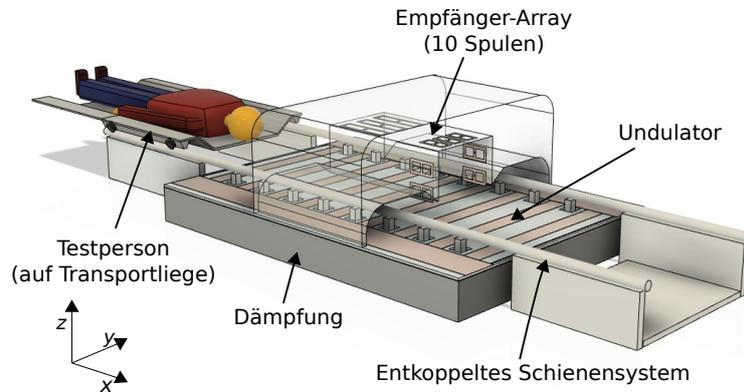


Abbildung 6.2: Horizontaler MIT-Aufbau.

Der liegende Körper befindet sich während eines Scans auf einer Art fahrbaren Liege und ist longitudinal entlang der sinusförmigen Magnetfeld-Topologie ausgerichtet. Somit ergibt sich eine günstigere Wirbelstromverteilung im gesamten Körper, sodass sich die induzierten Wirbelströme ähnlich wie in Abbildung 4.12 verteilen können. Außerdem bietet dieser Aufbau weitere Freiheitsgrade für Sender- oder Empfängergeometrien, da durch die neue Ausrichtung des Testobjektes die Bereiche rechts und links (x - z -Ebene) des Objektes genutzt werden können. Diese Bereiche wurden zuvor von der vertikal ausgedehnten Transportbox durchfahren und waren daher nicht zugänglich. Dies sollte zur Optimierung der Eindringtiefe dienen, sodass die Wirbelströme verstärkt auch in die zentralen Bereiche des Objekts eindringen. Es stellte sich jedoch Gegenteiliges heraus. Ein derart gewölbter Sender führt dazu, dass sich ein zusätzlicher Nulldurchgang (Z -Linie in vertikaler Richtung) in den zentralen Bereichen des Objektes ergibt. Dieser Nulldurchgang verschiebt sich durch eine erweiterte z -Länge der Leiterstreifen in Richtung Objektzentrum (Abbildungen 6.3 b, c und d). Der Extremfall, ein geschlossener Undulator-Kreis, sorgt für Nulldurchgänge genau in den zentralen Bereichen, sodass wie bei der typischen Anregung mit einer kreisförmigen Senderspule die Empfindlichkeit in diesen Bereichen verschwindend gering wäre. Für die Simulationsergebnisse wurde wie zuvor ein quaderförmiges Testobjekt verwendet, welches die gleichen Abmessungen wie das in Kapitel 4 genutzte 3D-Messphantom aufweist.

Da dieser Ansatz nicht zielführend ist, wurde der neu gewonnene Bereich nahe dem Messobjekt für weitere Empfänger erprobt. Wie in Abbildung 6.2 zu sehen, werden zwei weitere Empfänger zur Rechten des Messobjektes und zwei zur Linken in die Messprozedur mit eingebunden (x - z -Ebene). Neue Undulator-Sendergeometrien wurden erprobt, bei denen sich der Sender auch in z -Richtung erstreckt und somit den neu gewonnenen Freiraum (x - z -Ebene) um das Messobjekt erschließt (Abbildung 6.3 a). Insgesamt sind dadurch 10 Empfänger implementiert, diese sind wie zuvor jeweils gradiometrisch zum Primärfeld ausgerichtet.

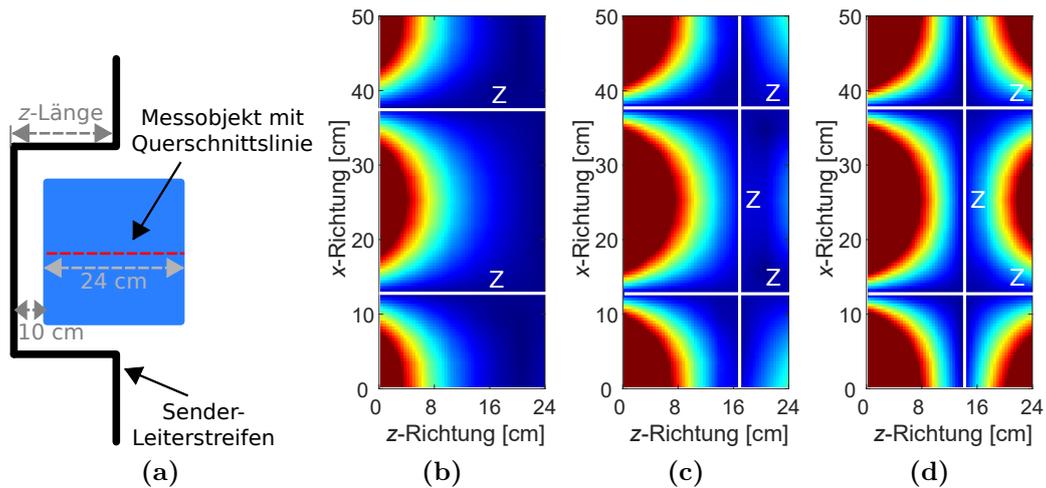


Abbildung 6.3: In z -Richtung verformter Undulator-Leiterstreifen. (a) Seitenansicht eines in z -Richtung verformten Leiters. (b) Horizontaler Querschnitt der Wirbelstromdichteverteilung im Messobjekt, hier keine z -Verformung. (c) Horizontaler Querschnitt der Wirbelstromdichteverteilung im Messobjekt, hier eine z -Verformung von 20 cm z -Länge. (d) Horizontaler Querschnitt der Wirbelstromdichteverteilung im Messobjekt, hier eine z -Verformung von 40 cm z -Länge. In (b)-(d) werden die Absolutwerte und die Z-Linien (Nulldurchgänge) dargestellt. Dies ist vergleichbar mit Abbildung 4.12 a, Position C.

In Abbildung 6.4 sind Rekonstruktionsergebnisse einer komplexen Leitfähigkeitsverteilung mit vier eingeführten Inhomogenitäten dargestellt.

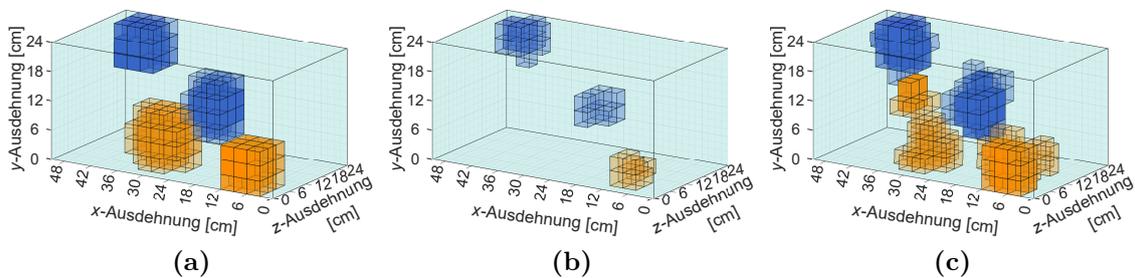


Abbildung 6.4: 3D-Rekonstruktion der komplexen Leitfähigkeitsverteilung im Objekt. Hellblau und Transparent entspricht einer Leitfähigkeit von 0,5 S/m, Blau entspricht einer Leitfähigkeit von 0 S/m und Orange entspricht einer Leitfähigkeit von 1 S/m. (a) Vorgegebene Leitfähigkeitsverteilung mit vier Störobjekten im leitfähigen Hintergrund. (b) 3D-Rekonstruktion mit 6 Empfängern, entsprechend dem vertikalen Aufbau (vgl. Abbildung 6.1). (c) 3D-Rekonstruktion mit 10 Empfängern, entsprechend dem horizontalen Aufbau (vgl. Abbildung 6.2).

In Abbildung 6.4 a ist das zu rekonstruierende Originalobjekt dargestellt. Mithilfe des in Kapitel 2.2 beschriebenen Vorwärtsproblems wird das resultierende Signal für das Empfänger-Array berechnet. Dem Signal wurde ein Rauschen von 60 dB hinzugefügt. Das Rekonstruktionsergebnis in Abbildung 6.4 b wurde mit einem MIT-Aufbau mit nur sechs Empfängern (vgl. Abbildung 6.1) erzielt. Die deutlich bessere 3D-Bildgebung (Abbildung 6.4 c) ergibt sich aus einer Messung mit 10 Empfängern, wobei sich 4 Empfänger in die x - z -Ebene erstrecken.

Zusammengefasst ermöglicht der hier vorgestellte horizontale MIT-Scanner eine Messprozedur mit weniger Bewegungsartefakten und eine 3D-Bildgebung mit höherer räumlicher Auflösung und der Auflösung komplexerer Leitfähigkeitsverteilungen im gesamten Objekt.

6.2 Angepasste Undulator-Periodizität

Der experimentell umgesetzte MIT-Aufbau und dessen Sender- und Empfängergeometrien beruhen grundlegend auf den Erkenntnissen der Analyse der 2D-Wirbelstromdichteverteilung aus Kapitel 4.3. Die Leiterabstände des Undulators wurden so angeordnet, dass der Abstand zwischen den Leitern etwa der Hälfte der x -Ausdehnung des Messobjektes entspricht. Die Abstände der Leiter mit gleichsinnigem Stromfluss weisen somit etwa eine Periodizität D entsprechend der x -Ausdehnung des Messobjektes auf. Dies führt im mittleren Querschnitt zu einer Wirbelstromdichteverteilung, die einer Sinus- bzw. Cosinus-Periode ähnelt (vgl. Abbildung 4.11 a, Position A und C).

In Abbildung 6.5 wird anhand simulativer Berechnungen dargestellt, inwieweit die Periodizität D Auswirkungen auf die Empfindlichkeit in den zentralen Bereichen hat. Die Empfindlichkeit wird für einen 1 cm^3 großen Hohlraum bestimmt, der sich mittig in einem leitfähigen Hintergrund ($49 \text{ cm} \times 28 \text{ cm} \times 24 \text{ cm}$) befindet. Der Abstand zwischen Sender und Empfänger beträgt 40 cm . Für die Berechnung werden Linienleitern verwendet. Die niedrigste Periodizität liegt bei 2 cm , sodass der Mindestabstand zwischen zwei Leitern bei 1 cm liegt. Die zuvor in den Simulationen und dem experimentellen Versuch verwendete Periodizität lag bei dem verwendeten 3D-Messkörper bei 48 cm und führt zu einer CAS von $5,3$ (roter Punkt).

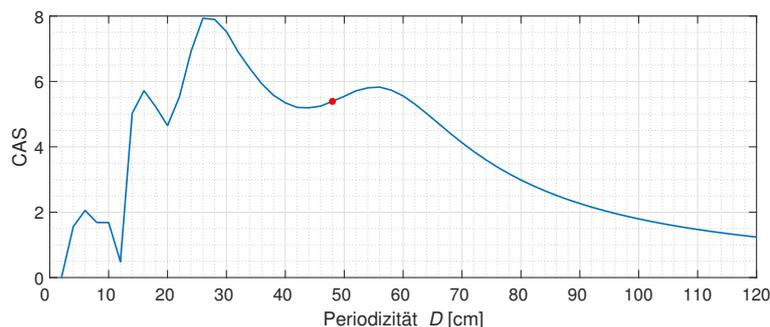


Abbildung 6.5: Abhängigkeit der Empfindlichkeit in den zentralen Bereichen gegenüber der Periodizität. Die CAS wird durch das Verhältnis von RS zu RV beschrieben (vgl. Kapitel 2.8). Die Periodizität gibt den Abstand zweier vertikaler Leiter des Undulators mit gleichartiger Stromrichtung an. In Rot markiert ist die in dieser Arbeit bisher verwendete Periodizität von 48 cm .

Bei der weiteren Analyse der Auswirkung von D auf die Wirbelstromdichteverteilung zeigte sich, dass einige Wirbelstromverteilungen zwar zu einer verbesserten

CAS führen, dennoch mehr lokale Nullstellen in der Empfindlichkeitsverteilung erzeugen. Beispielsweise ist in Abbildung 6.6 a die Empfindlichkeitsverteilung bei einer Periodizität von 54 cm dargestellt. Die Empfindlichkeit in den zentralen Bereichen ist zwar höher als bei einer Periodizität von 48 cm (vgl. Abbildung 5.14), dennoch ergibt sich aufgrund ungünstiger Wirbelstromverteilungen ein neuer Nullstellenbereich nahe der Empfängerseite. Solange sich dieser Nullstellenbereich nur auf einen z -Bereich nahe der Empfänger oder des Senders beschränkt und nicht beidseitig vorhanden ist, könnte diese Schwachstelle durch eine um 180° gedrehte Messung des Objekts ausgeglichen werden. Besser geeignet ist jedoch eine sich durch die gesamte Tiefe des Körpers hindurch fortsetzende Empfindlichkeit, wie sie in Abbildung 6.6 b dargestellt ist. Bei dieser Abbildung wird eine Periodizität von 28 cm gewählt, was laut Abbildung 6.5 der maximal erreichbaren Empfindlichkeit entspricht.

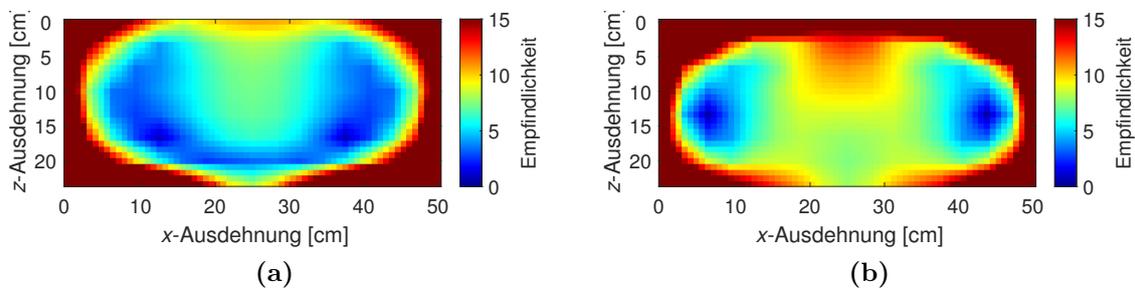


Abbildung 6.6: Empfindlichkeitsverteilung im Objekt bei unterschiedlichen Abständen der Undulator-Leiter. (a) Empfindlichkeitsverteilung bei Periodizität 54. (b) Empfindlichkeitsverteilung bei Periodizität 28.

Dabei zeigt sich, dass der Großteil der zentralen Bereiche eine Empfindlichkeit von mehr als 7 aufweist, was bedeutet, dass in diesen Bereichen das relative Signal mehr als 7-mal größer ist als das relative Volumen der Störung. Im Verhältnis zu einem typischen zirkularen Senderaufbau ergibt sich dadurch eine Verstärkung der CAS von mehr als 30 dB. Diese voraussichtlich günstige Empfindlichkeitsverteilung ist bislang noch nicht experimentell validiert worden. Bei der Umsetzung ist jedoch darauf zu achten, dass durch den geringeren Abstand zwischen den Leiterstreifen das Primärfeld bei gleicher Eingangsleistung geschwächt wäre und dadurch auch die Empfangssignale auf unter 25 % der vorherigen Signale sinken. Anhand erster Simulationsergebnisse zeigte sich, dass eine Periodizität, die in etwa der z -Tiefe des Messobjektes entspricht, voraussichtlich die höchste CAS erzeugt und dadurch auch die Ortsauflösung der Messung erhöht. Allerdings reicht bei einer zu geringen Periodizität ($D < 15$) das anregende Primärfeld nicht mehr aus, um Wirbelströme in der gesamten Tiefe des Messobjektes zu erregen. Die Ausbreitung der induzierten Wirbelströme würde sich dadurch auf den sendernahen Bereich beschränken, sodass die Empfindlichkeiten in den zentralen Bereichen sehr gering und vermutlich nicht ausreichend für eine Bildgebung wären.

6.3 Angepasste Empfängergeometrie und -anordnung

Die experimentell umgesetzten Empfänger sind in breite und schmale Bauformen eingeteilt und in zwei Spalten vertikal übereinander angeordnet (vgl. Abbildung 5.11). Aufgrund der geringen vertikalen Abstände zwischen den einzelnen Empfängern kann es jedoch zu Kopplungseffekten zwischen den Empfängern kommen [50]. Dies könnte durch einen horizontalen Versatz um $D/2$ der mittleren Empfänger (Empfänger 2 und 5) in eine beliebige x -Richtung, wie er in Abbildung 6.7 a dargestellt ist, vermindert werden.

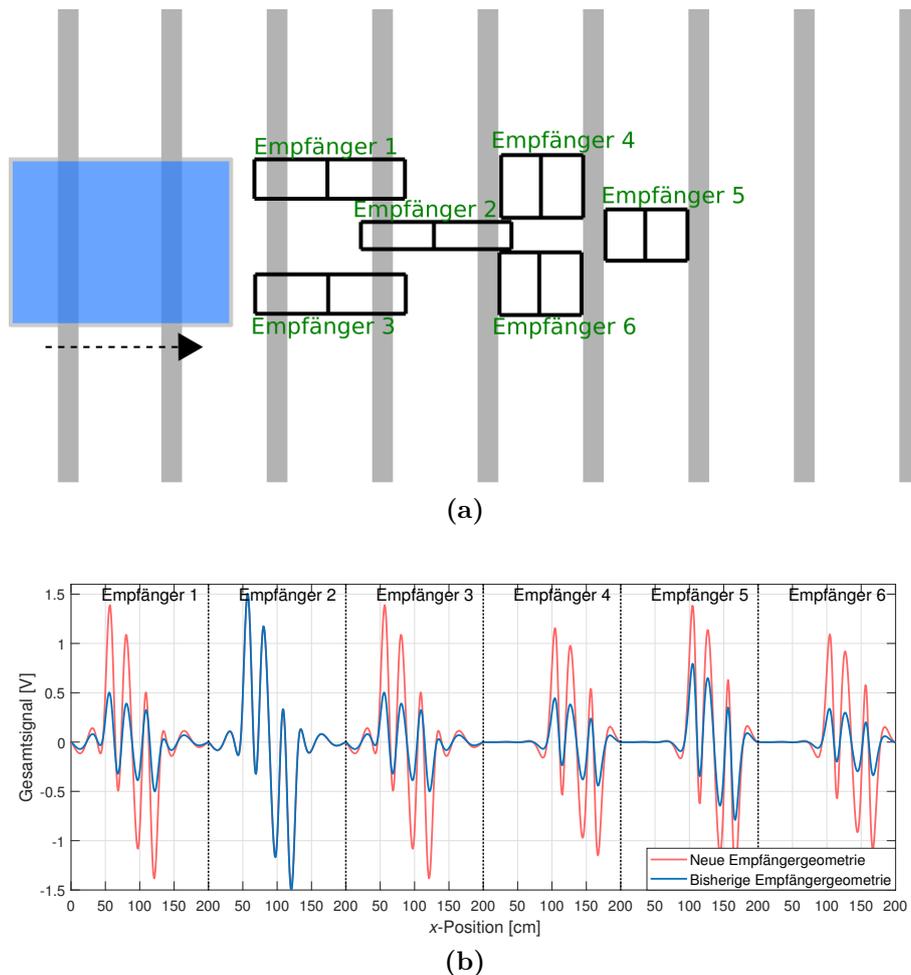


Abbildung 6.7: Schematische Darstellung und Simulation neuer Empfängerspulen-Anordnungen und -Geometrien. (a) Schematische Darstellung. Im Hintergrund sind die Leiterstreifen des Undulators in Grau dargestellt. Das Messobjekt ist als blauer Quader dargestellt, dessen Bewegungsrichtung während eines Scans durch einen Pfeil symbolisiert wird. Zentral befindet sich das neue Empfänger-Arrangement. (b) Simulierte Messsignale eines leitfähigen Volumens (vgl. Kapitel 5.2). Die blauen Messwerte wurden mit dem bisherigen Empfänger-Arrangement aufgenommen (vgl. Abbildung 5.11). Die roten Messwerte wurden mit dem hier beschriebenen und in (a) dargestellten Arrangement erzielt.

Zudem liefern die Empfänger aufgrund ihrer Bauform und der Position Messsignale

mit verschiedenen starken Amplituden. Das Sekundärsignal der Wirbelströme im Objekt bewirkt eine größere magnetische Flussänderung im Bereich der mittig positionierten Empfänger (Empfänger 2 und 5) als an den oberen und unteren Empfängern (Empfänger 1, 3, 4 und 6). Da bei dem bisher verwendeten Butterfly-Empfänger-Array die Empfangsfläche der schmalen Empfänger insgesamt geringer ist als die der breiten Empfänger, ist auch das induzierte Messsignal geringer als bei den breiten Empfängern. Aus diesen Gründen nutzt derzeit nur der breite Empfänger in der mittleren Ebene (Empfänger 2) den vollen Dynamikbereich (ca. 3 V) des Analog-Digital-Wandlers aus (Abbildung 6.7 b, blaue Signalkurve).

Durch eine Anpassung der Bauformen, ähnlich wie in Abbildung 6.7 a schematisch dargestellt, wäre es möglich, dass alle Empfänger den Dynamikbereich nahezu vollständig nutzen. Wie abgebildet, wären die äußeren Empfänger dann höher als die mittleren Spulen, wodurch die Gesamtfläche der äußeren Spulen größer wäre und somit auch die empfangene Signalamplitude größer würde. Zudem könnten die schmalen Empfänger insgesamt höher als die breiten Empfänger sein, sodass auch dort eine größere Fläche besteht und somit mehr Signal induziert wird. Der gesamte Dynamikbereich des A/D-Wandlers könnte auch durch eine einfache Verstärkung der Signale genutzt werden, jedoch würde sich dadurch das SNR nicht ändern, da der Rauschanteil proportional mit verstärkt würde. Die hier beschriebene geometrische Anpassung hingegen führt aufgrund der Änderung der Empfangsflächen zu einer annähernd gleichgroßen Signalamplitude aller Empfängersignale (Abbildung 6.7 b, rote Signalkurve), wobei elektronisches oder mechanisches Rauschen jedoch größtenteils nicht mit verstärkt wird. Somit wird vor allem das SNR der oberen und unteren Empfänger weiter verbessert.

6.4 Rekonstruktionen mit Prior Knowledge

Die Rekonstruktion sehr komplexer Leitfähigkeitsverteilungen, wie beispielsweise die Verteilung im menschlichen Körper, birgt große Herausforderungen bei der Genauigkeit und erschwert dadurch 3D-Rekonstruktionen. Aus diesem Grund könnte es entscheidend sein, bereits bekanntes Vorwissen (engl. prior knowledge) oder zumindest grobe Voreinschätzungen bei den Rekonstruktionsalgorithmen anzuwenden. Anstelle der bisherigen grundlegenden Annahme einer homogen geschätzten Leitfähigkeitsverteilung im gesamten Messobjekt (vgl. Kapitel 2.3) wäre es z. B. bei einem Menschen möglich, anhand der bekannten durchschnittlichen Organ- und Gewebeverteilung eine entsprechende Leitfähigkeitsverteilung bereits zu Beginn anzunehmen. Durch dieses Vorwissen könnten die interessanten, aber oftmals geringen Abweichungen aufgrund von Inhomogenitäten exakter bestimmt werden.

Zur simulativen Demonstration wurde das in Kapitel 5.4.3 beschriebene MIT-System mit einem 11-Leiter-Undulator und sechs Butterfly-Empfängern genutzt. Zudem wurde eine komplexe Verteilung von Leitfähigkeiten in einem Volumen angenommen (Abbildung 6.8 a). Diese Annahme wird als bekannt vorausgesetzt und repräsentiert beispielsweise die durchschnittliche Leitfähigkeitsverteilung in einem menschlichen

Torso. Zusätzlich wurde anschließend dem Körper eine zu detektierende Störung mit einer Leitfähigkeit von 1 S/m (z. B. innere Blutung) im Zentrum hinzugefügt (Abbildung 6.8 b). Ziel der Rekonstruktion ist es, die integrierte Leitfähigkeitsänderung zu detektieren und aufzuzeigen. Das dafür notwendige inverse Problem wurde auf zwei unterschiedliche Arten gelöst. Einerseits wurde, wie auch bei den zuvor gezeigten Rekonstruktionen, zu Beginn eine homogene Leitfähigkeitsverteilung vorausgesetzt. Andererseits wurde als Grundannahme das bekannte Vorwissen aus Abbildung 6.8 a genutzt.

Die Rekonstruktion der Leitfähigkeitsverteilung ohne Vorwissen ist in Abbildung 6.8 c dargestellt. Es zeigt sich eine starke Abweichung zwischen der gesuchten Verteilung (b) und der Rekonstruktion (c). Vor allem wird die in (b) dargestellte zentrale Änderung nicht erkannt. Im Gegensatz dazu kann bei der Rekonstruktion (d), die das Vorwissen aus (a) nutzt, die zentrale Leitfähigkeitsänderung von 1 S/m detektiert werden.

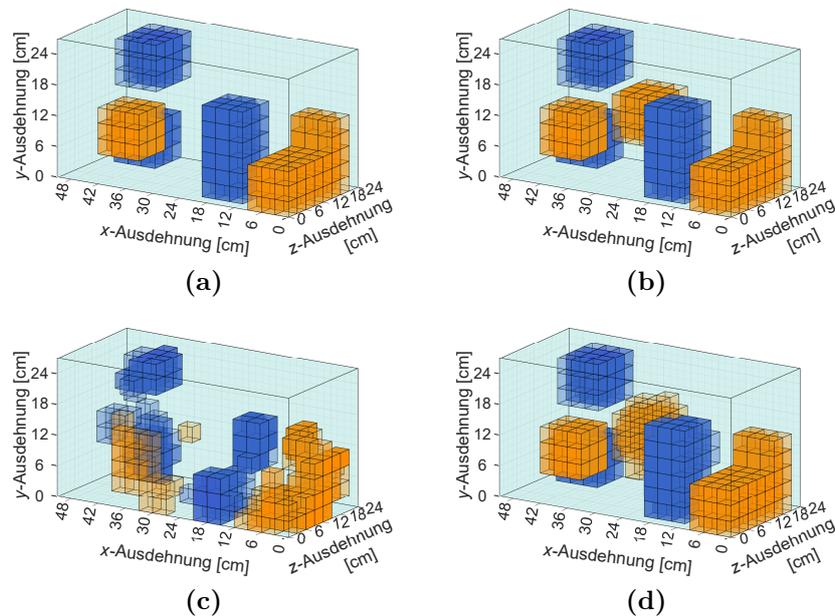


Abbildung 6.8: 3D-Rekonstruktion einer komplexen Leitfähigkeitsverteilung berechnet mit und ohne Vorwissen. Die Farbgebung wurde wie bei vorherigen Rekonstruktionen gewählt: Hellblau und Transparent entspricht 0,5 S/m; Blau entspricht 0 S/m; Orange entspricht 1 S/m. (a) Das zuvor als bekannt angenommene Vorwissen der gesuchten Leitfähigkeitsverteilung. Dies repräsentiert beispielsweise die durchschnittliche Leitfähigkeitsverteilung im Menschen. (b) Die gesuchte Leitfähigkeitsverteilung, der im Gegensatz zu (a) noch eine Leitfähigkeitsänderung im Zentrum hinzugefügt wurde. Dies repräsentiert beispielsweise einen menschlichen Körper mit innerer Blutung. (c) Rekonstruktion von (b) ohne Vorwissen. (d) Rekonstruktion von (b) mit Vorwissen aus (a).

Das Nutzen des „Prior Knowledge“ verbessert somit deutlich die 3D-Rekonstruktion komplexer Leitfähigkeitsstrukturen. Bei hochkomplexen Strukturen, wie dem menschlichen Körper, scheint eine derartige Vorannahme unabdingbar zu sein, um annä-

hernd repräsentative Rekonstruktionen zu erlangen. Bei einer realen Anwendung könnte dafür vor Beginn der Messprozedur die Oberflächenkontur der zu messenden Person mithilfe eines optischen oder akustischen Sensors aufgenommen werden. Die durchschnittliche Leitfähigkeitsverteilung im Menschen könnte anschließend daran angepasst werden, sodass vermutlich ein ausreichend gutes Vorwissen erzielt werden könnte. Des Weiteren wird die Rekonstruktionsdauer verkürzt, da nicht alle Leitfähigkeitsänderungen neu erkannt werden müssen und somit weniger Iterationsschritte benötigt werden. In diesem Beispiel war die 3D-Rekonstruktion mit Vorwissen doppelt so schnell berechnet, wie die 3D-Rekonstruktion ohne Vorwissen.

7 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Entwicklung und Optimierung der magnetischen Induktions-Tomografie (MIT). Das Ziel war es, eine für die 3D-Bildgebung geeignete Empfindlichkeitsverteilung im gesamten Volumen eines leitfähigen Testkörpers zu erreichen. In dieser Arbeit wurden hauptsächlich Leitfähigkeiten, die das menschliche Gewebe (zwischen 0 und 1 S/m) repräsentieren, verwendet, da sich die Untersuchung auf biomedizinisch relevante Körper konzentriert. Bisherige Studien zeigen, dass die Detektion und Rekonstruktion von inneren und insbesondere mittig im Objekt positionierten Leitfähigkeitsänderungen eine der zentralen Herausforderungen im Bereich der biomedizinischen MIT darstellt. Die verschwindend geringe Empfindlichkeit in den zentralen Bereichen (CAS) eines schwach leitfähigen Hintergrundes wurde bereits vor rund 20 Jahren benannt, ist aber bis heute ausschlaggebend für die ungenügenden Rekonstruktionseigenschaften zentraler Leitfähigkeitsstörungen. Eine grundlegende Ursachenanalyse für die geringe CAS wurde bei bisherigen Studien nicht durchgeführt, sodass es weder eine detaillierte Ursachenbeschreibung noch einen Lösungsansatz für dieses Problem gibt. Stattdessen wurde bisher die Problematik bei experimentellen Messungen durch verschiedene Vereinfachungen umgangen: unrealistisch hohe Leitfähigkeitskontraste, eine quasi 2D-Betrachtung durch flache Schichtmodelle oder die Verwendung nur oberflächennaher Leitfähigkeitsänderungen. Zudem sind keine realen MIT-Aufbauten bekannt, die die Aufnahme eines menschenähnlichen Testkörpers oder einer Testperson ermöglichen und die damit verbundenen Herausforderungen, beispielsweise Bewegungsartefakte, bewältigen.

In Kapitel 3 wurde ein MIT-Scanner vorgestellt, der erstmalig aufgrund seiner Dimensionierung, seines weitreichenden Anregungsfeldes und seiner Signalintegrität in der Lage ist, auch Testpersonen zu scannen. Die Messprozedur kann wie folgt beschrieben werden: Ein leitfähiges Messobjekt oder eine Testperson bewegt sich linear durch den Messbereich zwischen dem Sender und den Empfängern hindurch, dabei werden positionsgenaue Signale erfasst, mithilfe derer Leitfähigkeitsänderungen im Messobjekt rekonstruiert werden können. Die verwendeten kreisförmigen Empfängerspulen sind dabei gradiometrisch zum Sender-Magnetfeld (Primärfeld) ausgerichtet, damit diese nur das durch das Messobjekt hervorgerufene Magnetfeld (Sekundärfeld) messen. Zudem wird ein koaxialer Senderaufbau mit einer typisch zirkularen Senderschleife verglichen. Der koaxiale Sender besteht aus einer inneren und einer äußeren Leiterschleife, deren Anregungsstrom exakt gegenphasig verläuft. Erste Versuche zur Validierung der gesamten Messprozedur wurden mit hoch leitfähigen Metallobjekten durchgeführt. Der Vergleich zwischen zirkularer und koaxialer Senderspule zeigt, dass ein koaxialer Aufbau zu höheren Ortsfrequenzen in Scanrich-

tung führt und dadurch auch zu einer günstigeren Lokalisierung der Metallobjekte. Zudem wird der Gradient der Empfindlichkeit in der Tiefe des Messbereichs geringer, wodurch eine gleichmäßigere Detektion in der gesamten Tiefe gegeben ist. Die experimentellen Messergebnisse mit metallischen Objekten weisen eine hohe Reproduzierbarkeit der Empfangssignale und ein resultierendes SNR von 58 dB auf. Messungen an einer Testperson zeigten ebenfalls eine hohe Reproduzierbarkeit, jedoch aufgrund der relativ starken Bewegungsartefakte einer stehenden und nicht fixierten Person mit einem SNR von rund 44 dB. Trotz des geringeren SNR konnte die Atemaktivität (Inspiration und Expiration) eindeutig den Messsignalen zugeordnet werden. Bei einem abschließenden Versuch wurde ein voluminöser Testkörper genutzt, dessen Dimensionierung grob der eines menschlichen Torsos entspricht und dessen Leitfähigkeiten entsprechend der des menschlichen Gewebes gewählt wurden. Differenzielle Signalverläufe innerer Leitfähigkeitsänderungen erzeugen bei oberflächennahen Positionen deutliche Ausschläge. Jedoch werden diese Ausschläge immer geringer, je weiter das Störobjekt in Richtung Volumenzentrum positioniert wird. Dieses Signalverhalten wurde in früheren Studien bereits beschrieben und deutet auf eine geringe CAS hin. Es konnten mit diesem Aufbau somit zwar Signaldaten eines Menschen erfasst werden, das im vorherigen Abschnitt beschriebene Problem der geringen CAS bleibt aber bestehen.

Aufgrund dieser Problemstellung wurde in Kapitel 4 die Ursache der geringen CAS anhand von Simulationen analysiert und mit dem erlangten Verständnis wurden neue Lösungswege entwickelt. Es stellte sich heraus, dass die Wirbelstromverteilung im Messobjekt entscheidend für die resultierende Empfindlichkeitsverteilung ist. Zuerst wurde die Wirbelstromverteilung einer typisch zirkularen Senderspule untersucht, wobei sich anhand einer 2D-Analyse (vgl. Abbildung 4.2) herausstellt hat, dass sich die Wirbelströme hauptsächlich entlang der Oberfläche ausbreiten und hin zur Mitte des Objektes nahezu verschwindend gering sind. Die kreisförmige Ausbreitung der Wirbelstromverläufe entlang der Objektoberfläche wird weiterhin als *O-Mode* bezeichnet und beschreibt die niedrigstmögliche Ortsfrequenz der Wirbelstromverteilung im Objekt. In der Mittelachse entspricht die Wirbelstromverteilung einem halben Cosinus-Verlauf. Diese oberflächennahe Ausbreitung der Wirbelströme ist auch bei der komplexeren 3D-Betrachtung zu beobachten. Beide Betrachtungen führen zu einer ungünstigen Wirbelstromausbreitung, wodurch sich eine Empfindlichkeitsverteilung mit entsprechend geringer CAS ergibt. Zur Verbesserung der CAS wurden alternative Sendergeometrien entwickelt und untersucht, mit dem Ziel eine geeignetere Wirbelstromverteilung zu erreichen. Bei der 2D-Betrachtung eines einzelnen vertikal ausgerichteten Leiters zeigte sich, dass sich auch in den zentralen Bereichen des Objekts ein Wirbelstrom ergibt, wenn sich das Objekt zentral vor diesem Leiter befindet. Dieser Effekt wurde genutzt und resultierte in einem neuartigen undulierenden Senderaufbau, der aus fünf parallel zueinander ausgerichteten Leitern besteht. Die Leiter werden jeweils mit einem gegensinnigen Strom durchflossen (vgl. Kapitel 4.3). Dieser Senderaufbau wird im Weiteren als *Undulator* bezeichnet. Die gegensinnig durchflossenen Leiter führen im Messbereich zu einer annähernd sinusförmigen Primärfeld-Topologie. Dadurch werden weitreichende Senderfelder mit gezielt vordefinierten Ortsfrequenzen angeregt, was wiederum dazu

führt, dass die niedrige Ortsfrequenz (O -Mode) der Wirbelstromverteilung im Objekt unterdrückt wird und sich Wirbelstromverteilungen mit höheren Ortsfrequenzen einstellen (Φ - und Ψ -Mode). Bei der hier als Φ -Mode bezeichneten Wirbelstromverteilung verteilt sich diese nicht nur kreisförmig, sondern eher wie eine liegende Acht und weist somit im Verhältnis zu den auftretenden Wirbelstromdichten auch in den eher schwer zugänglichen zentralen Bereichen eine hohe Wirbelstromdichte auf. Es entstehen zwei Nullstellen im Objekt, diese Verteilung spiegelt in der Mittelachse ein cosinusartiges Verhalten wider. Der Ψ -Mode hingegen beschreibt eine schmale kreisförmige Stromverteilung, bei der sowohl an den Rändern als auch in der Mitte Nullstellen zu verzeichnen sind. Im Bereich der Mittelachse ergibt sich eine sinusförmige Verteilung. Diese höheren Ortsfrequenzen können sowohl im 2D- als auch im 3D-Fall beobachtet werden und führen zu einer Verbesserung der CAS um mehr als 20 dB im Vergleich zu dem typisch kreisförmigen Senderspulen-MIT-Aufbau. Durch die Annahme eines Undulators mit unendlich vielen vertikalen Leitern kann die sich während der Messprozedur ändernde Wirbelstromverteilung im Objekt mit nur zwei um $D/4$ versetzten Wirbelstromverteilungen (Φ - und Ψ -Mode) und deren Überlagerung beschrieben werden. Dadurch kann die Wirbelstromberechnung stark beschleunigt werden (vgl. Gleichung (4.2)). Des Weiteren wurden optimierte Empfänger vorgestellt, die an entstehende dipolartige Differenzströme im Inneren eines Objektes angepasst sind. Diese Empfänger (Butterfly-Empfänger, vgl. Kapitel 4.3.2) sorgen zusätzlich für eine CAS-Verstärkung von rund 6 dB. Aufgrund der günstigeren CAS (> 26 dB) können 3D-Rekonstruktionen von Störobjekten in der gesamten Tiefe eines leitfähigen Volumens anhand der berechneten Empfangssignale bestimmt werden.

Diese rein anhand von Simulationen gewonnenen Erkenntnisse wurden in Kapitel 5 durch Messungen verifiziert. Dafür wurde ein neuer Messaufbau vorgestellt, der weiterhin in der Lage ist, realistisch große Testobjekte zu vermessen, aber zudem stabilisiert wurde und dadurch eine hohe Dämpfung (30 dB) gegen mechanische Erschütterungen aufweist. Als Nachbildung eines möglichst realistischen Messphantoms wurde ein 33-Liter-Salzwasserbad genutzt (vgl. Kapitel 5.2). Zudem wurden dauerstabile Störobjekte entwickelt, die eine Leitfähigkeit von entweder 0 S/m oder 1 S/m aufweisen. Diese Störungen können positionsgenau in das 33-Liter-Messphantom integriert werden und können damit die zuvor simulativ erstellten Leitfähigkeitsverteilungen in einem Objekt nachbilden. Zur Validierung der theoretisch gewonnenen Erkenntnisse wurden sowohl Messungen mit einer zirkularen Sender- und Empfängerspule als auch mit einem 5-Leiter-Undulator und einem Butterfly-Empfänger durchgeführt. Die experimentell erfassten Signalverläufe wurden mit den in Kapitel 4.1 und 4.3 simulierten Signalen verglichen. Es zeigte sich ein ähnliches Signalverhalten (vgl. Kapitel 5.3). Damit konnte gezeigt werden, dass der entwickelte Vorwärts-Algorithmus die Realität annähernd widerspiegelt und vor allem, dass das Undulator-Konzept eine weit höhere Empfindlichkeit (> 20 dB) in den zentralen Bereichen erbringt. Anschließend wurde der Undulator-MIT-Aufbau weiter optimiert mit dem Ziel, eine 3D-Rekonstruktion der Leitfähigkeitsänderungen in der gesamten Tiefe eines Objektes zu erlangen. Dafür wurde der Sender auf insgesamt 11 vertikale Leiterstreifen erweitert (vgl. Kapitel 5.4.3), wodurch das angeregte Primär-Magnetfeld im Messbereich

das eines unendlichen Undulators nahezu nachbildet und somit bei der Berechnung das beschleunigte Vorwärtsproblem verwendet werden kann. Damit genug Signalinformationen für eine 3D-Bildgebung gemessen werden können, wurde ein Empfänger-Array, bestehend aus drei breiten und drei schmalen Butterfly-Empfängern, in das MIT-System implementiert. Die resultierenden Messsignale weisen eine sehr hohe Übereinstimmung zwischen simulierten und experimentell ermittelten Signalen auf. Durch all diese Maßnahmen konnte ein MIT-Aufbau entwickelt werden, der erstmalig dazu in der Lage ist, geringe Leitfähigkeitsänderungen in der gesamten Tiefe eines schwach leitfähigen Volumens zu detektieren und das anhand experimenteller Messsignale. Durch die gute Detektion von Störungen im gesamten Objekt können diese auch in 3D rekonstruiert werden (vgl. Kapitel 5.5).

Dieser Erfolg eröffnet für die MIT einen großen Schritt in Richtung praktischer Ganzkörpertomografie. Weitere Ideen für eine zusätzliche Optimierung des MIT-Systems wurden in Kapitel 6 erläutert. Die Bewegung einer aufrecht stehenden Person während einer Messprozedur sorgt durch die Beschleunigung der Transportbox zu geringen, aber dennoch detektierbaren Verschiebungen einer Testperson und somit zu Störartefakten. Zur Optimierung des experimentellen Aufbaus ist ein horizontales Setup angedacht. Dabei würde die Testperson stabilisiert auf einer Art fahrbaren Trage liegen und Bewegungsartefakte würden somit minimiert. Außerdem verteilt sich das Körpervolumen einer liegenden Person aufgrund der Schwerkraft mehr zu den Seiten des Körpers und weniger in die Höhe, wodurch der Abstand zwischen Sender und Empfänger verkleinert werden kann, was zu einer verbesserten Auflösung der Rekonstruktion führen würde. Des Weiteren trägt eine quer zu den Leiterstreifen ausgerichtete Testperson zu einer günstigeren Wirbelstromverteilung im Körper bei. Der horizontale Aufbau bietet zudem weiteren Nutzraum für den Sender oder die Empfänger rechts und links neben der Testperson. Erste Simulationen deuten darauf hin, dass vor allem der Einsatz zusätzlicher Empfänger in diesen Bereichen vorteilhaft für die Detektion und Zuordnung komplexer Leitfähigkeitsverteilungen ist. Neben dem horizontalen MIT-Aufbau gibt es weiteres Optimierungspotenzial bei der Umsetzung eines Undulators. Es zeigte sich, dass die CAS durch die Undulator-Periodizität beeinflusst wird. Eine angepasste Leiterperiodizität würde somit zu einer weiter verbesserten Empfindlichkeit im gesamten Objekt und vor allem in den zentralen Bereichen führen. Auch die Empfänger bieten weiteren Spielraum für Optimierungen. Derzeit verbleibende Kopplungseffekte zwischen den vertikal ausgerichteten Empfängern können durch eine entzerrte Verteilung reduziert werden. Außerdem tragen individuell angepasste Geometrien der einzelnen Empfänger dazu bei, dass die empfangenen Signalpegel jeweils den gesamten Dynamikbereich des Analog-Digital-Wandlers nutzen.

All diese hier erarbeiteten Fortschritte, wie spezielle Systemeigenschaften, Innovationen und Lösungsideen, tragen grundlegend dazu bei, die MIT in Richtung einer Ganzkörpertomografie des Menschen zu entwickeln und werden folgend nochmals zusammengefasst aufgelistet:

- Die Anregungsfrequenz des Primärfeldes wurde speziell auf den biomedizinischen Anwendungsfall angepasst (1,5 MHz). Die Frequenz ist hoch genug,

damit ein ausreichender Leitfähigkeitskontrast zwischen verschiedenem biologischem Gewebe oder Organen besteht und zugleich tief genug, damit ausreichend Eindringtiefe besteht, sodass von einer schwachen Kopplung des Primär- und Sekundärfeldes ausgegangen werden kann.

- Der groß dimensionierte MIT-Aufbau bietet die Möglichkeit, Objekte mit menschenähnlichen Dimensionen oder gar adulte Personen sekundenschnell zu scannen.
- Die gesamte MIT-Konstruktion wird aufgrund der Dämpfung und Stabilisierung kaum durch mechanische Störquellen, wie z. B. laufende Personen, beeinflusst und auch die elektrische Empfängerschaltung weist ein sehr geringes Rauschen durch Fremdeinflüsse, wie z. B. EMI, auf. Dadurch bietet das gesamte MIT-System eine hohe Reproduzierbarkeit der Messsignale und weist eine hohe nutzbare Signaldynamik mit einem SNR von rund 62 dB auf.
- Die Empfänger wurden gradiometrisch zum Primärfeld ausgerichtet, sodass nur das relevante Sekundärfeld gemessen wird. Zudem sind die Empfänger in „Transmissions“-Geometrie installiert, da sich das Messobjekt zwischen Sender und Empfänger befindet; daher muss das Feld das gesamte Objekt durchdringen.
- Die entwickelte Empfängerschaltung erlaubt eine phasengenaue Demodulation der Messsignale und ermöglicht dadurch die Unterscheidung von induktiven (metallischen) oder resistiven (schwach leitfähigen) Messobjekten.
- Ein Messobjekt mit torsoähnlichen Dimensionen und Leitfähigkeiten in dem Bereich menschlichen Gewebes wurde erstellt (0,5 S/m). Positionsunabhängig können ortsfeste Störobjekte (0 oder 1 S/m) in das Innere des gesamten Messobjektes eingefügt werden.
- Die angeregte mittlere Senderfeldstärke (0,48 A/m) wurde ermittelt und gilt laut aktueller Empfehlung der ICNIRP für Einwirkzeiten unter 6 min als unbedenklich.
- Anhand von Simulationen wurde die Ursache der bisher geringen CAS analysiert und eine angepasste Senderstruktur (Undulator) und Empfängergeometrie (Butterfly-Empfänger) ermöglichen eine Erhöhung der CAS um mehr als 26 dB im Vergleich zu einem typischen Aufbau mit kreisförmigen Spulen. Simulationen deuten darauf hin, dass weiter angepasste Geometrien (Periodizität D) zu einer Verbesserung von über 30 dB führen könnten.
- Der gesamte Wirbelstromverlauf in einem ungestörten und ausgedehnten Messphantom ähnelt dem des undulierenden Vektorpotentials und wird daher absichtlich aufgrund der gradiometrischen Empfängerausrichtung geringfügiger detektiert. Dies ermöglicht eine relativ verstärkte Sensibilität der Empfänger auf lokale Leitfähigkeitsänderungen im Messobjekt, die den undulierenden Wirbelstromverlauf verformen. Dadurch besteht eine höhere Empfindlichkeit für lokale Änderungen und ein geringerer Einfluss durch Bewegungsartefakte aufgrund globaler Verschiebungen oder Versetzungen wird erzielt.

- Die Erweiterung des Undulators auf insgesamt 11 vertikale Leiterstreifen mit gegensinnigen Stromflussrichtungen ergibt im zentralen Messbereich eine weitgehend sinusförmige Primärfeld-Topologie, sodass eine beschleunigte Rechnung des Vorwärtsproblems genutzt werden kann.
- Ein angepasstes Empfänger-Array, bestehend aus drei breiten und drei schmalen Butterfly-Spulen, ermöglicht bei der Rekonstruktion eine Auflösung in x -, y - und z -Richtung.
- Insgesamt zeigt sich eine hohe Übereinstimmung zwischen simulierten (Vorwärtsproblem) und experimentell ermittelten Signalen.
- Das entwickelte iterative Verfahren löst mittels iterativem Landweber-Verfahren das inverse Problem und ermöglicht die 3D-Rekonstruktion aus den ermittelten Messdaten.
- Ein horizontaler Aufbau verbessert das MIT-Setup weiter in Richtung einer praktikablen Personen-Tomografie. Eine liegende Person weist weniger Bewegungsartefakte auf und erlaubt zugleich einen geringeren Abstand zwischen Sender und Empfänger. Zudem sorgt eine longitudinale Ausrichtung für eine günstigere Wirbelstromverteilung im Körper und ermöglicht mehr Freiheitsgrade für Sender oder Empfänger.
- Individuell angepasste Geometrien und Anordnungen der einzelnen Sensoren würden für stärkere und unabhängige Signalinformationen sorgen und dadurch die Auflösung weiter verbessern.

Durch das Erfüllen dieser entscheidenden Voraussetzungen können geringe Leitfähigkeitsänderungen im gesamten Volumen detektiert und anhand experimentell gemessener Signale in 3D rekonstruiert werden. Erstmals gelingt dies in der gesamten Tiefe eines schwach leitfähigen Messphantoms (biomedizinisch repräsentativ). Zudem konnte bereits der Lungenzustand (Inspiration oder Expiration) einer Testperson eindeutig anhand der Messsignale zugeordnet werden. Infolge all dieser Fortschritte rückt die 3D-MIT einen großen Schritt weiter in Richtung einer realen Anwendung.

8 Ausblick

In der hier dargelegten Forschungsarbeit ist es aufgrund der neuartigen Senderstruktur und der hohen Übereinstimmung zwischen Vorwärtsmodell und experimentell ermittelten Messsignalen erstmalig gelungen, Leitfähigkeitsänderungen in der gesamten Tiefe eines leitfähigen Volumens bildgebend in 3D darzustellen. Das derzeit genutzte inverse Problem, welches zur Bestimmung der gesuchten Leitfähigkeitsverteilung benötigt wird, liefert dabei bereits 3D-Bilder, bietet dennoch Optimierungspotenzial. Die Auflösung der 3D-Rekonstruktionen ist derzeit noch sehr grob ($3\text{ cm} \times 3\text{ cm} \times 3\text{ cm}$ Voxel) und birgt zudem im Vergleich zu der kurzen Messprozedur-Dauer (10 s) eine relativ lange Berechnungszeit von einigen Minuten. Diese mathematische Problemstellung wird aktuell weiter ausgearbeitet, da es aufgrund der erzielten Erfolge bereits gelungen ist, Fördergelder für die mathematische Ausarbeitung und Optimierung des inversen Problems einzuwerben (Projektname „INDIGO-M“). Dabei werden unterschiedliche Ansätze verfolgt: Es werden sowohl neue numerische Methoden [73] als auch eine Art Maschinelles Lernen auf der Grundlage eines neuronalen Netzwerks entwickelt [72].

Zudem sollten die in Kapitel 6 beschriebenen Ideen eines horizontalen Undulator-MIT-Aufbaus oder auch die neuen Sender- und Empfängergeometrien praktisch realisiert und anschließend validiert werden, da diese Ansätze bislang nur theoretisch anhand von Simulationen entwickelt wurden. Es würde sich anbieten, einen modularen horizontalen Scanner aufzubauen, der einen schnellen Austausch der Sender- und Empfänger-Einheit erlaubt. Außerdem sollte die neue Konstruktion im Gegensatz zu dem aktuellen Holzaufbau aus formstabilen Kunststoffen aufgebaut werden, sodass Umwelteinflüsse, wie die Temperatur oder Luftfeuchte, keinen oder nur einen vernachlässigbar geringen Einfluss auf die Geometrien des Aufbaus und somit auch auf die Signale haben. Zusätzlich sollten die Sender- und Empfängerspulen maschinell gefertigt werden, um Ungenauigkeiten bei der Konstruktion zu vermeiden, da beispielsweise derzeitige Ungenauigkeiten bei der Senderkonstruktion zu leichten Verstimmungen des Primärfeldes führten (vgl. Kapitel 5.4.3). Diese Maßnahmen fördern die Signalintegrität und vermindern zusätzlich Bewegungsartefakte der Messobjekte, was vor allem bei der Messung menschlicher Testpersonen entscheidend ist.

Des Weiteren sollten die zukünftigen simulativ und experimentell verwendeten Objektformen hin zu einer menschenähnlichen Kontur entwickelt werden. Es könnten vorerst runde oder ovale Messphantome genutzt werden. Die genaue Außenkontur könnte dann beispielsweise optisch oder akustisch (Schallwellen) erfasst werden und direkt in die Berechnung des Vorwärtsmodells mit einfließen. Der nächste Schritt wäre die Verwendung von menschenähnlichen Messkörpern, z. B. eine mit einer

Salz-Wasser-Lösung gefüllte Schaufensterpuppe. Sollte dies gelingen, wäre das ein weiterer großer Schritt in Richtung realer biomedizinischer MIT-Anwendung, sodass abschließend auch 3D-Rekonstruktionen von Leitfähigkeitsänderungen im menschlichen Körper erprobt werden könnten. Dafür sollte das in Kapitel 6.4 beschriebene Vorwissen für die Rekonstruktion genutzt werden.

9 Danksagung

Die hier vorliegende Forschungsarbeit hätte ohne das entgegengebrachte Vertrauen der Universität Duisburg-Essen und der Hochschule Ruhr West nicht realisiert werden können, dafür möchte ich mich hiermit herzlich bedanken.

Mein besonderer Dank gilt zunächst meinem Doktorvater Prof. Dr. Daniel Erni (Universität Duisburg-Essen), der mir eine kooperative Promotion ermöglichte, seit Beginn an die vorgestellte grundlegende Fragestellung dieser Arbeit glaubte und zudem meine Fortschritte mit großem Interesse unterstützte. Ein besonderer Dank geht zudem an meinen Betreuer Prof. Dr. Dirk Rüter (Hochschule Ruhr West), auf dessen grundlegenden Ideen diese Forschungsarbeit beruht. Herr Rüter schenkte mir viel Vertrauen und brachte Anregungen, aber auch fordernde und zugleich konstruktive Kritik ein, wodurch ich mir angeeignet habe, auch bereits bestehende Ansätze kritisch zu hinterfragen und zu überdenken. All dies förderte meine Kreativität und spornte mich an, mich immer weiter und tiefgründiger mit dem Thema MIT auseinanderzusetzen und trug somit dazu bei, die hier dargelegten Erfolge zu erreichen.

Mein weiterer Dank gilt dem Institut Mess- und Sensortechnik der Hochschule Ruhr West und allen Mitarbeiter:innen für die gute und offene Arbeitsatmosphäre, die zur Verfügung gestellten Räumlichkeiten und vor allem für die schöne Zeit. Dabei möchte ich insbesondere die Mitarbeiter Grischa von Eckardstein, Fabian Ströder, Christoph Clemens und Dawei Xu erwähnen und ihnen sowohl für die Fachgespräche und Diskussionen als auch für die kurzen Auszeiten im Arbeitsalltag danken.

Auch dem im Vorjahr gegründeten MIT-Projekt-Team, welches als Nachfolgeprojekt zu dieser Arbeit entstanden ist, gilt mein Dank, da ich durch die Mitarbeitenden neue Blickwinkel auf das Thema und zudem beratende Unterstützung bei mathematischen Fragestellungen erhalten habe.

Mein außerordentlicher Dank gilt nicht zuletzt meiner Familie – Ulrike, Matthias und Julian Klein sowie Gertrude Tietze – und meiner Freundin Lena Scheimann, auf deren liebevolles Verständnis, Geduld, Rückhalt und Motivation ich mich auch in anstrengenden Phasen immer verlassen konnte und kann.

Abschließend möchte ich all meinen Freunden und Freundinnen dafür danken, dass sie in stressigen Zeiten immer da waren und, wenn es nötig war, mich gut ablenken und auf andere Gedanken bringen konnten. Dabei möchte ich Christoph Prall und Sabrina Finke zusätzlich erwähnen und ihnen danken, da mir ihre fachlichen und freundschaftlichen Ratschläge und Hinweise sehr geholfen haben.

Literaturverzeichnis

- [1] R. Chen, J. Huang, B. Li, J. Wang, and H. Wang, “Technologies for magnetic induction tomography sensors and image reconstruction in medical assisted diagnosis: A review”, *Review of Scientific Instruments*, vol. 91, no. 9, p. 091 501, Sep. 1, 2020. DOI: 10.1063/1.5143895.
- [2] W. Q. Yang, D. M. Spink, T. A. York, and H. McCann, “An image-reconstruction algorithm based on landweber’s iteration method for electrical-capacitance tomography”, *Measurement Science and Technology*, vol. 10, no. 11, pp. 1065–1069, Nov. 1, 1999. DOI: 10.1088/0957-0233/10/11/315.
- [3] H. Wei and M. Soleimani, “Electromagnetic tomography for medical and industrial applications: Challenges and opportunities [point of view]”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 3, pp. 559–565, Mar. 2013. DOI: 10.1109/JPROC.2012.2237072.
- [4] F. Schick, “Grundlagen der Magnetresonanztomographie (MRT)”, *Der Radiologe*, vol. 45, no. 1, pp. 69–88, Jan. 2005. DOI: 10.1007/s00117-004-1146-1.
- [5] M. Mühlenweg, G. Schaefers, and S. Trattnig, “Sicherheitsaspekte in der Hochfeld-Magnetresonanztomographie”, *Der Radiologe*, vol. 48, no. 3, pp. 258–267, Mar. 2008. DOI: 10.1007/s00117-007-1598-1.
- [6] T. K. Bera, “Applications of electrical impedance tomography (EIT): A short review”, *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, vol. 331, p. 012 004, Mar. 2018. DOI: 10.1088/1757-899X/331/1/012004.
- [7] A. M. Sinton, B. H. Brown, D. C. Barber, F. J. McArdle, and A. D. Leathard, “Noise and spatial resolution of a real-time electrical impedance tomograph”, *Clinical Physics and Physiological Measurement*, vol. 13, pp. 125–130, A Dec. 1, 1992. DOI: 10.1088/0143-0815/13/A/024.
- [8] L. Marmugi and F. Renzoni, “Optical magnetic induction tomography of the heart”, *Scientific Reports*, vol. 6, no. 1, p. 23 962, Jul. 2016. DOI: 10.1038/srep23962.
- [9] A. Cordes, M. Arts, and S. Leonhardt, “A full digital magnetic induction measurement device for non-contact vital parameter monitoring (MONTOS)”, in *2012 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, San Diego, CA: IEEE, Aug. 2012, pp. 582–585. DOI: 10.1109/EMBC.2012.6345998.
- [10] Z. Xiao, C. Tan, and F. Dong, “Brain tissue based sensitivity matrix in hemorrhage imaging by magnetic induction tomography”, in *2017 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, Torino, Italy: IEEE, May 2017, pp. 1–6. DOI: 10.1109/I2MTC.2017.7969707.

- [11] M. Soleimani, W. R. B. Lionheart, and A. J. Peyton, “Image reconstruction for high-contrast conductivity imaging in mutual induction tomography for industrial applications”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 5, pp. 2024–2032, Oct. 2007. DOI: 10.1109/TIM.2007.895598.
- [12] L. Ma, A. Hunt, and M. Soleimani, “Experimental evaluation of conductive flow imaging using magnetic induction tomography”, *International Journal of Multiphase Flow*, vol. 72, pp. 198–209, Jun. 2015. DOI: 10.1016/j.ijmultiphaseflow.2015.02.013.
- [13] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, “The dielectric properties of biological tissues: III. parametric models for the dielectric spectrum of tissues”, *Physics in Medicine and Biology*, vol. 41, no. 11, pp. 2271–2293, Nov. 1, 1996. DOI: 10.1088/0031-9155/41/11/003.
- [14] C. Gabriel, S. Gabriel, and E. Corthout, “The dielectric properties of biological tissues: I. literature survey”, *Physics in Medicine and Biology*, vol. 41, no. 11, pp. 2231–2249, Nov. 1, 1996. DOI: 10.1088/0031-9155/41/11/001.
- [15] S. Gabriel, R. W. Lau, and C. Gabriel, “The dielectric properties of biological tissues: II. measurements in the frequency range 10 hz to 20 GHz”, *Physics in Medicine and Biology*, vol. 41, no. 11, pp. 2251–2269, Nov. 1, 1996. DOI: 10.1088/0031-9155/41/11/002.
- [16] S. Al-Zeibak and N. H. Saunders, “A feasibility study of in vivo electromagnetic imaging”, *Physics in Medicine and Biology*, vol. 38, no. 1, pp. 151–160, Jan. 1, 1993. DOI: 10.1088/0031-9155/38/1/011.
- [17] A. V. Korzhenevskii and V. Cherepenin, “Magnetic induction tomography”, *Journal of communication technology and electronics*, vol. 42, no. 4, pp. 469–474, 1997.
- [18] H. Scharfetter, R. Merwa, and K. Pilz, “A new type of gradiometer for the receiving circuit of magnetic induction tomography (MIT)”, *Physiological Measurement*, vol. 26, no. 2, S307–S318, Apr. 1, 2005. DOI: 10.1088/0967-3334/26/2/028.
- [19] H.-Y. Wei and M. Soleimani, “Hardware and software design for a national instrument-based magnetic induction tomography system for prospective biomedical applications”, *Physiological Measurement*, vol. 33, no. 5, pp. 863–879, May 1, 2012. DOI: 10.1088/0967-3334/33/5/863.
- [20] J. Xiang, Y. Dong, M. Zhang, and Y. Li, “Design of a magnetic induction tomography system by gradiometer coils for conductive fluid imaging”, *IEEE Access*, vol. 7, pp. 56 733–56 744, 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2914377.
- [21] H.-Y. Wei and M. Soleimani, “Two-phase low conductivity flow imaging using magnetic induction tomography”, *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 131, pp. 99–115, 2012. DOI: 10.2528/PIER12070615.
- [22] L. Ma, R. Banasiak, and M. Soleimani, “Magnetic induction tomography with high performance GPU implementation”, *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 65, pp. 49–63, 2016. DOI: 10.2528/PIERB15101902.

-
- [23] R. Liu, Y. Li, F. Fu, F. You, X. Shi, and X. Dong, “Time-difference imaging of magnetic induction tomography in a three-layer brain physical phantom”, *Measurement Science and Technology*, vol. 25, no. 6, p. 065 402, Jun. 1, 2014. DOI: 10.1088/0957-0233/25/6/065402.
- [24] F. Li, J. F. P. J. Abascal, M. Desco, and M. Soleimani, “Total variation regularization with split bregman-based method in magnetic induction tomography using experimental data”, *IEEE Sensors Journal*, vol. 17, no. 4, pp. 976–985, Feb. 15, 2017. DOI: 10.1109/JSEN.2016.2637411.
- [25] B. G. Rosa and G.-Z. Yang, “Urinary bladder volume monitoring using magnetic induction tomography: A rotational simulation model for anatomical slices within the pelvic region”, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, pp. 547–557, 2021. DOI: 10.1109/TBME.2021.3100804.
- [26] M. Soleimani and W. R. B. Lionheart, “Absolute conductivity reconstruction in magnetic induction tomography using a nonlinear method”, *IEEE Transactions on Medical Imaging*, vol. 25, no. 12, pp. 1521–1530, Dec. 2006. DOI: 10.1109/TMI.2006.884196.
- [27] Z. Yu and A. Peyton, “Development of sensor arrays for electromagnetic inductive tomography: Compensation of large background signal values”, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 20, no. 4, pp. 195–202, Oct. 1998. DOI: 10.1177/014233129802000405.
- [28] C. Ktistis, D. W. Armitage, and A. J. Peyton, “Calculation of the forward problem for absolute image reconstruction in MIT”, *Physiological Measurement*, vol. 29, no. 6, pp. 455–464, Jun. 1, 2008. DOI: 10.1088/0967-3334/29/6/S38.
- [29] M. Soleimani and W. Lionheart, “Image reconstruction in three-dimensional magnetostatic permeability tomography”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 41, no. 4, pp. 1274–1279, Apr. 2005. DOI: 10.1109/TMAG.2005.845158.
- [30] D. Gürsoy and H. Scharfetter, “Imaging artifacts in magnetic induction tomography caused by the structural incorrectness of the sensor model”, *Measurement Science and Technology*, vol. 22, no. 1, p. 015 502, Jan. 1, 2011. DOI: 10.1088/0957-0233/22/1/015502.
- [31] M. Vauhkonen, M. Hamsch, and C. H. Igney, “A measurement system and image reconstruction in magnetic induction tomography”, *Physiological Measurement*, vol. 29, no. 6, pp. 445–454, Jun. 1, 2008. DOI: 10.1088/0967-3334/29/6/S37.
- [32] B. Dekdouk, C. Ktistis, D. W. Armitage, and A. J. Peyton, “Absolute imaging of low conductivity material distributions using nonlinear reconstruction methods in magnetic induction tomography”, *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 155, pp. 1–18, 2016. DOI: 10.2528/PIER15071705.
- [33] J. Rosell-Ferrer, R. Merwa, P. Brunner, and H. Scharfetter, “A multifrequency magnetic induction tomography system using planar gradiometers: Data collection and calibration”, *Physiological Measurement*, vol. 27, no. 5, pp. 271–280, May 1, 2006. DOI: 10.1088/0967-3334/27/5/S23.

- [34] H. Scharfetter, K. Hollaus, J. Rosell-Ferrer, and R. Merwa, “Single-step 3-D image reconstruction in magnetic induction tomography: Theoretical limits of spatial resolution and contrast to noise ratio”, *Annals of Biomedical Engineering*, vol. 34, no. 11, pp. 1786–1798, Nov. 2, 2006. DOI: 10.1007/s10439-006-9177-6.
- [35] S. Watson, R. J. Williams, W. Gough, and H. Griffiths, “A magnetic induction tomography system for samples with conductivities below 10 s/m”, *Measurement Science and Technology*, vol. 19, no. 4, p. 045 501, Apr. 1, 2008. DOI: 10.1088/0957-0233/19/4/045501.
- [36] B. Dekdouk, C. Ktistis, W. Yin, D. W. Armitage, and A. J. Peyton, “The application of a priori structural information based regularization in image reconstruction in magnetic induction tomography”, *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 224, p. 012 048, Apr. 1, 2010. DOI: 10.1088/1742-6596/224/1/012048.
- [37] J. Caeiros, R. C. Martins, and B. Gil, “A new image reconstruction algorithm for real-time monitoring of conductivity and permeability changes in magnetic induction tomography”, in *2012 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, San Diego, CA: IEEE, Aug. 2012, pp. 6239–6242. DOI: 10.1109/EMBC.2012.6347420.
- [38] Y. Maimaitijiang, M. Roula, S. Watson, G. Meriadec, K. Sobaihi, and R. Williams, “Evaluation of parallel accelerators for high performance image reconstruction for magnetic induction tomography”, *Cyber Journals: Journal of Selected Areas in Software Engineering*, pp. 120–127, vol. 15 Jan. 2011.
- [39] D. Yang, J. Liu, Y. Wang, B. Xu, and X. Wang, “Application of a generative adversarial network in image reconstruction of magnetic induction tomography”, *Sensors*, vol. 21, no. 11, p. 3869, Jun. 3, 2021. DOI: 10.3390/s21113869.
- [40] H.-Y. Wei and A. J. Wilkinson, “Design of a sensor coil and measurement electronics for magnetic induction tomography”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 12, pp. 3853–3859, Dec. 2011. DOI: 10.1109/TIM.2011.2147590.
- [41] C. Tan, Y. Chen, Y. Wu, Z. Xiao, and F. Dong, “A modular magnetic induction tomography system for low-conductivity medium imaging”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 70, pp. 1–8, 2021. DOI: 10.1109/TIM.2021.3073439.
- [42] Y. Lv and H. Luo, “A new method of haemorrhagic stroke detection via deep magnetic induction tomography”, *Frontiers in Neuroscience*, vol. 15, p. 659 095, May 5, 2021. DOI: 10.3389/fnins.2021.659095.
- [43] M. Zolgharni, P. D. Ledger, D. W. Armitage, D. S. Holder, and H. Griffiths, “Imaging cerebral haemorrhage with magnetic induction tomography: Numerical modelling”, *Physiological Measurement*, vol. 30, no. 6, pp. 187–200, Jun. 1, 2009. DOI: 10.1088/0967-3334/30/6/S13.

-
- [44] H.-Y. Wei, L. Ma, and M. Soleimani, “Volumetric magnetic induction tomography”, *Measurement Science and Technology*, vol. 23, no. 5, p. 055 401, May 1, 2012. DOI: 10.1088/0957-0233/23/5/055401.
- [45] H.-Y. Wei and M. Soleimani, “Four dimensional reconstruction using magnetic induction tomography: Experimental study”, *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 129, pp. 17–32, 2012. DOI: 10.2528/PIER12032403.
- [46] P. De Tillieux and Y. Goussard, “Improving the computational cost of image reconstruction in biomedical magnetic induction tomography using a volume integral equation approach”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 1, pp. 366–378, Jan. 2021. DOI: 10.1109/TAP.2020.3008618.
- [47] R. Chen, J. Huang, Y. Song, B. Li, J. Wang, and H. Wang, “Deep learning algorithms for brain disease detection with magnetic induction tomography”, *Medical Physics*, vol. 48, no. 2, pp. 745–759, Feb. 2021. DOI: 10.1002/mp.14558.
- [48] I. Muttakin and M. Soleimani, “Interior void classification in liquid metal using multi-frequency magnetic induction tomography with a machine learning approach”, *IEEE Sensors Journal*, vol. 21, no. 20, pp. 23 289–23 296, Oct. 15, 2021. DOI: 10.1109/JSEN.2021.3109629.
- [49] H. Griffiths, W. Gough, S. Watson, and R. J. Williams, “Residual capacitive coupling and the measurement of permittivity in magnetic induction tomography”, *Physiological Measurement*, vol. 28, no. 7, pp. 301–311, Jul. 1, 2007. DOI: 10.1088/0967-3334/28/7/S23.
- [50] A. J. Peyton, “Electromagnetic induction tomography”, in *Industrial Tomography*, Elsevier, 2022, pp. 77–125. DOI: 10.1016/B978-0-12-823015-2.00005-4.
- [51] D. Gürsoy and H. Scharfetter, “Optimum receiver array design for magnetic induction tomography”, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 56, no. 5, pp. 1435–1441, May 2009. DOI: 10.1109/TBME.2009.2013936.
- [52] M. Zolgharni, P. D. Ledger, and H. Griffiths, “Forward modelling of magnetic induction tomography: A sensitivity study for detecting haemorrhagic cerebral stroke”, *Medical & Biological Engineering & Computing*, vol. 47, no. 12, pp. 1301–1313, Dec. 2009. DOI: 10.1007/s11517-009-0541-1.
- [53] D. Gürsoy and H. Scharfetter, “Reconstruction artefacts in magnetic induction tomography due to patient’s movement during data acquisition”, *Physiological Measurement*, vol. 30, no. 6, pp. 165–174, Jun. 1, 2009. DOI: 10.1088/0967-3334/30/6/S11.
- [54] H. Scharfetter, S. Issa, and D. Gürsoy, “Tracking of object movements for artefact suppression in magnetic induction tomography (MIT)”, *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 224, p. 012 040, Apr. 1, 2010. DOI: 10.1088/1742-6596/224/1/012040.

- [55] B. Dekdouk, W. Yin, C. Ktistis, D. Armitage, and A. Peyton, “A method to solve the forward problem in magnetic induction tomography based on the weakly coupled field approximation”, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 57, no. 4, pp. 914–921, Apr. 2010. DOI: 10.1109/TBME.2009.2036733.
- [56] Z. Xiao, C. Tan, and F. Dong, “Sensitivity comparison of a cambered magnetic induction tomography for local hemorrhage detection”, in *2018 IEEE International Symposium on Medical Measurements and Applications (MeMeA)*, Rome, Italy: IEEE, Jun. 2018, pp. 1–5. DOI: 10.1109/MeMeA.2018.8438662.
- [57] H. Scharfetter, P. Riu, M. Populo, and J. Rosell, “Sensitivity maps for low-contrast perturbations within conducting background in magnetic induction tomography”, *Physiological Measurement*, vol. 23, no. 1, pp. 195–202, Feb. 1, 2002. DOI: 10.1088/0967-3334/23/1/320.
- [58] K. Hollaus, C. Magele, R. Merwa, and H. Scharfetter, “Fast calculation of the sensitivity matrix in magnetic induction tomography by tetrahedral edge finite elements and the reciprocity theorem”, *Physiological Measurement*, vol. 25, no. 1, pp. 159–168, Feb. 1, 2004, Number: 1. DOI: 10.1088/0967-3334/25/1/023.
- [59] H. Scharfetter, S. Rauchenzauner, R. Merwa, O. Biró, and K. Hollaus, “Planar gradiometer for magnetic induction tomography (MIT): Theoretical and experimental sensitivity maps for a low-contrast phantom”, *Physiological Measurement*, vol. 25, no. 1, pp. 325–333, Feb. 1, 2004. DOI: 10.1088/0967-3334/25/1/036.
- [60] M. Klein, D. Erni, and D. Rueter, “Three-dimensional magnetic induction tomography: Improved performance for the center regions inside a low conductive and voluminous body”, *Sensors*, vol. 20, no. 5, p. 1306, Feb. 28, 2020. DOI: 10.3390/s20051306.
- [61] L. Ma, H.-Y. Wei, and M. Soleimani, “Planar magnetic induction tomography for 3D near subsurface imaging”, *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 138, pp. 65–82, 2013. DOI: 10.2528/PIER12110711.
- [62] S. Watson, C. H. Igney, O. Dössel, R. J. Williams, and H. Griffiths, “A comparison of sensors for minimizing the primary signal in planar-array magnetic induction tomography”, *Physiological Measurement*, vol. 26, no. 2, pp. 319–331, Apr. 1, 2005. DOI: 10.1088/0967-3334/26/2/029.
- [63] Z. Xu, H. Luo, W. He, C. He, X. Song, and Z. Zahng, “A multi-channel magnetic induction tomography measurement system for human brain model imaging”, *Physiological Measurement*, vol. 30, no. 6, pp. 175–186, Jun. 1, 2009. DOI: 10.1088/0967-3334/30/6/S12.
- [64] Y. Chen, C. Tan, and F. Dong, “Combined planar magnetic induction tomography for local detection of intracranial hemorrhage”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 70, pp. 1–11, 2021. DOI: 10.1109/TIM.2020.3011621.

- [65] Z. Xiao, C. Tan, and F. Dong, “3-D hemorrhage imaging by cambered magnetic induction tomography”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 68, no. 7, pp. 2460–2468, Jul. 2019. DOI: 10.1109/TIM.2019.2900779.
- [66] H. Griffiths, W. R. Stewart, and W. Gough, “Magnetic induction tomography: A measuring system for biological tissues”, *Annals of the New York Academy of Sciences*, vol. 873, no. 1, pp. 335–345, Apr. 1999. DOI: 10.1111/j.1749-6632.1999.tb09481.x.
- [67] A. Trakic, N. Eskandarnia, B. Keong Li, E. Weber, H. Wang, and S. Crozier, “Rotational magnetic induction tomography”, *Measurement Science and Technology*, vol. 23, no. 2, p. 025402, Feb. 1, 2012. DOI: 10.1088/0957-0233/23/2/025402.
- [68] M. Klein and D. Rueter, “A large induction field scanner for examining the interior of extended objects or living humans”, in *YRA MedTech Symposium*, Mülheim an der Ruhr, Jun. 9, 2017. [Online]. Available: https://www.hochschule-ruhr-west.de/fileadmin/user_upload/02_Forschung/Fachbereich_4/Institut_Mess-_und_Sensortechnik/IEEE_Workshop/IEEE_2017/Abstractbook_Online_Version_2017_06_12.pdf (visited on 08/07/2022).
- [69] M. Klein and D. Rueter, “A large and quick induction field scanner for examining the interior of extended objects or humans”, *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 78, pp. 155–173, Oct. 20, 2017. DOI: 10.2528/PIERB17080702.
- [70] M. Klein, D. Erni, and D. Rueter, “Three-dimensional magnetic induction tomography: Practical implementation for imaging throughout the depth of a low conductive and voluminous body”, *Sensors*, vol. 21, no. 22, p. 7725, Nov. 20, 2021. DOI: 10.3390/s21227725.
- [71] M. Klein, D. Erni, and D. Rueter, “An advanced magnetic induction tomography setup for biomedical 3D-imaging throughout the depth of a voluminous body”, in *Photonics and Electromagnetics Research Symposium*, Hangzhou, Apr. 23, 2022. [Online]. Available: <https://hz2021.piers.org/preview.html?pid=210615091530> (visited on 07/25/2022).
- [72] A. Hofmann, M. Klein, D. Rueter, and A. Sauer, “A deep residual neural network for image reconstruction in biomedical 3D magnetic induction tomography”, *Sensors*, vol. 22, no. 20, p. 7925, Oct. 18, 2022. DOI: 10.3390/s22207925.
- [73] T. Schledewitz, M. Klein, and D. Rueter, “Magnetic induction tomography: Separation of the ill-posed and non-linear inverse problem into a chain of isolated and less demanding subproblems”, (submitted).
- [74] H. Scharfetter, H. K. Lackner, and J. Rosell, “Magnetic induction tomography: Hardware for multi-frequency measurements in biological tissues”, *Physiological Measurement*, vol. 22, no. 1, pp. 131–146, Feb. 1, 2001. DOI: 10.1088/0967-3334/22/1/317.

- [75] S. M. Moqadam, P. K. Grewal, Z. Haeri, P. A. Ingledeew, K. Kohli, and F. Golnaraghi, “Cancer detection based on electrical impedance spectroscopy: A clinical study”, *Journal of Electrical Bioimpedance*, vol. 9, no. 1, pp. 17–23, Aug. 16, 2018. DOI: 10.2478/joeb-2018-0004.
- [76] A. Peyman, C. Gabriel, and E. Grant, “Complex permittivity of sodium chloride solutions at microwave frequencies”, *Bioelectromagnetics*, vol. 28, no. 4, pp. 264–274, May 2007. DOI: 10.1002/bem.20271.
- [77] A. J. Schwab, *Begriffswelt der Feldtheorie: Praxisnahe, anschauliche Einführung*. 2002, OCLC: 913804789.
- [78] M. Leone, *Theoretische Elektrotechnik*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2018. DOI: 10.1007/978-3-658-18317-2.
- [79] K. Simonyi, *Theoretische Elektrotechnik*, 10. Aufl. Leipzig Heidelberg: Barth [u.a.], 1993.
- [80] R. H. Good, “Elliptic integrals, the forgotten functions”, *European Journal of Physics*, vol. 22, no. 2, pp. 119–126, Mar. 1, 2001. DOI: 10.1088/0143-0807/22/2/303.
- [81] D. W. Armitage, H. H. LeVeen, and R. Pethig, “Radiofrequency-induced hyperthermia: Computer simulation of specific absorption rate distributions using realistic anatomical models”, *Physics in Medicine and Biology*, vol. 28, no. 1, pp. 31–42, Jan. 1, 1983. DOI: 10.1088/0031-9155/28/1/003.
- [82] A. Morris, H. Griffiths, and W. Gough, “A numerical model for magnetic induction tomographic measurements in biological tissues”, *Physiological Measurement*, vol. 22, no. 1, pp. 113–119, Feb. 1, 2001. DOI: 10.1088/0967-3334/22/1/315.
- [83] I. Wolff, *Grundlagen der Elektrotechnik. 2: Wechselstromrechnung und elektrische Netzwerke*, 8., nochmals durchges. u. leicht erg. Aufl. Aachen: Wolff, 2005.
- [84] J. R. Mortarelli, “A generalization of the Geselowitz relationship useful in impedance plethysmographic field calculations”, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. BME-27, no. 11, pp. 665–667, Nov. 1980. DOI: 10.1109/TBME.1980.326677.
- [85] W. Q. Yang and L. Peng, “Image reconstruction algorithms for electrical capacitance tomography”, *Measurement Science and Technology*, vol. 14, no. 1, R1–R13, Jan. 1, 2003. DOI: 10.1088/0957-0233/14/1/201.
- [86] J. Lei, S. Liu, Z. Li, H. I. Schlaberg, and M. Sun, “An image reconstruction algorithm based on new objective functional for electrical capacitance tomography”, *Measurement Science and Technology*, vol. 19, no. 1, p. 015 505, Jan. 1, 2008. DOI: 10.1088/0957-0233/19/1/015505.
- [87] P. C. Hansen and J. S. Jørgensen, “AIR tools II: Algebraic iterative reconstruction methods, improved implementation”, *Numerical Algorithms*, vol. 79, no. 1, pp. 107–137, Sep. 2018. DOI: 10.1007/s11075-017-0430-x.

- [88] S. Watson, A. Morris, R. J. Williams, H. Griffiths, and W. Gough, “A primary field compensation scheme for planar array magnetic induction tomography”, *Physiological Measurement*, vol. 25, no. 1, pp. 271–279, Feb. 1, 2004. DOI: 10.1088/0967-3334/25/1/031.
- [89] C. H. Igney, S. Watson, R. J. Williams, H. Griffiths, and O. Dössel, “Design and performance of a planar-array MIT system with normal sensor alignment”, *Physiological Measurement*, vol. 26, no. 2, pp. 263–278, Apr. 1, 2005. DOI: 10.1088/0967-3334/26/2/025.
- [90] L. Marmugi, C. Deans, and F. Renzoni, “Electromagnetic induction imaging with atomic magnetometers: Unlocking the low-conductivity regime”, *Applied Physics Letters*, vol. 115, no. 8, p. 083503, Aug. 19, 2019. DOI: 10.1063/1.5116811.
- [91] J. Rosell, R. Casañas, and H. Scharfetter, “Sensitivity maps and system requirements for magnetic induction tomography using a planar gradiometer”, *Physiological Measurement*, vol. 22, no. 1, pp. 121–130, Feb. 1, 2001. DOI: 10.1088/0967-3334/22/1/316.
- [92] R. Eichardt, C. H. Igney, J. Kahlert, M. Hamsch, M. Vauhkonen, and J. Haueisen, “Sensitivity comparisons of cylindrical and hemi-spherical coil setups for magnetic induction tomography”, in *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering, September 7 - 12, 2009, Munich, Germany*, O. Dössel and W. C. Schlegel, Eds., vol. 25/4, Series Title: IFMBE Proceedings, Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2009, pp. 269–272. DOI: 10.1007/978-3-642-03882-2_71.
- [93] H. Griffiths, “Magnetic induction tomography”, *Measurement Science and Technology*, vol. 12, no. 8, pp. 1126–1131, Aug. 1, 2001. DOI: 10.1088/0957-0233/12/8/319.
- [94] E. Böhmer, D. Ehrhardt, and W. Oberschelp, *Elemente der angewandten Elektronik: Kompendium für Ausbildung und Beruf; mit einem umfangreichen Bauteilekatalog*, 16., aktualisierte Aufl., ser. Studium. Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2010.
- [95] Texas Instruments, *Inax126 micropower instrumentation amplifiers*, Sep. 2000. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina2126.pdf> (visited on 04/01/2022).
- [96] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP), “Guidelines for limiting exposure to electromagnetic fields (100 kHz to 300 GHz)”, *Health Physics*, vol. 118, no. 5, pp. 483–524, May 2020. DOI: 10.1097/HP.0000000000001210.
- [97] T. Gerhalter, L. V. Gast, B. Marty, M. Uder, P. G. Carlier, and A. M. Nagel, “Assessing the variability of ²³Na MRI in skeletal muscle tissue: Reproducibility and repeatability of tissue sodium concentration measurements in the lower leg at 3 T”, *NMR in Biomedicine*, vol. 33, no. 5, May 2020. DOI: 10.1002/nbm.4279.

- [98] F. W. Grover, *Inductance calculations: working formulas and tables*, ser. Dover phoenix editions. Mineola, N.Y: Dover Publications, 2004.

Abbildungsverzeichnis

1.1	Schemata dreier MIT-Systeme, auf denen die meisten MIT-Methoden beruhen.	5
1.2	Empfindlichkeitsverteilung eines zirkularen MIT-Systems mit Erreger- und Empfängerspulen in zwei Ausrichtungen.	7
2.1	Elektrisches Ersatzschaltbild für die Nachbildung des Wirbelstroms im Voxels in 2D.	18
2.2	Flussdiagramm des Rekonstruktionsverfahrens.	23
2.3	Schema der hier verwendeten MIT-Messprozedur.	25
2.4	Magnetische Flussdichte in x -Richtung eines einzelnen Leiters in verschiedenen Abständen.	26
3.1	MIT-Aufbau mit kreisförmigen Sender- und Empfängerspulen.	34
3.2	MIT-Aufbau mit koaxialer Senderspule.	35
3.3	Messsignalvergleich zwischen einem MIT-Aufbau mit typisch kreisförmiger Senderspule und einem Aufbau mit einer koaxialen Senderspule.	36
3.4	Experimenteller MIT-Aufbau mit einer koaxialen Senderspule.	37
3.5	Experimenteller Aufbau eines kreisförmigen und koaxialen Senders.	38
3.6	Aufbau eines kreisförmigen Empfängers mit Massefläche.	38
3.7	Transportsystem.	39
3.8	Empfängerschaltung.	41
3.9	Experimentelle Messungen metallischer Objekte.	43
3.10	Wiederholbarkeit und Rauschen von Messsignalen.	44
3.11	Messung und Rekonstruktion von Metallobjekt-Anordnungen.	45
3.12	Schwach leitfähiges Messobjekt mit einem brustkorbähnlichen Durchmesser.	47
3.13	Messung und Rekonstruktion von schwach leitfähigen Messphantomen.	48
3.14	Messung des Thorax bei unterschiedlichen Atemzuständen.	51
3.15	Messung einer zusätzlichen Leitfähigkeit am Brustkorb.	52
3.16	Messung eines torso-ähnlichen Messobjektes.	53
4.1	Kreisförmiger Sender- und Empfängeraufbau.	59
4.2	Strom- und Signalverhalten eines 2D-Objektes, angeregt durch eine kreisförmige Spulengeometrie.	60
4.3	Quader als 3D-Messobjekt.	61
4.4	Strom- und Signalverhalten eines 3D-Objektes, angeregt durch eine kreisförmige Spulengeometrie.	62
4.5	Empfindlichkeitskarte des MIT-Aufbaus mit kreisförmigen Spulen.	63
4.6	Vertikaler Leiter als Sender und Empfänger.	64

4.7	Strom- und Signalverhalten eines 2D-Objektes, angeregt durch einen vertikalen Leiter.	65
4.8	Strom- und Signalverhalten eines 3D-Objektes, angeregt durch einen vertikalen Leiter.	67
4.9	Empfindlichkeitskarte des MIT-Aufbaus mit vertikalen Leitern als Sender und Empfänger.	67
4.10	Undulator und Butterfly-Empfänger.	68
4.11	Strom- und Signalverhalten eines 2D-Objektes, angeregt durch einen Undulator.	69
4.12	Strom- und Signalverhalten eines 3D-Objektes, angeregt durch einen Undulator.	71
4.13	Empfindlichkeitsverteilung des MIT-Aufbaus mit Undulator.	72
4.14	Vektorpotentialverteilung eines unendlichen Undulators.	73
4.15	Magnetische Flussdichte bei einer sinusförmigen Anregung in verschiedenen Abständen.	74
4.16	Butterfly-Empfänger und Differenz-Wirbelstromdichteverteilungen zwischen einem 2D-Objekt mit und ohne Hohlraum.	75
4.17	MIT-Aufbauten mit unterschiedlichen Sendergeometrien.	76
4.18	Gesamtes Messsignal eines leitfähigen Volumens mit und ohne Störobjekte im Vergleich.	77
4.19	3D-Rekonstruktion der Leitfähigkeitsverteilung in einem Volumen mit unterschiedlichen Sendergeometrien anhand simulierter Signaldaten (2 Störobjekte).	79
4.20	3D-Rekonstruktion der Leitfähigkeitsverteilung in einem Volumen mit unterschiedlichen Sendergeometrien anhand simulierter Signaldaten (1 Störobjekt).	80
5.1	Optimierter mechanischer Aufbau ohne Sender und Empfänger.	86
5.2	Erschütterungsverhalten eines gedämpften und eines ungedämpften Systems im Vergleich.	87
5.3	Experimentelle Umsetzung eines realistischen biomedizinischen Messobjektes.	88
5.4	Würfelförmige Störungen, die jeweils einer Volumenänderung von 0,512 l ($RV = 1,55\%$) entsprechen.	89
5.5	Differenzsignale einer Leitfähigkeitsänderung von 1 S/m in einem 0,5 S/m Hintergrund.	90
5.6	Realer kreisförmiger Sender- und Empfänger-Aufbau.	91
5.7	Experiment mit einem MIT-Aufbau mit kreisförmigen Sender- und Empfängerstrukturen.	92
5.8	5-Leiter-Undulator-Aufbau.	94
5.9	Realer Butterfly-Empfänger.	95
5.10	Experiment mit einem 5-Leiter-Undulator-MIT-Aufbau.	95
5.11	Empfänger-Array-Aufbau und Bemaßung.	96
5.12	Vektorpotential (y -Komponente) des Undulator-Primärfeldes mit verschiedenen Leiteranzahlen.	98
5.13	Differenzielles Messsignal an Empfänger 2 mit einem Undulator als Sender.	100

5.14	Empfindlichkeitsverteilung des MIT-Aufbaus mit 11-Leiter-Undulator. . .	101
5.15	Experimenteller 11-Leiter-Undulator-MIT-Aufbau.	101
5.16	Magnetische Flussdichte aufgetragen in x -Richtung durch den gesamten Messbereich.	102
5.17	Differenz- und Gesamtsignale von Empfänger 2.	103
5.18	Differenzielle Scansignale aller sechs Empfänger.	105
5.19	Vergleich der realen Messphantome mit den resultierenden 3D-Rekonstruktionen auf der Grundlage von Messdaten (ein Störobjekt).	107
5.20	Vergleich der realen Messphantome mit den resultierenden 3D-Rekonstruktionen auf der Grundlage von Messdaten (zwei Störobjekte).	107
6.1	Vertikaler MIT-Aufbau.	112
6.2	Horizontaler MIT-Aufbau.	113
6.3	In z -Richtung verformter Undulator-Leiter.	114
6.4	3D-Rekonstruktion der komplexen Leitfähigkeitsverteilung im Objekt. . .	114
6.5	Abhängigkeit der Empfindlichkeit in den zentralen Bereichen gegenüber der Periodizität.	115
6.6	Empfindlichkeitsverteilung im Objekt bei unterschiedlichen Abständen der Undulator-Leiter.	116
6.7	Schematische Darstellung und Simulation neuer Empfängerspulen-Anordnungen und -Geometrien.	117
6.8	3D-Rekonstruktion einer komplexen Leitfähigkeitsverteilung berechnet mit und ohne Vorwissen.	119
A.1	Schaltplan der Empfängerschaltung.	152
A.2	Signalverhalten eines 2D-Objektes, angeregt durch einen kreisförmigen Induktor, empfangen von einer koaxial ausgerichteten Empfängerspule. .	153
A.3	Schematische Darstellung des Stromverlaufs in einem Ausschnitt des un- endlichen Undulators.	154
A.4	Messobjekt an zwei verschiedenen Positionen im Primärfeld eines Undu- lators.	156
A.5	Signalverhalten eines 3D-Objektes, angeregt durch einen Undulator und empfangen von einer kreisförmigen Spule.	158
A.6	Simuliertes Messsignal unter Verwendung eines idealen und eines defor- mierten Undulators.	159
A.7	Elektrisches Ersatzschaltbild für die Nachbildung des Wirbelstroms im Voxels-Netzwerk in 2D.	160

Tabellenverzeichnis

4.1	Darstellung der wichtigsten Messergebnisse aus Abbildung 4.2 (2D-Objekt).	61
4.2	Darstellung der wichtigsten Messergebnisse aus Abbildung 4.4 (3D-Objekt).	63
4.3	Darstellung der wichtigsten Messergebnisse aus Abbildung 4.7 (2D-Objekt).	66
4.4	Darstellung der wichtigsten Messergebnisse aus Abbildung 4.8 (3D-Objekt).	66
4.5	Darstellung der wichtigsten Messergebnisse aus Abbildung 4.11 (2D-Objekt).	70
4.6	Darstellung der wichtigsten Messergebnisse aus Abbildung 4.12 (3D-Objekt).	71
A.1	Darstellung der wichtigsten Messergebnisse aus Abbildung A.2.	153

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bedeutung
2D	Zweidimensional
3D	Dreidimensional
AC	Alternating Current (Wechselstrom)
A/D-Wandler	Analog-Digital-Wandler
ATE	Allgemeine und Theoretische Elektrotechnik
CAS	Central Area Sensitivity (Empfindlichkeit der zentralen Bereiche)
CT	Computertomografie
DC	Direct Current (Gleichstrom)
ECT	Electrical Capacitance Tomography
EIT	Electrical Impedance Tomography
EMI	Elektromagnetische Interferenz
FFT	Fast Fourier Transformation
GPU	Graphics Processing Unit (Grafikprozessor)
HF	Hochfrequenz
ICNIRP	International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (Internationale Strahlenschutzkommission)
LC-Schwingkreis	Schwingkreis aus Induktivität (L) und Kapazität (C)
LGS	Lineares Gleichungssystem
MIT	Magnetische Induktions-Tomografie
MOSFET	Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
MRT	Magnetresonanztomografie
MST	Mess- und Sensortechnik
RAM	Random-Access Memory
RS	Relatives Signal
RV	Relatives Volumen
SAR	Spezifische Absorptionsrate
SCR	Signal/Carrier Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio (Signal-Rausch-Verhältnis)

Anhang

A.1 Themenbezogene eigene Publikationen

A.1.1 Journalbeiträge

1. M. Klein and D. Rueter, “A Large and Quick Induction Field Scanner for Examining the Interior of Extended Objects or Humans”, *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 78, pp. 155–173, Oct.20, 2017. DOI: 10.2528/PIERB17080702
2. M. Klein, D. Erni and D. Rueter, “Three-Dimensional Magnetic Induction Tomography: Improved Performance for the Center Regions inside a Low Conductive and Voluminous Body”, *Sensors*, vol. 20, no. 5, p. 1306, Feb. 28, 2020. DOI: 10.3390/s20051306
3. M. Klein, D. Erni and D. Rueter, “Three-Dimensional Magnetic Induction Tomography: Practical Implementation for Imaging throughout the Depth of a Low Conductive and Voluminous Body”, *Sensors*, vol. 21, no. 22, p. 7725, Nov. 20, 2021. DOI: 10.3390/s21227725
4. A. Hofmann, M. Klein, D. Rueter and A. Sauer, “A Deep Residual Neural Network for Image Reconstruction in Biomedical 3D Magnetic Induction Tomography”, *Sensors*, vol. 22, no. 20, p. 7925, Oct. 18, 2022. DOI: 10.3390/s22207925
5. T. Schledewitz, M. Klein, and D. Rueter, “Magnetic Induction Tomography: Separation of the Ill-Posed and Non-Linear Inverse Problem Into a Chain of Isolated and Less Demanding Subproblems”, (submitted)

A.1.2 Konferenzbeiträge

1. M. Klein and D. Rueter, “A Large Induction Field Scanner for Examining the Interior of Extended Objects or Living Humans”, *YRA MedTech Symposium*, Mülheim an der Ruhr, Jun. 09, 2017. Available: https://www.hochschule-ruhr-west.de/fileadmin/user_upload/02_Forschung/Fachbereich_4/Institut_Mess-_und_Sensortechnik/IEEE_Workshop/IEEE_2017/Abstractbook_Online_Version_2017_06_12.pdf (visited on 08/07/2022)
2. M. Klein, D. Erni and D. Rueter, “An Advanced Magnetic Induction Tomography Setup for Biomedical 3D-imaging throughout the Depth of a Voluminous Body”, *Photonics and Electromagnetics Research Symposium*, Hangzhou, Apr. 23, 2022. Available: <https://hz2021.piers.org/preview.html?pid=210615091530> (visited on 25/07/2022)

A.2 Verwendeter Landweber-Algorithmus

Das verwendete Landweber-Matlab-Skript ist in dem Matlab-Paket „Algebraic Iterative Reconstruction (AIR)-Tools II“ enthalten und kann auf der folgenden Homepage heruntergeladen werden:

<http://people.compute.dtu.dk/pcha/AIRtoolsII/> (besucht am 26.07.2022).

Das gesamte Paket wird sowohl auf der genannten Homepage als auch in der Referenz [87] beschrieben.

A.3 Schaltplan der Empfängerschaltung

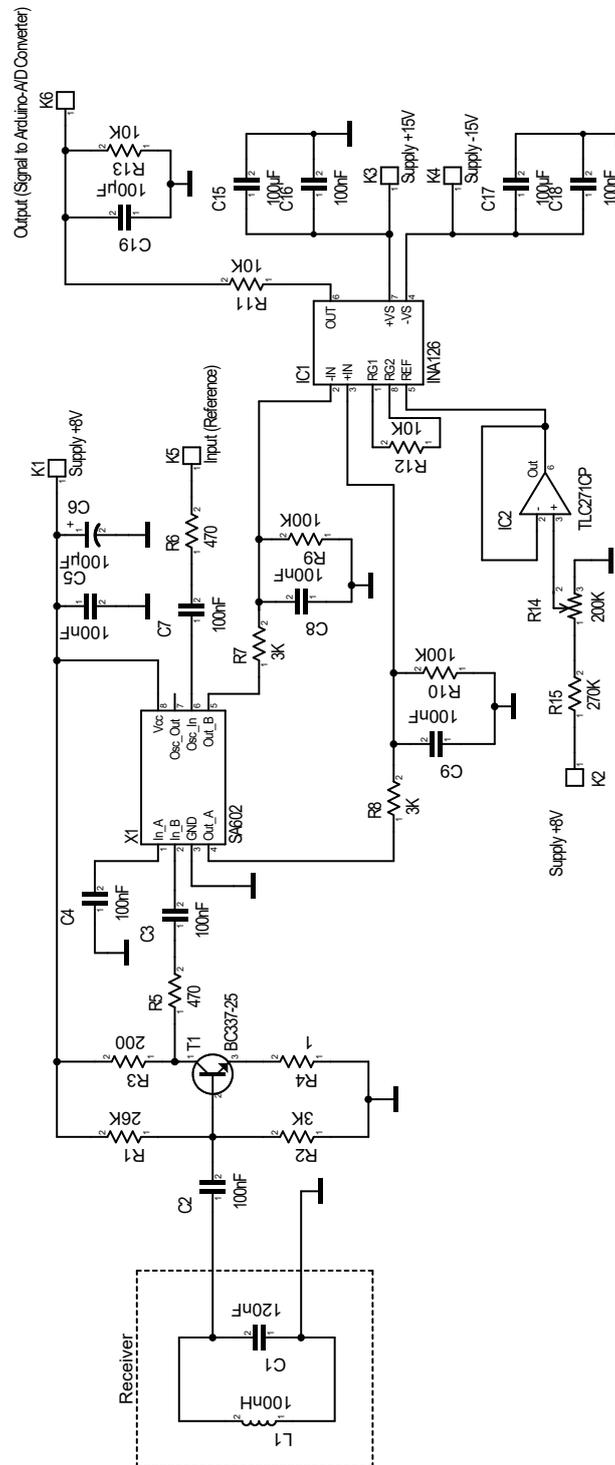


Abbildung A.1: Schaltplan der Empfängerschaltung.

A.4 Empfindlichkeit zweier paralleler Leiterschleifen

Im Gegensatz zu Kapitel 4.1 sind die kreisförmigen Erreger- und Empfängerspulen nicht gradiometrisch zueinander, sondern koaxial zueinander ausgerichtet; die restlichen Geometrien (Abstand, Durchmesser usw.) bleiben weiterhin bestehen. Dadurch entspricht dieser Aufbau dem zweier gegenüberliegender Spulen in einem typisch zirkularen Aufbau. Die CAS weist bei dieser Anordnung einen Wert von 2,59 auf (Abbildung A.2 und Tabelle A.1) und ist somit nur etwa halb so groß wie bei einer gradiometrischen Empfängerspulen-Anordnung (vgl. Tabelle 4.1). Außerdem ist die Empfindlichkeit der am Rand positionierten Störung größer als bei der gradiometrischen Ausrichtung, wodurch der Empfindlichkeitsunterschied zwischen oberflächennahen und zentralen Bereichen noch größer scheint. Ursächlich dafür ist, dass bei einer koaxialen Ausrichtung sowohl das Erreger- als auch das Empfängerfeld einen Nullpunkt in der Mitte des Objekts enthält.

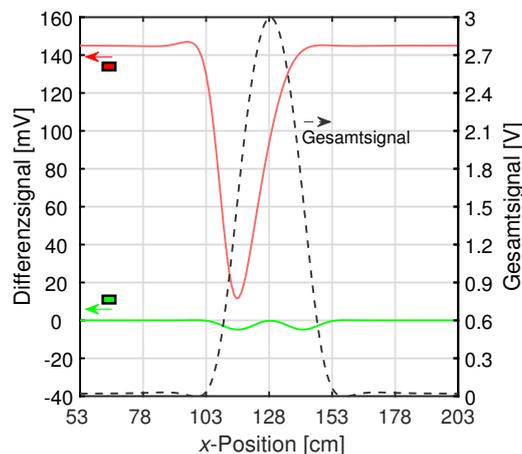


Abbildung A.2: Signalverhalten eines 2D-Objektes, angeregt durch einen kreisförmigen Induktor, empfangen von einer koaxial ausgerichteten Empfängerspule. Gesamtsignal (gepunktete schwarze Linie) und Differenzsignale für eine Störung in der Mitte (grüne Linie) und für eine Störung am Rand (rote Linie).

Tabelle A.1: Darstellung der wichtigsten Messergebnisse aus Abbildung A.2.

Diff.-Signal Rand	Diff.-Signal Mitte	Empfindlichkeit ¹ Rand	Empfindlichkeit ¹ Mitte (CAS)
135,35 mVpp	4,85 mVpp	72,2	2,59

¹ Die Empfindlichkeit wurde entsprechend Formel 2.50 berechnet.

A.5 Herleitung der Gleichung der sinusförmigen Vektorfeld-Topologie

Hier wird ein unendlicher Undulator als Sender angenommen, das bedeutet, viele lange, parallele und äquidistante Leiter werden mit jeweils gegenphasigen Wechselströmen gleichen Betrags durchflossen (Abbildung A.3). Dadurch ergibt sich in

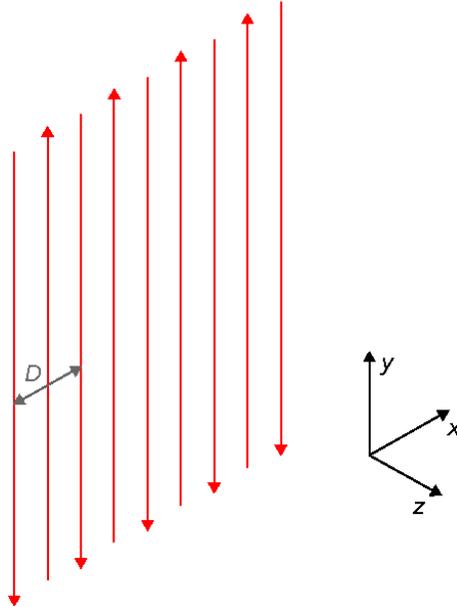


Abbildung A.3: Schematische Darstellung des Stromverlaufs in einem Ausschnitt des unendlichen Undulators. Der Undulator befindet sich an der z -Position 0. Die roten Pfeile symbolisieren den Verlauf mit entsprechender Stromrichtung. Zudem ist die räumliche Periodizität des Stromverlaufs mit D gekennzeichnet.

einiger Distanz dazu eine nahezu sinusförmige Vektorfeld-Topologie, wie bereits in Kapitel 4.3.1 beschrieben. Vorerst wird angenommen, dass eine solche Feld-Topologie mit der Gleichung (A.1) beschrieben werden kann.

$$\mathbf{A}(x, y, z) = \mathbf{A}_0 \sin\left(\frac{2\pi x}{D}\right) e^{-\frac{2\pi z}{k}} \cdot \mathbf{e}_y \quad (\text{A.1})$$

Dabei entspricht \mathbf{A}_0 dem Vektorpotential an einer festgelegten Position im Messbereich. Der Sinusanteil spiegelt die Periodizität D der Undulator-Leiter mit gleicher Stromrichtung wider. Die angenommene e-Funktion soll der Abnahme des Feldes in z -Richtung entsprechen; hier mit einer unbekanntenen Konstanten k . Dadurch, dass die Ströme nur in die y -Richtung durch die Leiter fließen können, ergibt sich nur für die y -Komponente (A_y) ein Vektorpotential. Somit gilt $A_x = 0$ und $A_z = 0$. Die Divergenz des Vektorpotentialfeldes zeigt, dass es sich um ein quellenfreies Wirbelfeld handelt.

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = \frac{\partial A_y}{\partial y} = 0 \quad (\text{A.2})$$

Mit der Rotation des Vektorpotentialfeldes ($\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$) lässt sich das B-Feld bestimmen, wie in Gleichung (2.18) bereits dargestellt. Dadurch ergeben sich für die x -, y - und z -Komponente der magnetischen Flussdichte die folgenden Terme.

$$B_x = -\frac{\partial A_y}{\partial z} = \frac{2\pi \mathbf{A}_0}{k} \sin\left(\frac{2\pi x}{D}\right) e^{-\frac{2\pi z}{k}} \quad (\text{A.3})$$

$$B_y = 0 \quad (\text{A.4})$$

$$B_z = \frac{\partial A_y}{\partial x} = \frac{2\pi \mathbf{A}_0}{D} \cos\left(\frac{2\pi x}{D}\right) e^{-\frac{2\pi z}{k}} \quad (\text{A.5})$$

Laut dem gaußschen Gesetz für Magnetfelder (vgl. Gleichung (2.12)) gilt erwartungsgemäß:

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = \frac{\partial B_x}{\partial x} + \frac{\partial B_z}{\partial z} = 0 \quad (\text{A.6})$$

Weiterhin gilt entsprechend des vereinfachten Durchflutungsgesetzes (vgl. Gleichung (2.11)) für die magnetische Feldstärke im stromlosen Freiraum ($\mathbf{J} = \mathbf{0}$):

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{0} \quad (\text{A.7})$$

Daher muss auch für die magnetische Flussdichte Folgendes gelten:

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mathbf{0} \quad (\text{A.8})$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \frac{\partial B_z}{\partial y} - \frac{\partial B_y}{\partial z} \cdot \mathbf{e}_x + \frac{\partial B_x}{\partial z} - \frac{\partial B_z}{\partial x} \cdot \mathbf{e}_y + \frac{\partial B_y}{\partial x} - \frac{\partial B_x}{\partial y} \cdot \mathbf{e}_z \quad (\text{A.9})$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \frac{\partial B_x}{\partial z} - \frac{\partial B_z}{\partial x} \cdot \mathbf{e}_y \quad (\text{A.10})$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \left(\frac{4\pi^2 \mathbf{A}_0^2}{D^2} - \frac{4\pi^2 \mathbf{A}_0^2}{k^2} \right) \sin\left(\frac{2\pi x}{D}\right) e^{-\frac{2\pi z}{k}} \cdot \mathbf{e}_y \quad (\text{A.11})$$

Damit die Voraussetzung $\nabla \times \mathbf{B} = \mathbf{0}$ erfüllt ist, muss somit gelten, dass $D = k$ ist. Daraus ergibt sich der selbstkonsistente und hier verwendete Ausdruck

$$\mathbf{A}(x, y, z) = \mathbf{A}_0 \sin\left(\frac{2\pi x}{D}\right) e^{-\frac{2\pi z}{D}} \cdot \mathbf{e}_y. \quad (\text{A.12})$$

A.6 Herleitung der Gleichung des beschleunigten Vorwärtsproblems

Wird eine MIT-Messprozedur genutzt, bei der sich das Messobjekt durch das Primärfeld bewegt (vgl. Abbildung 1.1 a, Single-Channel-System), muss für die Vorwärtsrechnung für jede neue Position die Wirbelstromlösung $\mathbf{J}_{\Delta x}$ via LGS berechnet werden (vgl. Kapitel 2.2). In einem inhomogenen und nichtperiodischen Feld (bisheriger Standard der MIT) entsteht dadurch ein hoher numerischer Rechenaufwand, der je nach räumlicher Auflösung einen erheblichen Anteil der Rechenzeit einnimmt.

Im harmonischen Feld eines unendlichen Undulators hingegen wiederholt sich $\mathbf{J}_{\Delta x}$ mit der Periodizität $D/2$ und mit jeweils abwechselnden Vorzeichen. Daher reicht eine Berechnung von $\mathbf{J}_{\Delta x}$ über eine halbe Periode anstatt des viel längeren Gesamtweges aus, dies würde die Rechnung somit beschleunigen. Allerdings kann die Berechnung noch weiter verkürzt und somit beschleunigt werden.

Es gilt bei einer Undulator-MIT-Messprozedur, dass einerseits das Vektorpotential \mathbf{A} des Undulators nur eine y -Komponente aufweist und andererseits sowohl die y -Position als auch die z -Position des Objekts während der Prozedur konstant bleibt. Das Objekt ändert somit nur seine x -Position im Vektorpotentialfeld des Senders, das Feld wird aufgrund dessen an Position x_0 als \mathbf{A}_{x_0} bezeichnet. Zuerst wird angenommen, dass das Messobjekt sich genau mittig vor einem Leiter an der Position (x_0, y_0, z_0) befindet, wie es in Abbildung A.4 dargestellt ist.

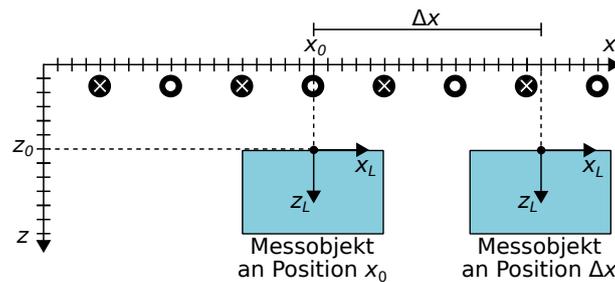


Abbildung A.4: Messobjekt an zwei verschiedenen Positionen im Primärfeld eines Undulators. Abgebildet ist die x - z -Ebene aus der Vogelperspektive. Die einzelnen Leiter des Undulators sind als schwarze Kreise mit den entsprechenden Stromrichtungssymbolen dargestellt.

Für diese Position haben die in den Körper eingepägten Primärfelder \mathbf{A}_{x_0} in den lokalen Koordinaten des Körpers (x_L, y_L, z_L) die Form

$$\mathbf{A}_{x_0}(x_L, y_L, z_L) = -\mathbf{A}_0 \cos\left(\frac{2\pi x_L}{D}\right) e^{-\frac{2\pi z_L}{D}} \cdot \mathbf{e}_y. \quad (\text{A.13})$$

A_0 entspricht dabei dem Vektorpotential an Position (x_0, y_0, z_0) . Bewegt sich das Objekt weiter um $D/4$ in x -Richtung, so ergibt sich

$$\mathbf{A}_{x_0+\frac{D}{4}}(x_L, y_L, z_L) = -\mathbf{A}_0 \cos\left(\frac{2\pi x_L + \frac{D}{4}}{D}\right) e^{-\frac{2\pi z_L}{D}} \cdot \mathbf{e}_y \quad (\text{A.14})$$

$$= \mathbf{A}_0 \sin\left(\frac{2\pi x_L}{D}\right) e^{-\frac{2\pi z_L}{D}} \cdot \mathbf{e}_y. \quad (\text{A.15})$$

Für eine beliebige Position (Δx) , wie in Abbildung A.4 dargestellt, ergibt sich im Messobjekt das eingeprägte Vektorpotentialfeld zu

$$\mathbf{A}_{x_0+\Delta x}(x_L, y_L, z_L) = -\mathbf{A}_0 \cos\left(\frac{2\pi(x_L + \Delta x)}{D}\right) e^{-\frac{2\pi z_L}{D}} \cdot \mathbf{e}_y \quad (\text{A.16})$$

$$\begin{aligned} &= \underbrace{\left[\mathbf{A}_0 \sin\left(\frac{2\pi x_L}{D}\right) e^{-\frac{2\pi z_L}{D}} \cdot \mathbf{e}_y \right]}_{\Rightarrow \mathbf{J}_\Phi} \sin\left(\frac{2\pi \Delta x}{D}\right) \\ &\quad - \underbrace{\left[\mathbf{A}_0 \cos\left(\frac{2\pi x_L}{D}\right) e^{-\frac{2\pi z_L}{D}} \cdot \mathbf{e}_y \right]}_{\Rightarrow \mathbf{J}_\Psi} \cos\left(\frac{2\pi \Delta x}{D}\right). \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

Befindet sich das Messobjekt zentral vor einem Leiter, kann die Wirbelstromdichteverteilung \mathbf{J}_Φ mit dem entsprechend markierten Term $(\mathbf{A}_0 \sin(\frac{2\pi x_L}{D}) e^{-\frac{2\pi z_L}{D}} \cdot \mathbf{e}_y)$ wie bei der Vorwärtsrechnung in Kapitel 2.2 bestimmt werden. Die um $D/4$ versetzte Wirbelstromdichteverteilung \mathbf{J}_Ψ wird mit dem zweiten Term $(-\mathbf{A}_0 \cos(\frac{2\pi x_L}{D}) e^{-\frac{2\pi z_L}{D}} \cdot \mathbf{e}_y)$ berechnet. Aufgrund der Linearität der Wirbelstromlösung $\mathbf{J}_{\Delta x}$ ergibt sich daher im harmonischen Undulator aufgrund des Überlagerungssatzes:

$$\mathbf{J}_{\Delta x} = \mathbf{J}_\Phi \cos\left(\frac{2\pi \Delta x}{D}\right) + \mathbf{J}_\Psi \sin\left(\frac{2\pi \Delta x}{D}\right). \quad (\text{A.18})$$

Zur Berechnung der Wirbelstromlösung für jede Position Δx müssen nur die zwei Wirbelstromlösungen \mathbf{J}_Φ und \mathbf{J}_Ψ via LGS bestimmt werden. Dies kann den Rechenaufwand erheblich reduzieren.

A.7 Vergleich kreisförmiger und butterfly-förmiger Empfänger

In Kapitel 4.3 wurde ein MIT-Setup mit einem Undulator als Sender und einer Butterfly-Empfängerspule vorgestellt. Dabei wurde die CAS im Vergleich zu einem kreisförmigen Sender-Setup um rund 26 dB verstärkt. Um zu überprüfen, wie stark dabei der Einfluss der Empfängerspule ist, wird hier der Butterfly-Empfänger durch eine kreisförmige Empfängerspule (10 cm Durchmesser) ersetzt. In Abbildung A.5 sind die simulierten Signale eines solchen MIT-Aufbaus dargestellt. Die Farben sind entsprechend der Abbildung 4.3 gewählt und repräsentieren die Signale von Störobjekten an unterschiedlichen Positionen. Für die hier betrachtete CAS ist das grüne Signal einer zentral integrierten Störung entscheidend. Dieses weist eine Amplitude von 27,9 mV auf, das entspricht einer CAS von 1,45. Derselbe Aufbau mit einem Butterfly-Empfänger erbringt laut Tabelle 4.6 eine CAS von 2,88. Die Butterfly-Spule verstärkt die CAS somit um ca. 6 dB im Vergleich zu einer typisch kreisförmigen Empfängerschleife.

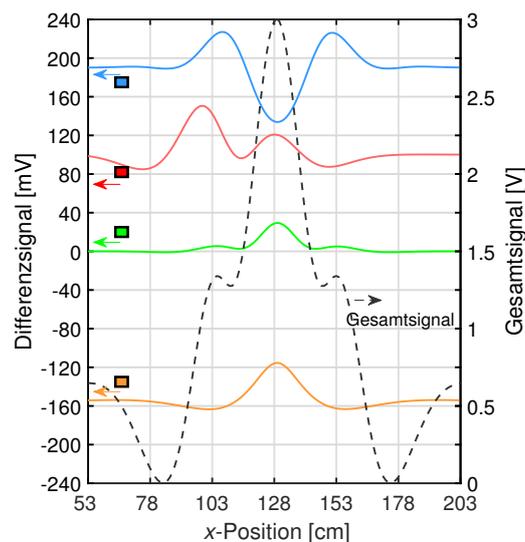


Abbildung A.5: Signalverhalten eines 3D-Objektes, angeregt durch einen Undulator und empfangen von einer kreisförmigen Spule. Gesamtsignal (schwarz gestrichelt) und Differenzsignale (blaue, grüne, orange und rote Linien) für die vier Störobjekte im Messobjekt. Die Positionen der Störobjekte entsprechen denen in Abbildung 4.3.

A.8 Signalartefakte aufgrund einer deformierten Undulator-Geometrie

Wenn der Undulator in Abbildung 5.15 nur geringfügig verformt wird, beeinflusst dies das Gesamtsignal. Ursachen für Verformungen gibt es verschiedenste, beispielsweise aufgrund von Temperaturänderungen, Ungenauigkeiten bei der Umsetzung oder eine nicht ganz symmetrisch ausbalancierte Stromverteilung im Undulator. Abbildung A.6 zeigt die simulierte Signaländerung eines Empfängers, wenn einer der Leiter um 1 cm in z -Richtung verschoben wird. Diese geringfügige Änderung führt bereits zu sichtbaren Signalabweichungen zwischen dem idealen und dem deformierten Undulator-MIT-Aufbau. Dabei ergeben sich Abweichungen von bis zu 74 mV, derartige Signalabweichungen liegen somit in derselben Größenordnung wie die, die durch ein Störobjekt hervorgerufen werden (vgl. Abbildung 5.17, blaue und rote Signalverläufe).

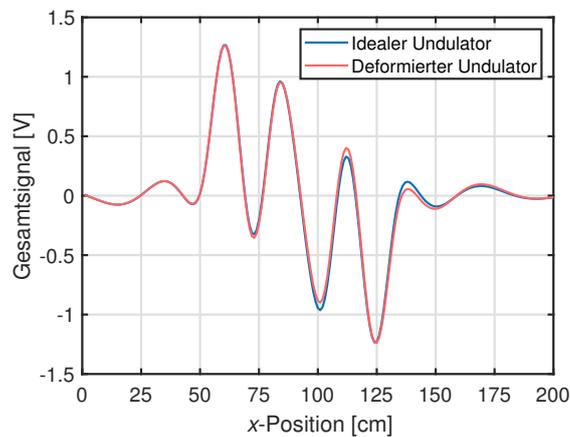


Abbildung A.6: Simuliertes Messsignal unter Verwendung eines idealen und eines deformierten Undulators. Die blaue Linie zeigt das simulierte Gesamtsignal eines idealen 11-Leiter-Undulators. Die rote Linie zeigt das simulierte Gesamtsignal, wenn einer der äußeren Leiter des Undulators um 1 cm in z -Richtung verschoben ist. Hier wurde der achte Leiter von links in Abbildung 5.15 verschoben. Als Messobjekt diente jeweils ein Körper mit einer homogenen Leitfähigkeitsverteilung (0,5 S/m) mit den Dimensionen entsprechend Kapitel 5.2.

Der gesamte Term kann, wie im Folgenden gezeigt, umgestellt und zusammengefasst werden.

$$\begin{aligned}
 & - \varphi(x, y, z) \left(\frac{G(x, y, z) G(x+1, y, z)}{G(x, y, z) + G(x+1, y, z)} + \frac{G(x, y, z) G(x-1, y, z)}{G(x, y, z) + G(x-1, y, z)} \right. \\
 & \quad + \frac{G(x, y, z) G(x, y+1, z)}{G(x, y, z) + G(x, y+1, z)} + \frac{G(x, y, z) G(x, y-1, z)}{G(x, y, z) + G(x, y-1, z)} \\
 & \quad \left. + \frac{G(x, y, z) G(x, y, z+1)}{G(x, y, z) + G(x, y, z+1)} + \frac{G(x, y, z) G(x, y, z-1)}{G(x, y, z) + G(x, y, z-1)} \right) \\
 & + \varphi(x+1, y, z) \left(\frac{G(x, y, z) G(x+1, y, z)}{G(x, y, z) + G(x+1, y, z)} \right) + \varphi(x-1, y, z) \left(\frac{G(x, y, z) G(x-1, y, z)}{G(x, y, z) + G(x-1, y, z)} \right) \\
 & + \varphi(x, y+1, z) \left(\frac{G(x, y, z) G(x, y+1, z)}{G(x, y, z) + G(x, y+1, z)} \right) + \varphi(x, y-1, z) \left(\frac{G(x, y, z) G(x, y-1, z)}{G(x, y, z) + G(x, y-1, z)} \right) \\
 & + \varphi(x, y, z+1) \left(\frac{G(x, y, z) G(x, y, z+1)}{G(x, y, z) + G(x, y, z+1)} \right) + \varphi(x, y, z-1) \left(\frac{G(x, y, z) G(x, y, z-1)}{G(x, y, z) + G(x, y, z-1)} \right) \\
 = & - (e_x(x, y, z) + e_x(x-1, y, z)) \left(\frac{G(x, y, z) G(x-1, y, z)}{G(x, y, z) + G(x-1, y, z)} \right) \\
 & + (e_x(x, y, z) + e_x(x+1, y, z)) \left(\frac{G(x, y, z) G(x+1, y, z)}{G(x, y, z) + G(x+1, y, z)} \right) \\
 & - (e_y(x, y, z) + e_y(x, y-1, z)) \left(\frac{G(x, y, z) G(x, y-1, z)}{G(x, y, z) + G(x, y-1, z)} \right) \\
 & + (e_y(x, y, z) + e_y(x, y+1, z)) \left(\frac{G(x, y, z) G(x, y+1, z)}{G(x, y, z) + G(x, y+1, z)} \right) \\
 & - (e_z(x, y, z) + e_z(x, y, z-1)) \left(\frac{G(x, y, z) G(x, y, z-1)}{G(x, y, z) + G(x, y, z-1)} \right) \\
 & + (e_z(x, y, z) + e_z(x, y, z+1)) \left(\frac{G(x, y, z) G(x, y, z+1)}{G(x, y, z) + G(x, y, z+1)} \right)
 \end{aligned}$$

Dieses LGS lässt sich in eine Matrix-Vektor-Multiplikation zusammenfassen und entspricht dadurch Gleichung (2.35). Nachdem die einzelnen Knotenpotentiale bestimmt wurden, können anschließend die gesuchten lokalen Stromkomponenten I_x , I_y und I_z ausgerechnet werden. Dies wird hier als Beispiel nur für den Strom in x -Richtung dargestellt (Gleichung (A.19)), die Ströme in y - und z -Richtung können analog dazu bestimmt werden.

$$\begin{aligned}
 I_x(x, y, z) = & \frac{1}{2} \left((\varphi(x, y, z) - \varphi(x+1, y, z) + e_x(x, y, z) + e_x(x+1, y, z)) \right. \\
 & \cdot \frac{G(x, y, z) \cdot G(x+1, y, z)}{G(x, y, z) + G(x+1, y, z)} \\
 & + (\varphi(x, y, z) - \varphi(x-1, y, z) + e_x(x, y, z) + e_x(x-1, y, z)) \\
 & \left. \cdot \frac{G(x, y, z) \cdot G(x-1, y, z)}{G(x, y, z) + G(x-1, y, z)} \right) \tag{A.19}
 \end{aligned}$$

DuEPublico

Duisburg-Essen Publications online

UNIVERSITÄT
DUISBURG
ESSEN

Offen im Denken

ub | universitäts
bibliothek

Diese Dissertation wird via DuEPublico, dem Dokumenten- und Publikationsserver der Universität Duisburg-Essen, zur Verfügung gestellt und liegt auch als Print-Version vor.

DOI: 10.17185/duepublico/79020

URN: urn:nbn:de:hbz:465-20231018-153151-7

Alle Rechte vorbehalten.