

Diplomarbeit

**Eine Methode zur Positions- und Lageerkennung von
Implantaten unter Ausnützung von Wirbelstromeffekten**

Mario Bellina

Institut für Grundlagen und Theorie der Elektrotechnik
Technische Universität Graz
Leiter: O. Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Oszkár Biró



Betreuer und Begutachter:
Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Werner Renhart

Graz, im Januar 2011

Eidesstattliche Erklärung

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

Graz, am.....

.....

(Unterschrift)

Danksagung

Diese Diplomarbeit wurde im Zeitraum Oktober 2009 bis Januar 2011 am Institut für Grundlagen und Theorie an der Technischen Universität Graz durchgeführt.

Ich bedanke mich sehr herzlich bei Herrn Ao.Univ.-Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Werner Renhart für die überaus kompetente und vor allem freundschaftliche Betreuung dieser Arbeit.

Besonders am Herzen liegt mir ein großes Dankeschön an meinen guten Freund und Studienkollegen, Herrn DI Christoph Posch (Heisla).

Ich danke Dir für die vielen, gemeinsam verbrachten Momente die, die schönen Zeiten unterstrichen und die harten Zeiten erträglich gemacht haben.

Vielen herzlichen Dank!

Weiters ergeht ein herzliches Dankeschön an meine Freundin Cathi sowie an Armin, Bugi, Dan, Markus und Robert.

Nicht zuletzt bedanke ich mich von ganzem Herzen bei meinen Eltern und Großeltern, die mich in jedweder Hinsicht unterstützt und mir ein befreites Studium ermöglicht haben.

Graz, im Januar 2011

Mario Bellina

In memoriam Christoph Jack Hellig (1979 – 2009)

Man soll alle Tage wenigstens ein kleines Lied hören, ein gutes Gedicht lesen, ein treffliches Gemälde sehen und, wenn es möglich zu machen wäre, einige vernünftige Worte sprechen.

Johann Wolfgang von Goethe (1749-1832)

Kurzfassung

In dieser Arbeit wird eine Methode zur Detektierung von Inhomogenitäten in elektrisch leitfähigen, nicht magnetischen Materialien durch die Methode der Wirbelstromtomographie vorgestellt.

Die Zielapplikation liegt in der Positions- und Lageerkennung von intramedullären Nägeln. Diese Nägel werden im humanmedizinischen Bereich zur belastungsstabilen Fixation der Fragmente eines gebrochenen oder kranken Knochens eingesetzt. Im allgemeinen Fall kommen dafür nur die großen Röhrenknochen Oberschenkel (Femur), Schienbein (Tibia) und Oberarmknochen (Humerus) in Frage.

Man spricht bei diesem Heilungs-Verfahren von der Marknagelosteosynthese.

Aufgrund der, bei der Anwendung zu bevorzugenden, radialen Anordnung der Sensoren ergibt sich ein relativ großer Abstand zwischen dem Messobjekt (Marknagel, Ort der Signalentstehung) und dem Sensor (Ort der Signalerfassung). Weiters wird das Messobjekt von humanbiologischem Gewebe (Knochen, Muskel, Fett, Haut) umschlossen, wodurch eine zusätzliche, signaldämpfende Komponente vorliegt.

Aufgrund dieser Gegebenheiten stehen der Messsignalerfassung relativ geringe Nutzsignalamplituden zur Verfügung. Daraus entsteht die Forderung nach Sensoren mit sehr hoher Empfindlichkeit.

Sogenannte GMR-Sensoren erfüllen diese Anforderungen. Sie liefern eine, der magnetischen Flussdichte entsprechende Spannung als Ausgangssignal. Der relativ lineare Zusammenhang zwischen der Messgröße und dem Sensor-Ausgangssignal erleichtert die Interpretation der Ergebnisse. Zudem besteht eine hohe Verfügbarkeit dieser Sensoren.

Die verwertbare Messung eines magnetischen Wechselfeldes hoher Frequenz und geringer Amplitude erfordert eine sehr scharfe Trennung zwischen Nutz- und Störsignal. Erreicht kann dies durch den Einsatz eines sogenannten Lock-In Verstärkers werden. Dieses Prinzip von Verstärkern stellt ein extrem steiles Filter von besonders hoher Güte dar und ermöglicht dadurch die Messung von Signalen mit sehr geringen Amplituden bei ausreichendem SNR.

Die Modellierung der Problemstellung für die numerische Berechnung mit Hilfe der Methode der Finiten Elemente wird gezeigt. Der Vergleich von Mess- und Berechnungsergebnissen verifiziert die verwendete Messmethode.

Abgeschlossen wird die Arbeit mit der Diskussion der Ergebnisse und dem Ausblick auf weitere Einsatz- und Verbesserungsmöglichkeiten.

Abstract

In this paper, a method for detecting inhomogeneities in electrically conductive, non-magnetic materials by the method of eddy current tomography is presented.

The application should be able to recognize the position and orientation of an implanted intramedullary nail. In modern human medicine these nails are used for fixation of the fragments of a broken or diseased bone. In the normal case this procedure - called marknail-osteosynthesis - is applied on the large tube bones of thigh (femur), shin (tibia) and upper arm (humerus only).

The radial arrangement of the sensors, which is necessary due to the application geometries, leads to a relatively large distance between the object under investigation (location of the signal formation) and the sensor (location of the signal-detection).

Furthermore, the target is surrounded by human biological tissue (bone, muscle, fat, skin), causing an additional signal-absorbing component.

Due to this, the feedback signals are relatively low in amplitude. Hence, there is a demand for sensors with very high sensitivity. A sensor technology that withstands these requirements is called GMR-sensors.

These sensors are available as integrated circuit devices. Their output signal corresponds to the magnetic flux density. The relatively linear relationship between the measurement signal and the sensor output signal leads to a simplified interpretation of the results. In addition, there is a high availability of these sensors.

The measurement of a high frequency alternating magnetic field of low amplitude requires a very sharp distinction between signal and noise. This can be achieved by using a so-called lock-in amplifier. This technology of amplifiers is an extremely steep filter of very high quality. Thus enables the measurement of very low amplitude signals with a sufficient signal-to-noise ratio.

The modeling of the problem for the numerical calculations using the finite element method is shown. The comparison of measured and calculated results should verify the measurement method and show the reliability of the method.

Finally the results are discussed and an outlook on further applications and improvements is given.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	1
1.2	Stand der Technik	2
1.3	Aufgabenstellung	3
2	Grundlagen	4
2.1	Zerstörungsfreie Testmethoden	4
2.2	Wirbelstromeffekt	4
2.3	Skineffekt und Eindringtiefe	4
2.4	Lock-In Verstärker	6
2.4.1	Allgemeines	6
2.4.2	Theorie	7
2.4.3	Beispiele	8
2.5	Der eingesetzte Lock-In Verstärker	10
2.6	Magneto-resistive Sensoren	10
2.6.1	Allgemeines zum magneto-resistiven Prinzip	10
2.6.2	Anisotroper Magneto-resistiver Effekt (AMR)	11
2.6.3	Tunnel Magneto-resistiver Effekt (TMR)	11
2.6.4	Kolossaler Magneto-resistiver Effekt (CMR)	12
2.6.5	Riesenmagnetowiderstand Effekt (GMR)	12
2.6.6	Technologievergleich magneto-resistiver Sensoren	13
2.7	Der eingesetzte GMR-Sensor	14
2.7.1	Beschreibung der Kenndaten	14
2.7.2	Umrechnung von Oersted (Oe) in Tesla (T) und Gs (Gs)	19
2.8	Lösungsverfahren von Feldproblemen	20
2.8.1	Allgemeines	20
2.8.2	Finite Elemente Methode (FEM)	20
2.8.3	Methode der gewichteten Residuen nach Galerkin	24
2.8.4	\vec{A}, \vec{V} -Formulierung	24
3	Messsystem	27
3.1	Prinzip	27
3.2	Aufbau	29
3.2.1	Messschlitten	29
3.2.2	Multiplexer	29
3.2.3	Sattelspule	30

3.2.4	Messobjekt	33
3.2.5	Messsensor	35
4	Modellierung	42
4.1	Überblick über das Problemgebiet	42
4.2	Modell des Messobjekts Nr. 3	42
5	Ergebnisse	47
5.1	Vergleich von Messungen und Berechnungen	47
5.2	Kupferring	47
5.3	Kupferplättchen	48
5.4	Geräteverzeichnis und Einstellungen	48
5.4.1	Geräteverzeichnis	48
5.4.2	Einstellungen	48
6	Diskussion und Ausblick	50
6.1	Diskussion	50
6.2	Ausblick	50
	Literaturverzeichnis	52

Abbildungsverzeichnis

1.1	Intramedullärer Knochennagel	2
2.1	Skineffekt und Stromverdrängung in einem stromdurchflossenen Leiter.	6
2.2	Prinzipschaltbild eines Lock-In Verstärkers	7
2.3	Frequenzgang eines Bandpassfilters	10
2.4	Schichtaufbau einer GMR Struktur	12
2.5	Weglängen des Stromes innerhalb einer GMR Struktur	13
2.6	Hystereseverlauf des verwendeten GMR-Sensors	17
2.7	Sensitivitätsachse des GMR-Sensors	17
2.8	Linearer- und Sättigungsbereich des GMR-Sensors	18
2.9	Einfache Elementtypen der 3D-FEM	22
2.10	Formfunktionen unterschiedlicher Ordnung	22
3.1	Prinzip der Entstehung von Wirbelströmen	28
3.2	Position und Ausrichtung der Sensoren	29
3.3	Der Messaufbau im Überblick	29
3.4	Freiheitsgrade des Messschlittens	30
3.5	Der Multiplexer	31
3.6	Die Sattelspulen in verschiedenen Ansichten	36
3.7	Serienresonanzkreis der Erregung	36
3.8	Das Messobjekt 1	37
3.9	Das Messobjekt 2	37
3.10	Das Messobjekt 3	38
3.11	Definition der Messlagen	38
3.12	Darstellungen zur Messlagenbeschreibung	39
3.13	Der Sensorlayer des Messsensors	40
3.14	Der Biaslayer des Messsensors	41
4.1	Modell des Problemgebiets	43
4.2	Nummerierung der Knoten von 2D- und 3D-Makroelementen	44
4.3	Modell des Messobjekts	44
4.4	Makroelemente und Verfeinerungsparameter des Modells in der xz-Ebene	45
4.5	Makroelementdarstellung des 3D-Modells in der xy-Ebene	46
5.1	Anteile des gemessenen Magnetfeldes	47
5.2	Messergebnisse und Vergleich mit berechneten Werten	49

Tabellenverzeichnis

2.1	Non Destructive Testing Methoden	5
2.2	Kenndaten eines Signalverstärkers	9
2.3	Überblick über verschiedene Sensorprinzipien zur Magnetfeldmessung.	11
2.4	Technologievergleich Magneto-resistiver Sensoren	14
2.5	Allgemeine Kenndaten des GMR-Sensors	15
2.6	Magnetische Kenndaten des GMR-Sensors	15
3.1	Pinning der MUX-Schnittstelle „INPUT NI USB-6008“	32
3.2	Pinning der MUX-Schnittstelle „GMR-I/O“	32
3.3	Kenndaten der Sattelspulen	33
3.4	Kenndaten der Messobjekte	34

Abkürzungsverzeichnis

2D-ME	Makroelement für den zweidimensionalen Fall
3D-ME	Makroelement für den dreidimensionalen Fall
AMR	Anisotrope Magneto Resistance
BCI	Brain-Computer Interfaces
CMR	Colossal Magneto Resistance
CT	Computer Tomographie
ECT	Electrical Capacitance Tomography
EleFAnT3D ...	ELEctromagnetic Field ANalysis Tools
EM	Elektro-Magnetisch
EMT	Elektrische Messtechnik und Messsignalverarbeitung
ESD	Elektro Static Discharge
ET	Eddy current Tomography
FE	Finite Elemente
FEM	Finite Elemente Methode
GMR	Giant Magneto Resistance
HBM	Human Body Model
HPF	Hochpassfilter
MIT	Magnetic Induction Tomography
MRT	Magnetresonanz Tomographie
MUX	Multiplexer
NDT	Non Destructive Testing
PED	Phasenempfindlicher Detektor
SNR	Signal to Noise Ratio
SSG	Strahlenschutzgesetz
TCOI	Temperature Coefficient of Output at Constant Input Current
TCOV	Temperature Coefficient of Output at Constant Input Voltage
TCR	Temperature Coefficient of Resistance
TMR	Tunnel Magneto Resistance
TPF	Tiefpassfilter
UZS	Uhrzeigersinn

Kapitel 1

Einleitung

1.1 Motivation

Zur Gewährleistung einer wissenschaftlich fundierten Diagnostik und Therapie im modernen medizinischen Alltag ist die Gewinnung von Informationen aus dem Inneren des menschlichen Körpers von größter Notwendigkeit.

Dabei besteht stets die Forderung nach einer nichtinvasiven, für den Patienten möglichst schadfreien Methode. Technische Materialprüfverfahren, die diesen Kriterien standhalten, werden als zerstörungsfreie (Non Destructive Testing, NDT) Methoden (siehe Kap. 2.1) bezeichnet.

Die mechanischen und chemischen Verfahren scheiden aus, da diese einen direkten Kontakt zum Testobjekt benötigen.

Radiographische Methoden sind heutzutage der aktuelle Stand der Technik. Ihnen zueigen ist allerdings die Problematik ionisierender Strahlung.

Die Methoden rund um elektromagnetische Felder (EM) wie die elektrische Kapazitätstomographie (Electrical Capacitance Tomography, ECT), die magnetische Induktionstomographie (Magnetic Induction Tomography, MIT) sowie die Wirbelstromtomographie (Eddy Current Tomography, ET) werden in definierten Frequenz- und Amplitudenbereichen als vergleichbar harmlos für den menschlichen Organismus angesehen. Diese Verfahren werden in nähere Betrachtung gezogen.

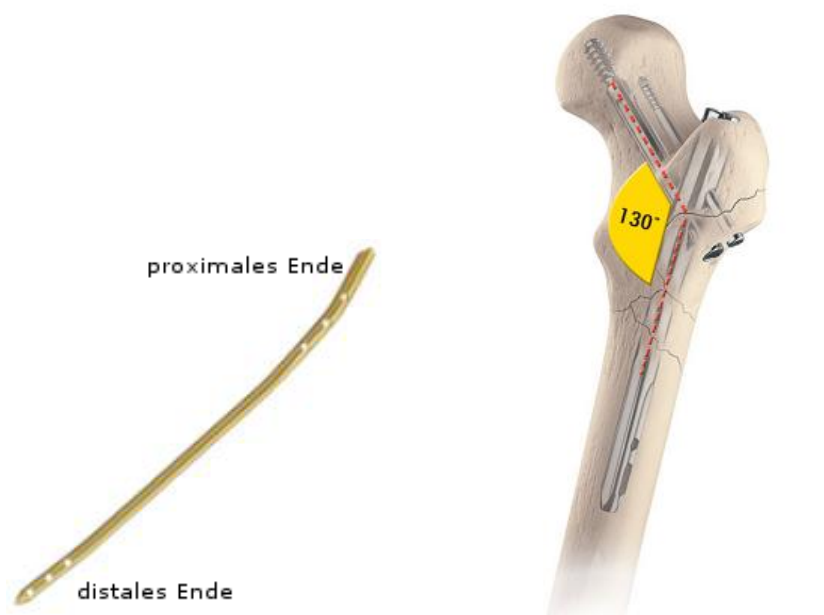
Die, in dieser Arbeit angestrebte Anwendung, besteht in der Lokalisation und Strukturerkennung von Implantaten. Als Hilfestellung und Kontrollmaßnahme für den Chirurgen wird eine solche Detektion in vielen klinischen Interventionen gefordert. Das Wissen um die exakte Position und Ausrichtung des Implantats ist von größter Notwendigkeit um eine fachgerechte Implantation zu ermöglichen.

Die Einbringung eines - zur belastungsstabilen Fixierung von Knochenfragmenten nach Frakturen - implantierbaren Marknagels¹ (siehe Abb. 1.1(b)) verdeutlicht die Problematik.

¹Nägel aus weitgehend inerten Titanlegierungen werden bei der Behandlung von Frakturen der großen Röhrenknochen verwendet. Man spricht bei diesem Heilverfahren von der Marknagelosteosynthese.

Zur Verriegelung des Implantats im Knochen befinden sich Löcher (wie sie in Abb. 1.1(a) erkennbar sind) im Nagel. Gefordert wird eine Methode, die es erlaubt, während der Implantation die Position und Ausrichtung des Implantats feststellen zu können. Das Verfahren muss in der Lage sein, das Implantat umschließende humanbiologische Gewebe (Knochen, Muskel, Fett, Haut) zu durchdringen.

Vorangegangene Diplomarbeiten [8], [4], [3] am Institut für Grundlagen und Theorie der Elektrotechnik befassten sich bereits mit dem Thema NDT durch Wirbelstromprüfung. Die vorliegende Diplomarbeit knüpft an diese Arbeiten an.



(a) Intramedullärer Femurnagel aus einer Titanlegierung mit 6 Löchern für die Verriegelungsschrauben.

(b) Darstellung eines, nahe am Gelenk frakturierten Oberschenkelknochens nach erfolgter Versteifung durch einen intramedullären Nagel mit Verriegelungsschrauben aus [2].

Abbildung 1.1: Intramedullärer Knochennagel.

1.2 Stand der Technik

Derzeit wird die Position und Ausrichtung implantierter, intramedullärer Nägel durch ein Live-Röntgen Verfahren ermittelt.

Diese Methode basiert auf der Anwendung ionisierender Strahlung. Die dabei auftretenden Anforderungen, beginnend bei baulichen Vorschriften über die personellen Schutzmaßnahmen während der Anwendung sowie die umfangreichen rechtlichen Auflagen, sind zu bewältigen. Nicht zu übersehen ist die Tatsache, dass jede Anwendung ionisierender Strahlung am Menschen, unabhängig von der applizierten Dosis, eine zusätzliche Belastung für dessen Organismus und seiner Gesundheit darstellt.

Laut Strahlenschutzgesetz (SSG, [12]) ist jede Anwendung ionisierender Strahlung durch ihren positiven Nutzen für das Individuum zu rechtfertigen und in jedem Fall so gering als möglich zu halten bzw. soweit als möglich, zu vermeiden.

1.3 Aufgabenstellung

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit dem Verfahren der Wirbelstromtomographie. Die heutzutage verfügbaren, hochentwickelten Magnetfeld-Sensoren bieten zahlreiche Vorteile bei der Messung magnetischer Felder mit sehr geringen Amplituden. Eine sehr effektive Technologielinie von Sensoren basiert auf dem Prinzip des Riesenmagnetowiderstand-Effekts (Giant Magnetic Resistance, GMR, siehe Kap. 2.7).

Das Ziel der Arbeit ist die numerische Berechnung von Wirbelströmen bei unterschiedlichen Ortslagen einer vorgegebenen leitfähigen und nicht magnetischen Struktur innerhalb eines magnetischen Wechselfeldes.

Dazu ist ein, der vorliegenden Problemstellung entsprechendes 3D-Modell zu entwerfen. Das Modell ist zur Verwendung mit dem Softwarepaket EleFAnT3D (ELEctromagnetic Field ANalysis Tools, [7]) vorzusehen. Das Softwarepaket eignet sich zur numerischen Berechnung von Problemstellungen mit Hilfe der Finiten Elemente Methode.

Des Weiteren ist der bereits vorhandene Messaufbau in Betrieb zu nehmen. Die erfassten Messreihen sind mit den zuvor durchgeführten, numerischen Berechnungen zu vergleichen und zu diskutieren.

Kapitel 2

Grundlagen

2.1 Zerstörungsfreie Testmethoden

Einen Überblick über bekannte NDT-Verfahren gibt Tab. 2.1.

2.2 Wirbelstromeffekt

Befindet sich ausgedehntes, leitfähiges, nicht magnetisierbares Material in einem sich zeitlich ändernden (oder einem inhomogenen) magnetischen Feld, so kommt es gemäß des Induktionsgesetzes zur Induktion einer Spannung und infolge zu einem Stromfluss in diesem Leiter. Aufgrund der Tatsache, dass die dabei entstehenden Strömungslinien in sich geschlossen sind und keine festen Bahnen besitzen, nennt man einen solchen Strom auch Wirbelstrom.

Gemäß der Lenz'schen Regel verursachen die Wirbelströme ein magnetisches Feld, welches dem Erregerfeld entgegenwirkt. Das daraus resultierende Magnetfeld ergibt sich aus der Überlagerung von erregendem und rückwirkendem Feld.

2.3 Skineffekt und Eindringtiefe

Der Effekt, der auch als Stromverdrängung bezeichnet wird, entspricht der Beobachtung, dass die Stromdichte im Inneren eines elektrischen Leiters geringer ist als an seiner Oberfläche. Er tritt besonders bei Leitern auf, welche mit einem höherfrequenten Wechselstrom durchflossen werden.

Im Fall eines von Gleichstrom durchflossenen Leiters baut sich im Leiterinneren ebenso ein Magnetfeld wie um den Leiter herum auf und führt zu einer gleichmäßigen Stromdichteverteilung über den Leiterquerschnitt.

Bei einem Stromfluss wechselnder Polarität werden im Leiter Wirbelströme erzeugt, die dem verursachenden Strom entgegengerichtet sind. Sie schwächen diesen entlang der Leitermittelachse ab. Dadurch wird der Stromfluss sozusagen an den Rand des Leiters gedrückt, wodurch die Stromdichte dort erhöht wird.

Die Abb. 2.1(b) stellt diese Gegebenheit dar. Der als äquivalente Leitschichtdicke oder Ein-

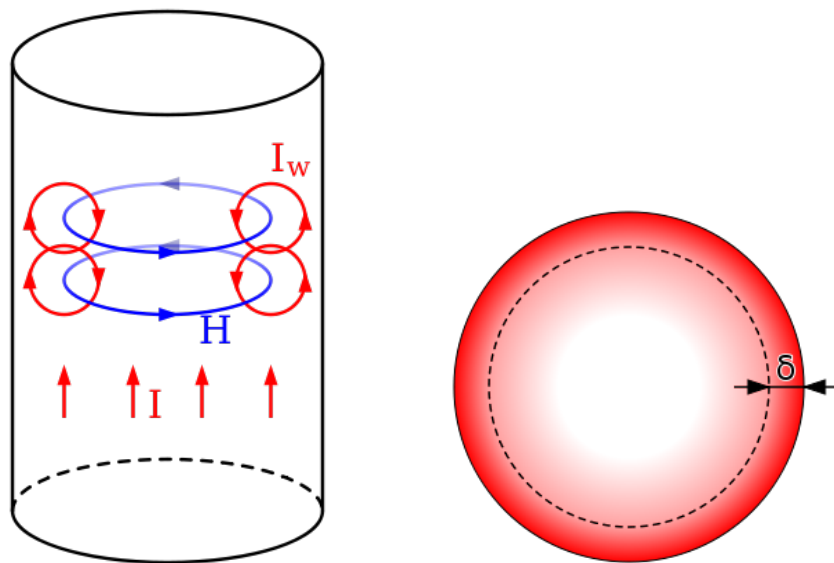
Verfahren	Einsatz bei Prüfung von
mechanische und optische Verfahren	Lack, Bruch, Riss, Abmessung, Schichtdickenuntersuchung, Eichung, Reflexion, Belastungsverteilung und -höhe, Oberflächengüte, Oberflächenbeschädigungen
Durchstrahlungsverfahren	Bruch, Riss, Dichte und chemische Schwankungen, Elementarverteilung, Fremdeinschlüsse, Porosität, Versatz, Fehlmenge, Abscheidung, Abnutzung, Schwund, Dicke, Hohlräume
elektromagnetische und elektronische Verfahren	Legierungsbeisatz, Anisotropie, Hohlräume, Kaltumformung, lokale Verformung, Härte, Zusammensetzung, Verunreinigung, Korrosion, Bruch, Riss, Risstiefe, Kristallstruktur, elektrische und thermische Leitfähigkeit, Flocken, Hitzebehandlung, Einschlüsse, Ionenkonzentration, Kristallgitterspannung, Schichtdicke, Feuchtegehalt, Polarisierung, Schweißnaht, Abscheidung, Abnutzung, Aushärtungsgrad, Bruchfestigkeit, Dicke
Schall- und Ultraschallverfahren	Rissbildung und -ausbreitung, Riss, Hohlräume, Dämpfungsfaktor, Aushärtungsgrad, Imprägnierungsgrad, Sinterungsgrad, Delaminierung, Dichte, Abmessung, Elastizitätsmodule, Korngröße, Einschlüsse, mechanische Abnutzung, Verformung, Porosität, Strahlungsabnahme, Zusammensetzung von Gemischen, Oberflächenspannung, Bruch, Scher- und Kompressionsspannungen, Verschleiß
thermische und Infrarotverfahren	Verbindungen, Emissionsvermögen, Galvanisierungsdicke, Porosität, Reflexion, Druck, thermische Leitfähigkeit, Dicke, Hohlräume
chemische und analytische Verfahren	Legierungsbeisatz, Zusammensetzung, Bruch, Riss, Elementarverteilung, Korngröße, Einschlüsse, Makrostrukturen, Porosität, Oberflächenveränderungen

Tabelle 2.1: Non Destructive Testing Methoden aus [4].

dringtiefe bezeichnete Parameter δ lässt sich wie in Gl. 2.1 angegeben berechnen.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \gamma \cdot \mu}} \quad (2.1)$$

Durch Wahl der Frequenz kann die zu erreichende Eindringtiefe entsprechend der Anwendung verändert werden. Dadurch ist es möglich, die maximal zu erreichende Messtiefe vorzugeben.



(a) Entstehung des Skin-Effekts aus [1].

(b) Stromverteilung bei vorliegender Stromverdrängung über den Leiterquerschnitt aus [1]. Als strichlierter Kreis dargestellt ist die Eindringtiefe δ .

Abbildung 2.1: Skin-Effekt und Stromverdrängung in einem stromdurchflossenen Leiter.

2.4 Lock-In Verstärker

2.4.1 Allgemeines

Physikalische Messungen zielen auf eine möglichst exakte Ermittlung der Messgröße ab. Diesem Ziel sind in der Praxis jedoch stets Grenzen gesetzt.

Einerseits durch die endlichen Auflösungsgrenzen der Messgeräte, andererseits werden der Messgröße durch innere sowie äußere Einflüsse, Rauschamplituden variabler Höhen überlagert.

Die Bewertung des Rauschens kann über das Signal-Rausch-Verhältnis (Signal Noise Ratio, SNR) erfolgen. Dieses ist als das Verhältnis der mittleren Leistung des Nutzsignals zur mittleren Rauschleistung des Störsignals definiert. Es ist ein Maß für die technische Qualität eines Nutzsignals. Berechnet wird das SNR wie in Gl. 2.2 angegeben.

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_{\text{Signal}}}{P_{\text{Rauschen}}} \right) \quad (2.2)$$

Bei der Messung von Signalen mit sehr kleinen Amplituden werden üblicherweise Signalverstärker eingesetzt. Durch die nicht selektive Verstärkung wird jedoch das SNR nicht verbessert.

Um eine Verbesserung des SNR zu erreichen, können nachfolgend genannte Möglichkeiten in Betracht gezogen werden:

- Kühlung von eingesetzten Halbleitern
- Abschirmung gegen äußere EM-Störungen

- Erhöhung des Signalpegels
- Vermeidung von Erdschleifen

Führen die genannten Möglichkeiten nicht zum Erfolg, können sogenannte phasenempfindliche Gleichrichter verwendet werden.

In der Literatur werden solche Schaltungen unter dem Namen Lock-In-Verstärker, phasenempfindliches Messgerät oder Synchron-Demodulator geführt.

Sie stellen im Prinzip einen Bandpass extrem hoher Güte dar. Dabei wird die Mittenfrequenz eines Bandpasses auf eine Referenzfrequenz abgestimmt. Signalanteile, deren Frequenz mit der Mittenfrequenz übereinstimmen, können das Filter nahezu ungedämpft passieren. Alle Anteile mit einer von der Mittenfrequenz abweichenden Frequenz werden sehr stark gedämpft. Filtergüten von >1000 können so erreicht werden. Eine streng periodische Modulation des Signals wird dabei vorausgesetzt.

2.4.2 Theorie

Das Blockschaltbild in Abb. 2.2 stellt die prinzipielle Funktion eines Lock-In Verstärkers dar. Die typischerweise sehr kleinen Eingangssignale werden durch einen Verstärker mit großem Verstärkungsfaktor verstärkt.

Ein phasenempfindlicher Detektor (PED) multipliziert das verstärkte Eingangssignal mit einem Referenzsignal, wobei beide Signale die gleiche Frequenz besitzen müssen. Der Phasenschieber fixiert das Referenzsignal exakt phasengleich bzw. 180° verschoben zum Eingangssignal. Die Wirkung der ist ähnlich der einer Vollweggleichrichtung.

Die Integration am Ausgang entspricht einer Mittelwertbildung und liefert somit eine Gleichspannung. Im einfachsten Fall wird dies durch einen Tiefpass realisiert.

2.4.2.1 Blockschaltbild

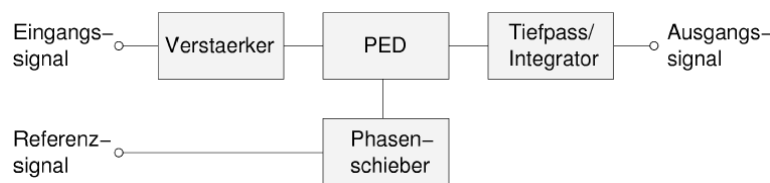


Abbildung 2.2: Prinzipschaltbild des Lock-In Verstärkers aus [3].

2.4.2.2 Berechnung der Ausgangsspannung bei Verwendung eines sinusförmigen Referenzsignals

Im Mischer (PED) wird eine Multiplikation von Eingangssignal (= Messsignal, siehe Gl. 2.3) und Referenzsignal (siehe Gl. 2.4) durchgeführt. Es folgt das Ausgangssignal nach Gl. 2.5. Durch Anwendung der Beziehung in Gl. 2.6 folgt Gl. 2.7. Nach Zusammenfassen der Terme

in Gl. 2.7 ergibt sich die Ausgangsspannung wie in Gl. 2.8 beschrieben.

$$V_1 = V_{sig} \cdot \sin(\omega_{sig} \cdot t + \varphi_{sig}) \quad (2.3)$$

$$V_2 = V_{ref} \cdot \sin(\omega_{ref} \cdot t + \varphi_{ref}) \quad (2.4)$$

$$V_{out} = V_1 \cdot V_2 = V_{sig} \cdot V_{ref} \cdot \sin(\omega_{sig} \cdot t + \varphi_{sig}) \cdot \sin(\omega_{ref} \cdot t + \varphi_{ref}) \quad (2.5)$$

$$\sin(x) \cdot \sin(y) = \frac{1}{2} \cdot (\cos(x - y) - \cos(x + y)) \quad (2.6)$$

$$V_{out} = \frac{1}{2} \cdot V_{sig} \cdot V_{ref} \cdot \{\cos(\omega_{sig} \cdot t + \varphi_{sig} - \omega_{ref} \cdot t - \varphi_{ref}) - \cos(\omega_{sig} \cdot t + \varphi_{sig} + \omega_{ref} \cdot t + \varphi_{ref})\} \quad (2.7)$$

$$V_{out} = \frac{1}{2} \cdot V_{sig} \cdot V_{ref} \cdot \{\cos([\omega_{sig} - \omega_{ref}] \cdot t + [\varphi_{sig} - \varphi_{ref}]) - \cos([\omega_{sig} + \omega_{ref}] \cdot t + [\varphi_{sig} + \varphi_{ref}])\} \quad (2.8)$$

Wählt man nun, gemäß Gl. 2.9, die Referenzfrequenz gleich der Signalfrequenz, so folgt aus Gl. 2.8 direkt Gl. 2.10.

$$\omega_{sig} = \omega_{ref} \quad (2.9)$$

$$V_{out} = \frac{1}{2} \cdot V_{sig} \cdot V_{ref} \cdot \{\cos(\varphi_{sig} - \varphi_{ref}) - \cos([2 \cdot \omega_{sig}] \cdot t + [\varphi_{sig} + \varphi_{ref}])\} \quad (2.10)$$

Nach dem Tiefpassfilter (TPF) fällt der Ausdruck $\cos([2 \cdot \omega_{sig}] \cdot t + [\varphi_{sig} + \varphi_{ref}])$ weg. Es ergibt sich am Ausgang eine Gleichspannung nach Gl. 2.11. Durch Anwendung der Beziehung 2.12 folgt schließlich Gl. 2.13.

$$V_{out} = \frac{1}{2} \cdot V_{sig} \cdot V_{ref} \cdot \cos(\varphi_{sig} - \varphi_{ref}) \quad (2.11)$$

$$\Theta = \varphi_{sig} - \varphi_{ref} \quad (2.12)$$

$$V_{out} = \frac{1}{2} \cdot V_{sig} \cdot V_{ref} \cdot \cos(\Theta) \quad (2.13)$$

2.4.3 Beispiele

Anhand von drei Beispielen aus [3] sollen die Auswirkungen des Verstärkerrauschens auf das SNR eines Signals gezeigt und der Einsatz eines Lock-In Verstärkers gerechtfertigt werden.

2.4.3.1 Vorgaben

Es ist ein sinusförmiges Signal mit einer Amplitude von 10 nV und einer Frequenz von 10 kHz zu messen. Die Kenndaten des verwendeten Verstärkers sind laut Tab. 2.2 gegeben.

Kenngroße	Wert
Verstärkerrauschen	$5 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
Bandbreite des Verstärkers	100 kHz
Verstärkungsfaktor	1000

Tabelle 2.2: Kenndaten des, in den Beispielen verwendeten Verstärkers aus [3].

2.4.3.2 Möglichkeit 1

Es wird ein rauscharmer Verstärker mit den in den Vorgaben beschriebenen Kenndaten ohne Zusatz eines Filters verwendet.

Das Eingangssignal wird mit dem Verstärkungsfaktor 1000 verstärkt, sodass es am Ausgang eine Amplitude von $10 \mu V$ besitzt. Da kein Filter verwendet wird, wird das Rauschen gleichermaßen mitverstärkt.

Die Rauschamplitude berechnet sich bei einer gegebenen Rauschbandbreite von 100kHz nach Gl. 2.14 zu 1.58 mV.

$$\text{Rauschamplitude} = 5 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \cdot \sqrt{100 \text{ kHz}} \cdot 1000 = 1.58 \text{ mV} \quad (2.14)$$

Das SNR berechnet sich durch Einsetzen der vorliegenden Werte in Gl. 2.2 zu rund -44 dB.

Conclusio: Das Nutzsignal verschwindet zur Gänze im Rauschen. Eine Signalerückgewinnung ist daher nicht mehr möglich.

2.4.3.3 Möglichkeit 2

Es wird ein rauscharmer Verstärker mit den in den Vorgaben beschriebenen Kenndaten verwendet. Ein Bandpass-Filter mit einer Güte von $Q=100$ wird nachgeschaltet.

Die Filtergüte errechnet sich mit den aus dem Frequenzgang des Filters (siehe Abb. 2.3) ermittelten Werten, nach Gl. 2.15.

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (2.15)$$

Analog zu Möglichkeit 1 wird auch hierbei das Ausgangssignal eine Amplitude von $10 \mu V$ besitzen. Das Eigenrauschen des Verstärkers wird, wie auch in Möglichkeit 1, mitverstärkt. Es wird jedoch durch das Filter am Ausgang die Rauschbandbreite nach Gl. 2.16 auf 100 Hz begrenzt.

$$\text{Rauschbandbreite} = \frac{\text{Messfrequenz}}{Q} \quad (2.16)$$

Es ergibt sich eine Rauschamplitude nach Gl. 2.14 von $50 \mu V$ im Durchgangsband des Filters. Dies entspricht einem SNR von rund -14 dB.

Conclusio: Es kann eine deutliche Verbesserung beobachtet werden, jedoch bleibt das Nutzsignal nach wie vor untrennbar mit dem Rauschen verbunden.

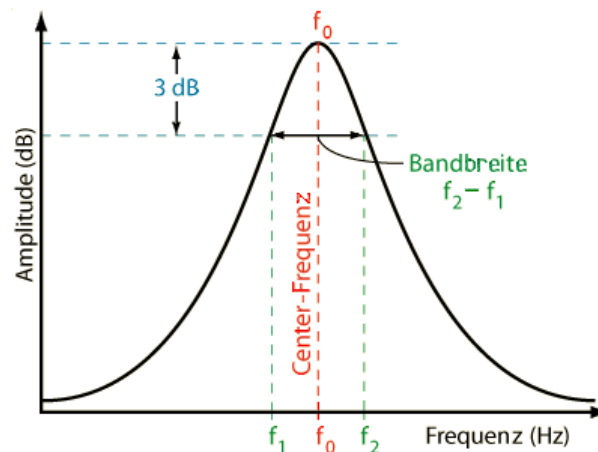


Abbildung 2.3: Frequenzgang eines Bandpassfilters zur Ermittlung der Filtergüte aus [11].

2.4.3.4 Möglichkeit 3

Das Filter am Ausgang wird durch einen phasensensitiven (Lock-In) Verstärker am Eingang ersetzt. Dieser erreicht eine Filtergüte $Q=10^6$.

Wie schon in Möglichkeit 1 und 2, wird auch hier das Ausgangssignal eine Amplitude von $10 \mu\text{V}$ besitzen. Ebenso wird das Eigenrauschen des Verstärkers mitverstärkt.

Es wird jedoch die Rauschbandbreite durch die sehr hohe Güte nach Gl. 2.16 auf 0.01 Hz begrenzt. Daraus folgt nach Gl. 2.14 eine Rauschamplitude von 500 nV . Dies entspricht einem SNR von rund $+26 \text{ dB}$.

Conclusio: Das SNR ist nun ausreichend groß um eine eindeutige Trennung des Signals vom überlagerten Rauschsignal durchführen zu können. Die hohe Güte des Lock-In Verstärkers als Filter, ermöglicht eine Messung sehr geringer Signalamplituden bei einer sehr scharf definierten Frequenz.

2.5 Der eingesetzte Lock-In Verstärker

Bei dem verwendeten Lock-In Verstärker handelt es sich um das Model 7265 der Firma „Signal Recovery“. Dies ist ein dual phase DSP Lock-In Verstärker.

2.6 Magneto-resistive Sensoren

2.6.1 Allgemeines zum magneto-resistiven Prinzip

Bei der Messung magnetischer Felder kommen verschiedene Sensorprinzipien zum Einsatz (siehe Tab. 2.3). Unabhängig von dem, dem Sensor zugrundeliegenden Prinzip, wandeln alle Sensoren eine, von der magnetischen Feldstärke oder der magnetischen Induktion abhängige Größe, in eine elektrische Größe um.

Sensor	Funktionsprinzip
induktiv	durch Änderung des Magnetfeldes kommt es zur Spannungsinduktion in Leiterschleifen
Hall	durch ein magnetisches Feld kommt es zum Auftreten einer elektrischen Querspannung in einem stromdurchflossenen Halbleiterelement
Feldplatte	das applizierte Magnetfeld verursacht eine Änderung des elektrischen Widerstandes im Halbleiterbauelement (magnetoresistiv)
AMR	das applizierte Magnetfeld verursacht eine Änderung des elektrischen Widerstandes des im magnetischen Material (anisotrop magnetoresistiv)
GMR	das applizierte Magnetfeld verursacht eine Änderung des elektrischen Widerstandes in magnetischen Schichtaufbauten (giant magnetoresistiv)

Tabelle 2.3: Überblick über Sensorprinzipien bei der Magnetfeldmessung

Alle Effekte, die zu einer Änderung des elektrischen Widerstandes eines Materials durch die Einwirkung eines äußeren Magnetfeldes führen, fallen in die Gruppe der magnetoresistiven Effekte.

Durch die Eigenschaft der Elektronen, einerseits für den Transport des elektrischen Stromes zu sorgen, andererseits den Magnetismus zu verursachen, stellen sie das Bindeglied zwischen der elektrischen Leitfähigkeit und dem Magnetismus dar.

Die Richtung der Magnetisierung (bei ferromagnetischen Materialien) wird durch ein äußeres Magnetfeld beeinflusst. Der Winkel zwischen der Magnetisierungsrichtung des Materials und der Stromrichtung, beeinflusst den elektrischen Widerstand.

Nachfolgend sind die, aufgrund der Stärke der Ausprägung des Effekts für technische Anwendungen interessanten Effekte, näher beschrieben.

2.6.2 Anisotroper Magnetoresistiver Effekt (AMR)

Der AMR-Effekt, der 1857 durch William Thomson und Baron Kelvin entdeckt wurde, ist der am längsten bekannte Effekt. Er beruht auf der anisotropen ¹ Streuung in ferromagnetischen Metallen und tritt in Materialien auf, die eine eigene Magnetisierung aufweisen.

2.6.3 Tunnel Magnetoresistiver Effekt (TMR)

In einem Bauelement werden zwei Ferromagneten durch einen dünnen Isolator getrennt. Ist diese isolierende Schicht ausreichend dünn (typisch sind dabei einige nm), so können Elektronen diese überwinden und zwischen den Ferromagneten wechseln. Man spricht bei diesem Vorgang vom Tunneln der Elektronen.

¹Die Anisotropie bezeichnet die Raumrichtungsabhängigkeit einer Eigenschaft oder eines Vorgangs.

Dieser Vorgang ist ein rein quantenmechanisches Phänomen und lässt sich mit Hilfe der klassischen Physik nicht erklären.

Entdeckt wurde dieser Effekt 1957 von M. Jullière.

2.6.4 Kolossaler Magneto-resistiver Effekt (CMR)

Erstmals entdeckt wurde der CMR-Effekt durch G. H. Jonker und J. H. van Santen um 1950. Er ist eine physikalische Anomalie, die sich durch die Verschiebung der Bandstruktur bei Anwesenheit eines äußeren Magnetfeldes in elektrischen Leitern darstellt. Diese Verschiebung bewirkt eine massive Veränderung des elektrischen Widerstandes des Leiters.

2.6.5 Riesenmagnetowiderstand Effekt (GMR)

2.6.5.1 Geschichte

Unabhängig voneinander entdeckte Peter Grünberg vom Forschungszentrum Jülich, sowie Albert Fert von der Universität Paris Süd den GMR-Effekt im Jahre 1988. Die ersten kommerziellen Produkte waren bereits weniger als 10 Jahre nach der Entdeckung verfügbar. Beide Wissenschaftler erhielten für ihre Arbeit den Nobelpreis in Physik im Jahre 2007.

2.6.5.2 Physikalisches Prinzip

Strukturen bestehend aus sehr dünnen (einige nm), ferromagnetischen und nicht magnetischen Schichten, wie in Abb. 2.4 dargestellt, bilden die Grundstruktur dieses Effekts. Der elektrische Widerstand der Struktur ist abhängig von der magnetischen Orientierung der Schichten zueinander. Bei gleichsinniger (man spricht auch von paralleler) Magnetisierung

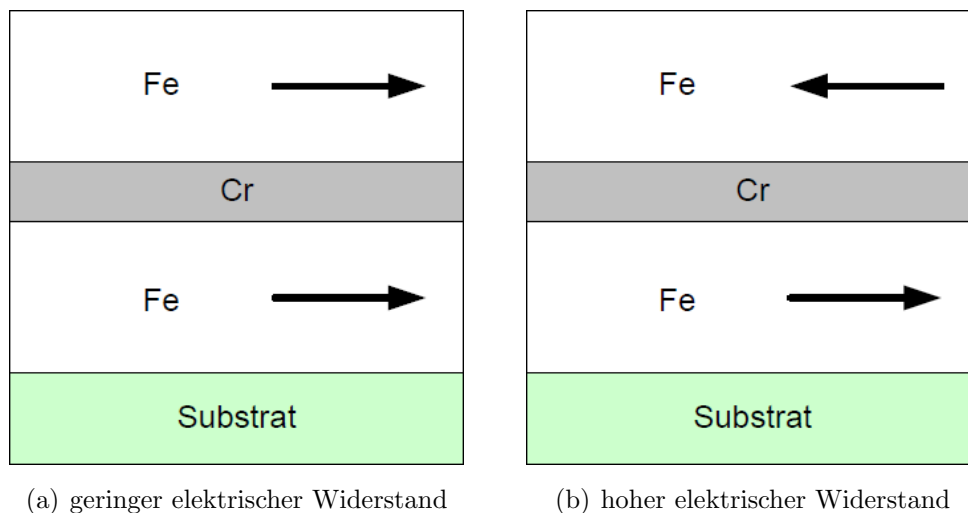


Abbildung 2.4: Schichtaufbau einer GMR Struktur aus [3].

wird dem Elektronenfluss ein deutlich geringerer Widerstand entgegengesetzt als bei gegensinniger (man spricht auch von antiparalleler). Dieser Sachverhalt erklärt sich dadurch, dass die mittlere freie Weglänge im Material bei gegensinniger Magnetisierung abnimmt und dadurch dem Elektronenfluss ein höherer Widerstand entgegengesetzt wird. Abb. 2.5 veranschaulicht dies.

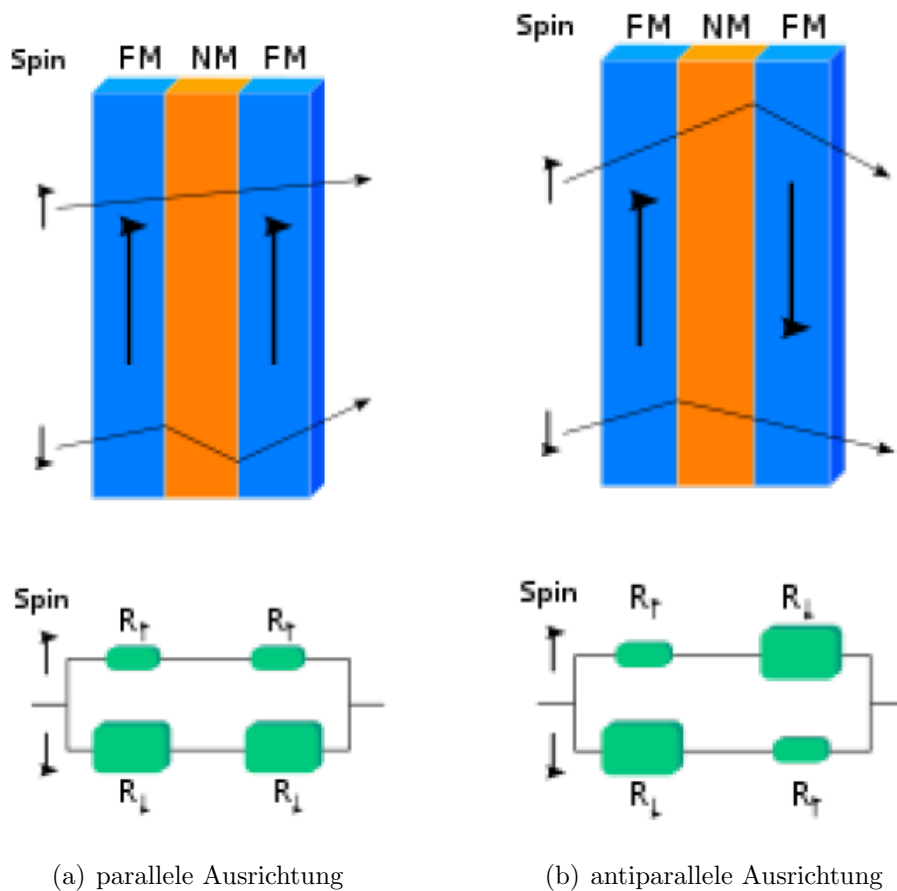


Abbildung 2.5: Weglängen des Stromes innerhalb einer GMR Struktur aus [1].

2.6.5.3 Anwendung

Sensoren, die auf dem GMR-Prinzip basieren, wurden vor allem im Bereich der Festplatten-speicher sehr schnell und erfolgreich als neuer Typ für Leseköpfe eingesetzt. Andere Anwendungen sind in den Bereichen der kontaktlosen Schalter sowie der berührungslosen Strom-messgeräte wiederzufinden.

2.6.6 Technologievergleich magnetoresistiver Sensoren

Das Entfallen aufwändiger Verstärkungsprozesse aufgrund des hohen Ausgangssignals bei GMR-Sensoren bringt einen entscheidenden Vorteil im Vergleich mit anderen MR-Technologien. Weiters ist die hohe Empfindlichkeit sowie die gute Temperaturstabilität dieser Technologie zu erwähnen.

In Tab. 2.4 wird ein Überblick über die Stärken und Schwächen der zuvor erwähnten MR-Technologien gegeben. Die nachfolgende Auflistung führt einige der vielen Anwendungsgebiete magnetoresistiver Sensoren an:

- Positionsbestimmung von pneumatischen Zylindern
- Positionsbestimmung von Stoßdämpfern

Eigenschaften	GMR	AMR	Hall	Induktiv
Temperaturstabilität	+++	++	+	++
Ausgangssignal	+++	++	+	größenabh.
Empfindlichkeit	+++	+++	++	++
Leistungsverbrauch	+++	+	++	größenabh.
Größe	+++	+	+++	+
DC-Betrieb	ja	ja	ja	nein
Kosten	+++	+	+	

Tabelle 2.4: Technologievergleich Magnetoresistiver Sensoren aus [6].

- Kontaktlose Schalter
- Erdmagnetfeldmessung
- Rissprüfung
- Leseköpfe von Festplatten
- Fahrzeugerkennung bei Verkehrszählung
- Geschwindigkeitsregelung von Zahnradantrieben
- Magneto-resistive Random Access Memory (MRAM)
- Strommessung
- Reifengeschwindigkeitsmessung für ABS-Bremssysteme

2.7 Der eingesetzte GMR-Sensor

Eingesetzt wurde der, am Institut bereits vorhandene GMR-Sensor NVE AA003-02, der in diesem Kapitel näher beschrieben wird. In den Tab. 2.5 sowie 2.6 wurden die wichtigsten technischen Merkmale aus dem entsprechenden Datenblatt des Sensorherstellers NVE [6] zusammengefasst.

2.7.1 Beschreibung der Kenndaten

2.7.1.1 Input Voltage Range

Definiert die maximal zulässige Versorgungsspannung des Bauteils.

2.7.1.2 Operating Frequency

Definiert die mini- und maximale Betriebsfrequenz.

Aufgrund der unteren Betriebsfrequenzgrenze von 0 Hz (DC), ist der Sensor in der Lage, magnetische Gleichfelder zu erfassen. Das Erdmagnetfeld stellt ein Beispiel für ein solches Feld dar.

Property	Min	Nominal	Max	Unit
Input Operating Voltage			± 25	V
Operating Frequency	DC		>1	MHz
Temperature Range	-50		125	$^{\circ}\text{C}$
Electrical Offset (V)	-4		4	mV/V
Max Output		45		mV/V
Nonlinearity			2	% (unipolar)
Hysteresis			4	% (unipolar)
TCR		+0.14		%/K
TCOI		+0.03		%/K
TCOV		-0.1		%/K
Off-axis Characteristic		$\cos(\beta)$		
ESD		400		V pin to pin HBM

Tabelle 2.5: Auszug aus den allgemeinen Kenndaten des verwendeten GMR-Sensors NVE AA003-02 aus [6].

Part Number	Saturation Field [Oe]	Specific Linear Range		Sensitivity	
		Min	Max	Min	Max
AA003-02	20	0	14	2	3.2

Tabelle 2.6: Auszug aus den magnetischen Kenndaten des verwendeten GMR-Sensors NVE AA003-02 aus [6].

2.7.1.3 Temperature Range

Definiert den für den Sensor gültigen Einsatztemperaturbereich.

2.7.1.4 Electrical Offset

Definiert die mini- und maximale Offsetspannung des Sensors in Bezug auf die Brückenspeisespannung. Aufgrund der Tatsache, dass die Brücke herstellungsbedingt nicht exakt abgeglichen werden kann, ergibt sich die verbleibende Offsetspannung.

Nicht zu verwechseln ist die Offsetspannung mit einem durch Störeinflüsse verursachten Signal. Die Ursache für ein solches Signal kann beispielsweise das Erdmagnetfeld oder ein, in naher Umgebung wirkender, Permanentmagnet sein.

Für die Messung bedeutet dieser Offset einen Gleichsignalanteil am Ausgang. Ist das zu messende Nutzsignal ein Wechselsignal, kann dieser Gleichsignalanteil sehr einfach durch ein Hochpassfilter (HPF) eliminiert werden.

2.7.1.5 Maximal Output

Definiert die höchst mögliche Signalausgangsspannung bei Betrieb im linearen Bereich, höchster zulässiger Brückenspeisespannung und maximalem Magnetfeld.

2.7.1.6 Nonlinearity

Definiert die maximale Abweichung von der linearen Kennlinie bezogen auf den linearen Spannungsbereich.

2.7.1.7 Hysteresis

Eine GMR-Struktur besteht aus Material mit ferromagnetischen und nichtmagnetischen Eigenschaften. Ist ferromagnetisches Material einem magnetischen Feld ausgesetzt, so wird es selbst zum Magneten. Das Abschalten des äußeren Magnetfeldes bewirkt im Material den Verlust der Magnetisierung. Dieser Verlust ist allerdings als nicht restlos anzusehen. Es bleibt ein kleiner Teil als Restmagnetismus, die sogenannte Remanenz zurück. Sie bewirkt den Hystereseeffekt.

Ein typischer Hystereseverlauf des verwendeten Sensors für den bipolaren Betrieb ist in Abb. 2.6(a) dargestellt. Zum Vergleich stellt Abb. 2.6(b) die Hystereseschleife für den unipolaren Betrieb dar. Der angegebene Hysteresefehler mit 4% im unipolaren Betrieb ist wesentlich geringer als der mit 20% angegebene Fehler im bipolaren Betriebsfall.

2.7.1.8 Temperature Coefficient of Resistance (TCR)

Definiert die thermisch bedingten Veränderungen der GMR-Widerstände über den spezifizierten Temperaturbereich.

2.7.1.9 Temperature Coefficient of Output at Constant Input Current (TCOI)

Definiert die thermisch bedingte Änderung der Ausgangsspannung über den spezifizierten Temperaturbereich bei Konstantstromspeisung der Brücke.

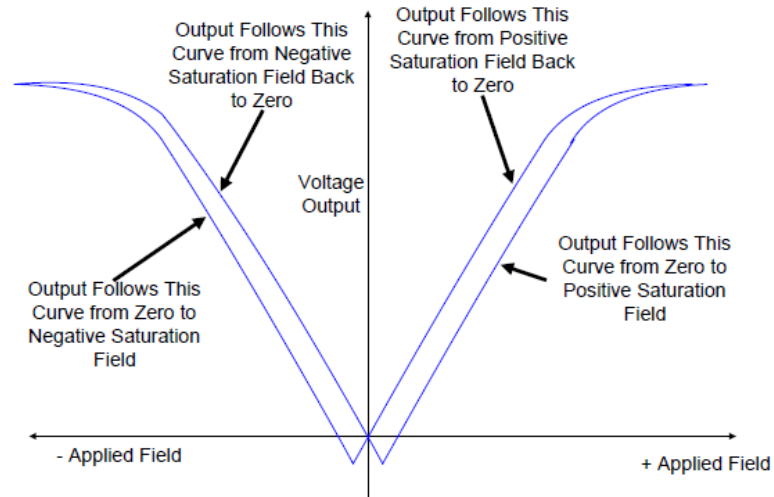
2.7.1.10 Temperature Coefficient of Output at Constant Input Voltage (TCOV)

Definiert die thermisch bedingte Änderung der Ausgangsspannung über den spezifizierten Temperaturbereich bei Konstantspannungsspeisung der Brücke.

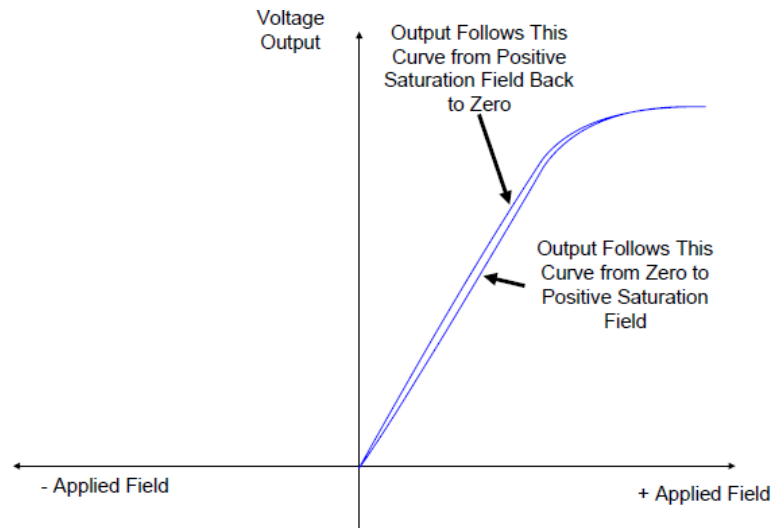
2.7.1.11 Axis of Sensitivity

Definiert die Lage der Sensitivitätsachse des Sensors.

Durch die im Sensor angeordneten Flux-Concentrators ist eine Veränderung der Empfindlichkeit möglich. Durch deren Anordnung in Längsrichtung, diese ist damit auch die



(a) Hystereseverlauf für bipolaren Betrieb.



(b) Hystereseverlauf für unipolaren Betrieb.

Abbildung 2.6: Hystereseverläufe des verwendeten GMR-Sensors NVE AA003-02 für unterschiedliche Betriebsarten aus [6].

Sensitivitätsachse, ergibt sich eine Bündelung des Flusses auf die ungeschirmten GMR-Widerstände in der Mitte des Bauteils. Die Abb. 2.7 veranschaulicht diesen Sachverhalt.

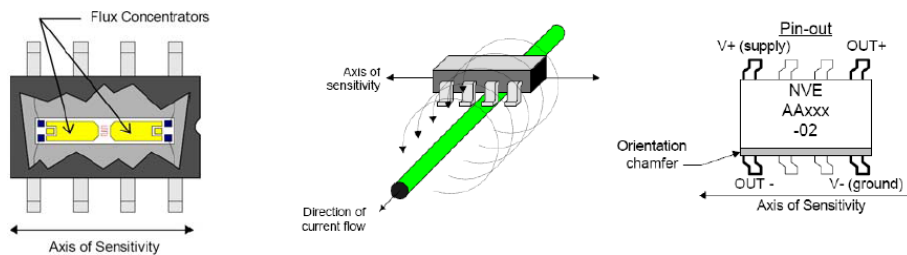


Abbildung 2.7: Erläuterungen zur Sensitivitätsachse des GMR-Sensors aus [6].

2.7.1.12 Off Axis Characteristic

Definiert den zu berücksichtigenden Faktor im Fall, dass das Feld nicht entlang der Empfindlichkeitsachse des Sensors wirkt.

Würde der Sensor beispielsweise um einen Winkel von 90° gedreht, so läge die Feldwirkung exakt in Längsrichtung und somit genau entlang der Empfindlichkeitsachse des Sensors. Entsprechend der Gl. 2.17 (siehe Tab. 2.5) würde sich die Ausgangsspannung zu Null ergeben.

$$\cos(90^\circ) = 0 \quad (2.17)$$

2.7.1.13 Elektro Static Discharge (ESD)

Spezifiziert die an den Anschlüssen des Sensors maximal erlaubte Entladespannung nach dem Human Body Model (HBM).

2.7.1.14 Saturation Field and linear Range

Spezifiziert die Magnetfeldstärke, bei der der Sensor im linearen Bereich arbeitet bis seine Sättigung eintritt. In Abb. 2.8 werden diese beiden Kenndaten veranschaulicht.

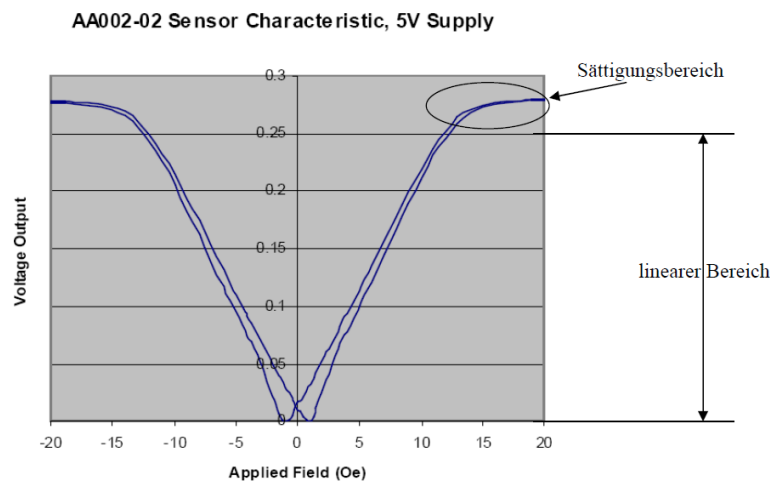


Abbildung 2.8: Linearer Bereich und Sättigungsbereich des GMR-Sensors aus [3].

2.7.1.15 Sensitivity

Spezifiziert die Empfindlichkeit des Sensors. Angegeben wird diese in mV/V/Oe nach Gl. 2.18. Dadurch ist es bei gegebener Empfindlichkeit, Brückenspeisespannung und Ausgangsspannung möglich, auf das anliegende Magnetfeld zurückzurechnen.

$$\text{Empfindlichkeit} \left[\frac{\text{mV}}{\text{V}} \right]_{\text{Oe}} = \frac{\text{GMR-Ausgangsspannung [mV]}}{\text{Brückenspeisespannung [V]} \cdot \text{anliegendes Magnetfeld [Oe]}} \quad (2.18)$$

2.7.1.16 Beispiel zur Sensitivity

Das angeführte Beispiel aus [3] veranschaulicht den Umgang mit den erwähnten Parametern.

$$\begin{aligned} \text{Empfindlichkeit laut Datenblatt} &= 2 \text{ mV/V/Oe} \\ \text{Gemessene GMR-Ausgangsspannung} &= 14 \text{ mV} \\ \text{Brückenspeisespannung} &= 15 \text{ V} \end{aligned}$$

Allgemein stellt sich die Empfindlichkeit bezogen auf die Brückenspannung wie in Gl. 2.19 beschrieben dar.

$$\text{Empfindlichkeit} \left[\frac{\text{mV}}{\text{V}} \right] = \frac{\text{GMR-Ausgangsspannung} [\text{mV}]}{\text{Brückenspeisespannung} [\text{V}]} \quad (2.19)$$

Nach Umformung der Gl. 2.19 lässt sich die GMR-Ausgangsspannung nach Gl. 2.20 berechnen.

$$\text{GMR-Ausgangsspannung} [\text{mV}] = \text{Brückenspeisespannung} [\text{V}] \cdot \text{Empfindlichkeit} \left[\frac{\text{mV}}{\text{V}} \right] \quad (2.20)$$

Mit den angegebenen Werten folgt durch Anwendung der Gl. 2.20, daß sich die Ausgangsspannung um $\frac{30 \text{ mV}}{1 \text{ Oe}}$ ändert.

Die Gl. 2.21 beschreibt den Vorgang beim Zurückrechnen auf das anliegende Magnetfeld.

$$\begin{aligned} \frac{1 [\text{Oe}]}{30 [\text{mV}]} &= \frac{\text{ges. Magnetfeld} [\text{Oe}]}{14 [\text{mV}]} \\ \text{ges. Magnetfeld} [\text{Oe}] &= \frac{1 [\text{Oe}] \cdot 14 [\text{mV}]}{30 [\text{mV}]} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Alternativ lässt sich das gesuchte Magnetfeld nach Beziehung 2.22 auch in μT wie in Gl. 2.23 ausdrücken.

$$\begin{aligned} 1 [\text{Oe}] &= 100 [\mu\text{T}] \text{ in Luft} \quad (2.22) \\ \frac{100 [\mu\text{T}]}{30 [\text{mV}]} &= \frac{\text{ges. Magnetfeld} [\mu\text{T}]}{14 \text{ mV}} \\ \text{ges. Magnetfeld} [\mu\text{T}] &= \frac{100 [\mu\text{T}] \cdot 14 [\text{mV}]}{30 [\text{mV}]} \end{aligned} \quad (2.23)$$

2.7.2 Umrechnung von Oersted (Oe) in Tesla (T) und Gs (Gs)

Mit den Beziehungen 2.24 und 2.25 gilt für die magnetische Flussdichte in Luft der Zusammenhang aus Gl. 2.26.

$$1 [\text{Oe}] = \frac{1000 [\text{A}]}{4 \cdot \pi [\text{m}]} \approx 79.577 \frac{\text{A}}{\text{m}} \quad (2.24)$$

$$B = \mu \cdot H \quad (2.25)$$

$$B = \mu_0 \cdot H \hat{=} 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{[\text{Vs}]}{[\text{Am}]} \cdot \frac{1000 [\text{A}]}{4 \cdot \pi [\text{m}]} \hat{=} 10^{-4} [\text{T}] \hat{=} 1 [\text{Gs}] \quad (2.26)$$

2.8 Lösungsverfahren von Feldproblemen

2.8.1 Allgemeines

Zur Lösung von Feldproblemen mit einfachen Geometrien lassen sich folgende, direkte Integrationsverfahren anwenden:

- Separation der Variablen
- Fourier-Transformation
- Laplace-Transformation

Liegt eine Problemstellung mit komplexeren Geometrien und verschiedenen Materialien vor, so sind die direkten Verfahren nicht mehr anwendbar.

Die Lösung wird in solchen Fällen über Näherungsverfahren gesucht. Typische Approximationsverfahren sind:

- die Störungsrechnung
- Reihenansätze
- Statistische Methoden (Monte-Carlo-Methode)
- das Finite Differenzen Verfahren
- Integralmethoden
- Variationsmethoden (Ritzsches Verfahren)
- die Methode der gewichteten Residuen
- die Finite Elemente Methode

Im nachfolgenden Kapitel 2.8.2 wird die Methode der finiten Elemente näher beschrieben.

2.8.2 Finite Elemente Methode (FEM)

Die Methode der Finiten Elemente findet heutzutage in vielen technischen Bereichen Anwendung. Sie kommt immer dann zum Einsatz, wenn es um das Auffinden einer Näherungslösung in nicht analytisch lösbaren, komplexen Problemstellungen geht.

Die folgenden Einsatzmöglichkeiten im Entwicklungsprozess zeigen die Bedeutung der Methode:

- Konzeptevaluierung: Unterschiedliche Konzepte können schon sehr früh auf ihre Tauglichkeit hin untersucht und - sofern notwendig - korrigiert werden.

- Analyse von Entwürfen: Ein genaues Verständnis der Details und Interaktionen in einem Entwurf (beispielsweise die Auswirkungen der Materialwahl) ist von entscheidender Wichtigkeit.
- Simulation von Prozessen: Enormes Einsparungspotential bei Herstellungskosten im Produktionsprozess durch vorzeitige Fehlererkennung und Optimierung.

Verglichen mit dem, sehr zeit- und kostenintensiven experimentellen Lösungsansatz, stellt die numerische Lösungsmethode ein besonders wirtschaftliches Verfahren dar.

2.8.2.1 Allgemeines

Die Grundidee der FEM ist die Unterteilung des Definitionsgebiets (Ω) der unbekannt Funktion (oder Funktionen), der Domäne, in eine endliche (finite) Anzahl (m) an kleineren und damit einfacheren Gebieten (Ω_e), den finiten Elementen (Subdomains).

Der Vorgang der Unterteilung ist der erste Schritt und wird als Diskretisierung bezeichnet. Die Gl. 2.27 zeigt die mathematische Beschreibung dieses Vorgangs.

$$\Omega = \sum_{e=1}^m \Omega_e \quad (2.27)$$

Ω . . . Domain

Ω_e . . . Subdomain Nr. e

m . . . Anzahl der FE

Abhängig von der Dimension des zu diskretisierenden Gebiets, stellen die Subdomains entweder Teilstrecken, Teilflächen oder Teilvolumen dar. Eine Linearkombination mehrerer linear unabhängiger Basisfunktionen (den sogenannten Formfunktionen) ist Bestandteil der, dem finiten Element zugeordneten Näherungslösung und ist ausschließlich in diesem von null verschieden. Sie weist eine noch nicht festgelegte Anzahl an Parametern auf. An gewissen Punkten des Elements, den sogenannten Knotenpunkten, werden die Parameter - diese sind die Funktionswerte selbst - angenommen.

Die gesuchte Funktion ist bei dieser Methode an allen Knotenpunkten definiert. Gemeinsam mit den Randbedingungen ergibt sich ein Gleichungssystem. Dieses wird zur Bestimmung der Funktionswerte in den Knoten verwendet.

Existiert für das zu lösende Problem ein Variationsintegral, geht man von der Methode der gewichteten Residuen - oftmals in Form der Galerkin-Methode (siehe Kap. 2.8.3) - aus. Da die Differentialgleichungen lediglich in ihrer schwachen Form durch die Methoden der Integration mit einem Verlust an Genauigkeit gelöst werden, ist die Lösung stets eine Näherungslösung.

Der Vorgang des Preprocessings beschreibt die physikalischen Gegebenheiten durch die

Parameter der Geometrie, den Rand- und Materialbedingungen sowie der Beschreibung der Quellen.

Zusammengefasst kann gesagt werden: „Die Gegebenheiten der realen Welt werden in einer, für die Berechnungen notwendigen Modelldatenbank erfasst.“

Die FE existieren für zweidimensionale Berechnungen in Form von Dreiecken, Vierecken und Parallelogrammen.

Im Fall von dreidimensionalen Berechnungen kommen Tetraeder, Dreiecksprismen oder Hexaeder, wie sie in Abb. 2.9 gezeigt sind, zum Einsatz. Um den Fehler durch die Dis-

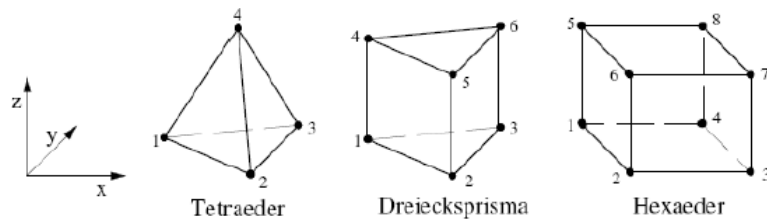


Abbildung 2.9: Einfache Elementtypen der 3D-FEM aus [4].

cretisierung zu minimieren, besteht die Möglichkeit, FE höherer Ordnung - beispielsweise quadratische Funktionen - zu verwenden. Diese Elemente erlauben eine besser angepasste Erfassung der Geometrie im 2D-Lösungsgebiet und sind in Abb. 2.10 dargestellt. Die erfassten Punkte werden als sogenannte Knoten bezeichnet. In diesen

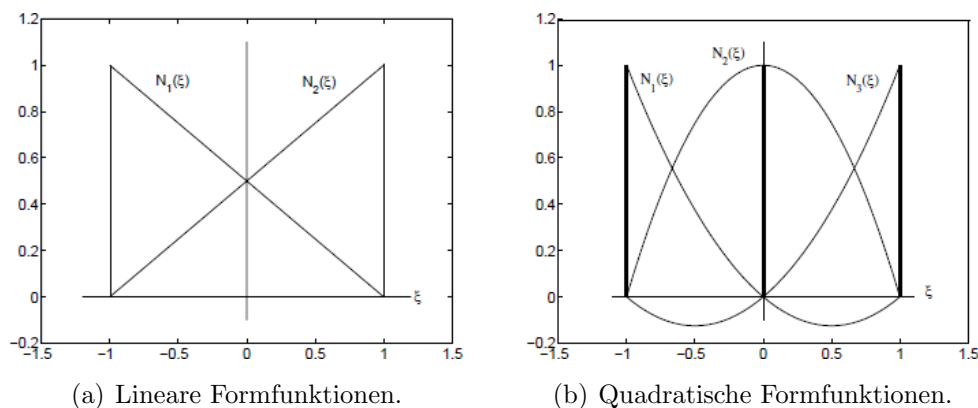


Abbildung 2.10: Formfunktionen unterschiedlicher Ordnung aus [9].

Knoten werden später die gesuchten Funktionswerte oder Knotenvariablen berechnet. Sehr stumpfe oder spitze Winkel innerhalb der Elemente sind aufgrund von Genauigkeitsverlust zu vermeiden.

2.8.2.2 Diskretisierung

Die zur Beschreibung der Geometrie verwendeten Näherungsfunktionen werden als Formfunktionen bezeichnet. Die Approximationsvorschrift für Geometrien in einem

lokalen Koordinatensystem (ξ, η, ζ) ist in den Glg. 2.28 bis 2.30 gegeben.

$$x(\xi, \eta, \zeta) = \sum_{i=1}^n N_i((\xi, \eta, \zeta))x_i \quad (2.28)$$

$$y(\xi, \eta, \zeta) = \sum_{i=1}^n N_i((\xi, \eta, \zeta))y_i \quad (2.29)$$

$$z(\xi, \eta, \zeta) = \sum_{i=1}^n N_i((\xi, \eta, \zeta))z_i, \quad (2.30)$$

wobei

$x_i, y_i, z_i \dots$ aus der Diskretisierung bekannte Knotenwerte
 $N_i(\xi, \eta, \zeta) \dots$ von den Koordinaten der Eckpunkte
 des Elementes Ω_e abhängige Formfunktion im Knotenpunkt i

Die Formfunktion N_i besitzt die Eigenschaft, im Knotenpunkt i mit den Koordinaten x_i, y_i, z_i gleich Eins und gleichzeitig an allen anderen Knotenpunkten des Elements gleich Null zu sein (siehe Gl. 2.31).

$$N_i = \begin{cases} 1 & \text{im Knotenpunkt } i \\ 0 & \text{in allen anderen Knotenpunkten} \end{cases} \quad (2.31)$$

2.8.2.3 Lösungsansatz

Abhängig von der vorliegenden Problemstellung wird nach der Diskretisierung in jedem Einzelement ein passender Lösungsansatz gesucht. Im Fall eines Skalarpotentials hat der Ansatz die Form in Gl. 2.32.

$$\Phi_e = \sum_{i=1}^{n_k} c_i(\xi, \eta, \zeta) \cdot \varphi_i \quad (2.32)$$

$n_k \dots$ Anzahl der Knoten des FE

$c_i \dots$ Ansatzfunktionen

$\varphi_i \dots$ gesuchtes Skalarpotential in den Knoten

Werden für die Ansatzfunktionen dieselben linear unabhängigen Polynomfunktionen - wie sie bei der Beschreibung der Geometrie verwendet wurden - entsprechend Gl. 2.33 gewählt, ergeben sich die in Gl. 2.34 angeführten, isoparametrischen finiten Elemente.

$$c_i(\xi, \eta, \zeta) = N_i(\xi, \eta, \zeta) \quad (2.33)$$

$$\Phi_e(\xi, \eta, \zeta) = \sum_{i=1}^{n_k} N_i(\xi, \eta, \zeta) \cdot \varphi_i \quad (2.34)$$

2.8.3 Methode der gewichteten Residuen nach Galerkin

Die Methode der gewichteten Residuen nach Galerkin, ist von besonderer Bedeutung. Ihr spezielles Merkmal ist die Wahl der Gewichtsfunktionen identisch den Formfunktionen bei der Diskretisierung sowie der Ansatzfunktionen bei der Lösung.

Die Gl. 2.35 beschreibt die exakte Lösung. Die Näherungslösung in Gl. 2.36 zeigt den Approximationsfehler R . Dieser, als Residuum bezeichnete Fehler soll, wie in Gl. 2.38 beschrieben, über das gesamte Gebiet aufsummiert zu Null werden.

$$\Delta\Phi - f = 0 \quad (2.35)$$

$$\Delta\tilde{\Phi} - f = R \quad (2.36)$$

Entsprechend der Methode werden die Gewichtsfunktionen identisch den Form- sowie den Ansatzfunktionen gewählt (siehe Gl. 2.37).

$$W_i(\xi, \eta, \zeta) = c_i(\xi, \eta, \zeta) = N_i(\xi, \eta, \zeta) \quad (2.37)$$

Durch diese Maßnahme wird das resultierende Gleichungssystem für Wirbelstromprobleme symmetrisch und es entsteht die Möglichkeit, symmetrische Lösungsverfahren zu verwenden. Diese bringen Einsparungen bei benötigter Rechenleistung und Speicherbedarf.

$$\int_{\Omega} W(\Delta\tilde{\Phi} - f)d\Omega = 0. \quad (2.38)$$

2.8.4 \vec{A}, \vec{V} -Formulierung

Aufgrund des vorliegenden Wirbelstromproblems wird zur mathematischen Beschreibung die \vec{A}, \vec{V} -Formulierung verwendet. Es wird davon ausgegangen, dass die Rückwirkung aus dem Wirbelstromgebiet auf das erregende Gebiet vernachlässigt und somit als rückwirkungsfrei angesehen werden kann.

Nachfolgend sind die dabei geltenden Beziehungen angeführt. Für eine ausführliche Beschreibung wird an dieser Stelle auf [9] verwiesen.

Für die Betrachtung im zeitharmonischen Fall gelten die Maxwell-Gleichungen, wie in den Glg. 2.39 bis 2.41 beschrieben.

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} \quad (2.39)$$

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.40)$$

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (2.41)$$

Es gelten die folgenden Beziehungen:

$$\begin{aligned}\vec{B} &= \mu \vec{H} \\ \vec{B} &= \text{rot } \vec{A} \\ \vec{H} &= \frac{1}{\mu} \vec{B} = \nu \vec{B} \\ \vec{H} &= \nu \text{rot } \vec{A}\end{aligned}$$

μ ... Permeabilität (linear, allg. Tensor)

ν ... Reluktivität (linear, allg. Tensor)

Von diesen Beziehungen ausgehend, folgen mit einigen Umformungen:

$$\begin{aligned}\vec{J} &= \text{rot}(\nu \text{rot } \vec{A}) & (2.42) \\ \text{rot } \vec{E} &= -\frac{\partial}{\partial t} (\text{rot } \vec{A}) = -\text{rot } \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \\ \text{rot } \vec{E} + \text{rot } \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} &= 0 \\ \text{rot}(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}) &= 0 \\ \vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} &= -\text{grad } V.\end{aligned}$$

Diese führen zu folgender Gleichung:

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \text{grad } V$$

mit

$$\begin{aligned}\vec{J} &= \gamma \vec{E} = -\gamma \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \text{grad } V \right) \\ \frac{\partial}{\partial t} &= j\omega\end{aligned}$$

Für Symmetrie im algebraischen Gleichungssystem verwendet man anstelle von V deren zeitliche Ableitung \dot{V} bzw. \underline{v} :

$$\begin{aligned}\underline{V} &= V e^{j\omega t} \\ \underline{\dot{V}} &= j\omega V e^{j\omega t} = \underline{v}\end{aligned}$$

Es folgt:

$$\vec{J} = -j\omega\gamma \vec{A} - j\omega\gamma \text{grad } V$$

Durch Einsetzen in Gl. 2.42 folgt:

$$\text{rot}(\nu \text{rot } \vec{A}) + j\omega\gamma \vec{A} + j\omega\gamma \text{grad } v = \vec{0} \quad (2.43)$$

$$\mathit{grad}(\nu \mathit{div} \vec{A}) \quad (2.44)$$

Einbau der Gl. 2.44 in Gl. 2.43 führt zu:

$$\mathit{rot}(\nu \mathit{rot} \vec{A}) - \mathit{grad}(\nu \mathit{div} \vec{A}) + j\omega\gamma \vec{A} + j\omega\gamma \mathit{grad} v = \vec{0} \quad (2.45)$$

$$\mathit{div} \vec{J} = 0$$

$$\mathit{div}(j\omega\gamma \vec{A} + j\omega\gamma \mathit{grad} v) = 0 \quad (2.46)$$

Die Integration über das gesamte Gebiet ergibt:

$$\int_{\Omega} N_i (\mathit{rot}(\nu \mathit{rot} \vec{A}) - \mathit{grad}(\nu \mathit{div} \vec{A}) + j\omega\gamma \vec{A} + j\omega\gamma \mathit{grad} v) d\Omega = \vec{0} \quad (2.47)$$

$$\int_{\Omega} N_i \mathit{div}(j\omega\gamma \vec{A} + j\omega\gamma \mathit{grad} v) d\Omega = 0. \quad (2.48)$$

Man erhält das zu lösende algebraische Gleichungssystem

$$[A] \begin{Bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \\ V \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} r_x \\ r_y \\ r_z \\ r_V \end{Bmatrix}. \quad (2.49)$$

Kapitel 3

Messsystem

3.1 Prinzip

Befindet sich elektrisch leitfähiges Material (z. B. ein Marknagel-Material) in einem magnetischem Wechselfeld, so erfährt es einen induzierten Stromfluss. Das Wechselfeld wird durch sattelförmig geformte Spulen erzeugt. Diese werden mit einer Wechselstromquelle definierter Frequenz angespeist.

An Stellen, an denen das Material nicht homogen ist (für die Verriegelung vorgesehene Löcher), bilden sich gestörte Wirbelstromverteilungen aus. Sie verursachen ein Gegenfeld mit derselben Frequenz des Erregerfeldes und wirken somit direkt auf dieses zurück. Die Rückwirkung kann in jedem Ortspunkt in Form einer Differenz zum ungestörten Fall gemessen werden.

Durch die Verwendung hochempfindlicher Sensoren (siehe Kap. 2.7) kann das Magnetfeld im ungestörten (wirbelstromfreien) sowie im gestörten Fall gemessen werden. Die Messung im ungestörten Fall wird in Folge als Leerfeldmessung bezeichnet.

Die Differenzbildung beider Messergebnisse ergibt das rückwirkende Feld. In Abb. 3.1 wird dieser Vorgang veranschaulicht. Mathematisch lässt sich der Wirbelstromeffekt mit Hilfe der ersten beiden Maxwell-Gleichungen wie folgt beschreiben:

Die erste Maxwell Gleichung - Durchflutungsgesetz:

$$\operatorname{rot}\vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial\vec{D}}{\partial t} \quad (3.1)$$

Die zweite Maxwell Gleichung - Induktionsgesetz:

$$\operatorname{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \quad (3.2)$$

Die Gl. 3.2 stellt den Zusammenhang zwischen der elektrischen Feldstärke und der magnetischen Flussdichte dar.

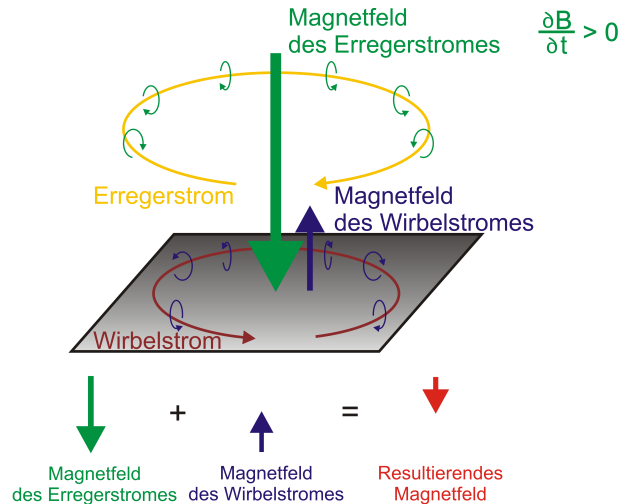


Abbildung 3.1: Entstehung und Auswirkung von Wirbelströmen aus [3].

Um die erste und zweite Maxwell'sche Gleichung in Verbindung zu bringen, wird eine dritte Gleichung benötigt.

Die Materialgleichung 3.3 verbindet die Stromdichte mit der elektrischen Feldstärke über den Materialparameter der elektrischen Leitfähigkeit.

$$\vec{J} = \gamma \cdot \vec{E} \quad (3.3)$$

Inhomogenitäten, wie Risse oder Fremdkörpereinschlüsse im Material, führen zu unterschiedlichen elektrischen Leitfähigkeiten.

Wird von einer konstanten Erregung ausgegangen, kann sich nach Gl. 3.3 die Stromdichte nur über die elektrische Leitfähigkeit verändern.

Eine Veränderung der Leitfähigkeit bedeutet somit eine direkt proportionale Veränderung der Stromdichte und der damit verbundenen Wirbelströme. Einher geht die Veränderung des rückwirkenden magnetischen Wirbelstromfeldes, woraus das Gesamtmagnetfeld resultiert.

Gemessen wird bei einer erhöhten Leitfähigkeit ein kleineres, bei verringerter Leitfähigkeit ein größeres Gesamtmagnetfeld. In beiden Fällen wird jedoch das Gesamtmagnetfeld durch die Rückwirkung geschwächt.

Es werden mehrere Sensoren in einer bekannten geometrischen Verteilung (siehe Abb. 3.2) um das Messobjekt platziert. Dies erlaubt die simultane Erfassung der hervorgerufenen Änderungen des magnetischen Feldes an unterschiedlichen Aufpunkten. Eine Aneinanderreihung der Messsignale führt, für jede Lage des Messobjekts, zu einer eindeutig zuordenbaren Signatur.

Die optimale Positionierung und Ausrichtung der Sensoren ist Thema einer Optimierung und würde den Rahmen dieser Arbeit sprengen. Detaillierte Ausführungen dazu sind in [5] zu finden.

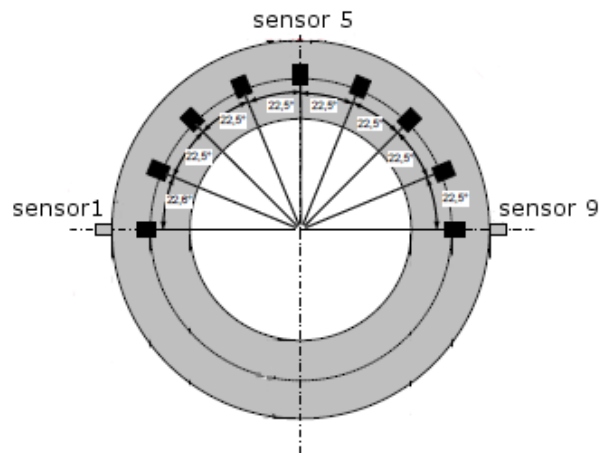


Abbildung 3.2: Anordnung der 9 GMR-Sensoren in einem Halbkreis um das Messobjekt.

3.2 Aufbau

Die Abb. 3.3 gibt einen Überblick über den Messaufbau.

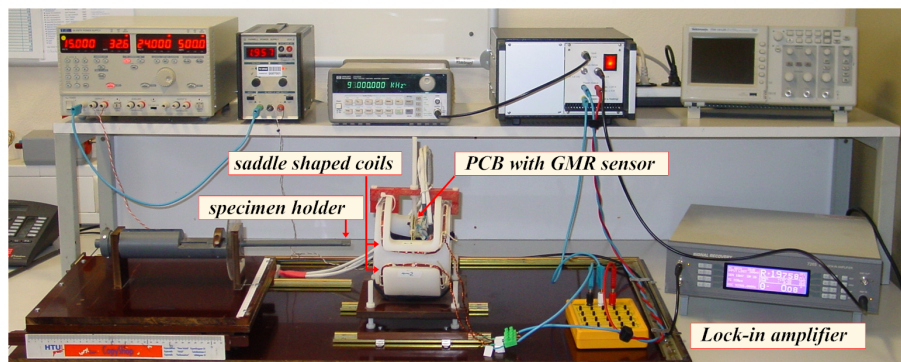


Abbildung 3.3: Der Messaufbau im Überblick aus [10].

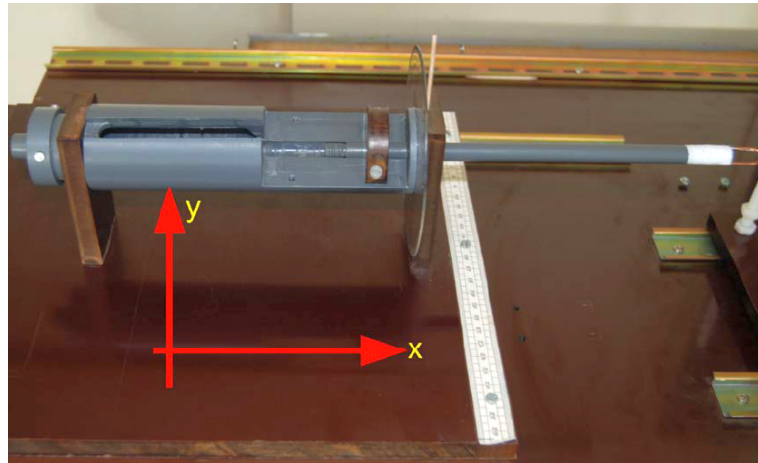
3.2.1 Messschlitten

In Abb. 3.4 ist der manuell verstellbare Messschlitten dargestellt. Ähnlich einem Kreuztisch verfügt er über Freiheitsgrade in x- und y-Richtung. Zusätzlich lässt sich der Drehwinkel des, im Messobjektaufnehmer eingespannten Messobjekts einstellen.

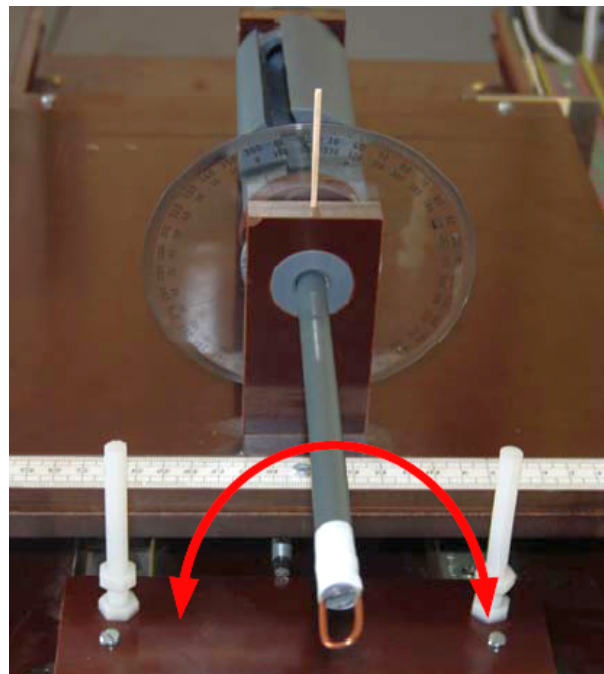
3.2.2 Multiplexer

Die Aufgabe der Multiplexer (MUX)-Einheit ist die sequentielle Verbindung der 10 Sensorausgänge auf den Verstärkereingang.

Die Abb. 3.5 zeigt den Multiplexer mit seinen E/A-Schnittstellen. Die Tab. 3.1 und 3.2 zeigen die Belegungen der verwendeten, 25-poligen D-SUB(M) Stecker am MUX.



(a) Freiheitsgrade in x- und y-Richtung.

(b) Freiheitsgrad des Drehwinkels ρ .**Abbildung 3.4:** Freiheitsgrade des Messschlittens.

3.2.3 Sattelspule

Das erregende System der Sattelspulen hat die Aufgabe, ein Magnetfeld mit möglichst hoher Flussdichte zu erzeugen. Ein hoher Stromfluss durch die Spulen ist dazu notwendig.

Abb. 3.6 stellt die Sattelspulen in verschiedenen Ansichten dar.

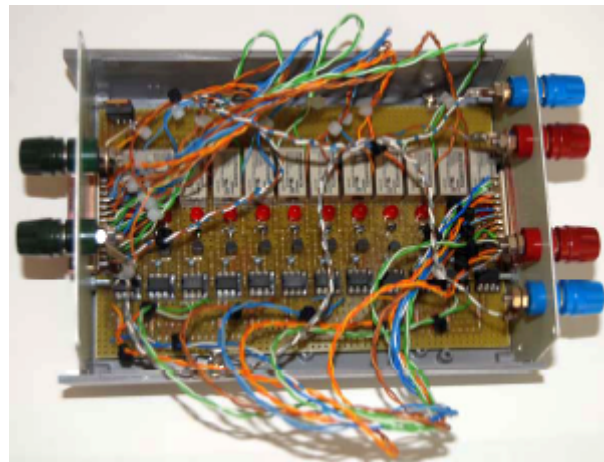
3.2.3.1 Signaleinspeisung der Erregerspule

Ein Frequenzgenerator vom Typ Agilent 33120A dient als Signalquelle für den Shaker-Verstärker. Dieser arbeitet als spannungsgesteuerte Stromquelle. Die Sattelspulen werden in Serie miteinander verbunden, sodass es zu einer Überlagerung beider Felder



(a) Signalausgang und Sensor-I/O des MUX.

(b) Versorgungseingänge und Steuerschnittstelle des MUX.



(c) Innenansicht des MUX.

Abbildung 3.5: Der Multiplexer aus [3].

kommt.

3.2.3.2 Erhöhung des Erregerstroms

Aufgrund der Tatsache, dass die Impedanz der Spule mit steigender Frequenz der Anspeisung größer wird und dadurch der Erregerstrom abnimmt, ist es bei gegebenen Kenndaten nicht möglich, eine ausreichend große Erregung einzustellen. Die Gl. 3.4 beschreibt den Zusammenhang.

$$X_L = j \cdot \omega \cdot L \quad (3.4)$$

Durch die Realisierung eines Serienresonanzkreises (siehe Abb. 3.7) mit einer zusätzlichen Korrekturkapazität C_K ist es möglich, den induktiven Anteil der mit der Frequenz nach Gl. 3.4 ansteigt, zu kompensieren. Dadurch findet der Resonanzkreis bei der verwendeten Arbeitsfrequenz sein Impedanzminimum.

Als stromlimitierender Faktor verbleibt lediglich der rein ohmsche Widerstand der Spule R . Durch Wahl eines hohen Leiterquerschnittes für die Wicklungsdrähte wird dieser Widerstand gering gehalten.

In Tab. 3.3 sind die Kenndaten der verwendeten Sattelspulen angeführt.

Funktion	PIN Nr.
Digital IN 1	1
Digital IN 2	2
Digital IN 3	3
Digital IN 4	4
Digital IN 5	5
Digital IN 6	6
Digital IN 7	7
Digital IN 8	8
Digital IN 9	9
Digital IN 10	10
Digital IN 11	11
Digital IN 12	12
+5 V	13
GND	25

Tabelle 3.1: Pinning der MUX-Schnittstelle „INPUT NI USB-6008“ aus [3].

Funktion	PIN Nr.
GMR 1	1+2
GMR 2	3+4
GMR 3	5+6
GMR 4	7+8
GMR 5	9+10
GMR 6	11+12
GMR 7	13+14
GMR 8	15+16
GMR 9	17+18
GMR 10	19+20
GMR 11	21+22
+15 V	13
GND	25

Tabelle 3.2: Pinning der MUX-Schnittstelle „GMR-I/O“ aus [3].

Kenngröße	Wert
Windungszahl N	5
Leiterdurchmesser d	1.25 mm
L	28.8 μH
R	0.4 Ω

Tabelle 3.3: Kenndaten der Sattelspulen.

3.2.3.3 Gleichungen zum Serienresonanzkreis

$$\underline{Z} = R + j \cdot \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right) \quad (\text{Impedanz}) \quad (3.5)$$

$$|\underline{Z}| = \sqrt{R^2 + \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right)^2} \quad (\text{Betrag der Impedanz}) \quad (3.6)$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C}}{R}\right) \quad (\text{Phase}) \quad (3.7)$$

$$(3.8)$$

$$I = \frac{U}{|\underline{Z}|} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right)^2}} \quad (\text{Strom im Schwingkreis}) \quad (3.9)$$

Durch die Kompensation des Imaginärteils mit Hilfe der Korrekturkapazität bleibt lediglich der ohmsche Widerstand übrig und der Strom erreicht sein Maximum.

Setzt man nun für die Resonanzkreisfrequenz die Beziehung 3.10 ein, so ergibt sich Gl. 3.11 und nach Umformung Gl. 3.12.

$$\omega = \omega_0 \quad (3.10)$$

$$\left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right) = 0 \quad (3.11)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}} \quad (3.12)$$

Die Induktivität der Sattelspule mit $L=26.6 \mu\text{H}$ ist bereits bekannt. Aus der Wahl, dass die Resonanzfrequenz gleich der Messfrequenz (90 kHz) sein soll, ergibt sich für die Korrekturkapazität nach Gl. 3.13 ein Wert von rund $2 \mu\text{F}$.

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L} \quad (3.13)$$

3.2.4 Messobjekt

Als Messobjekte dienen zwei Blättchen (siehe Abb. 3.8 und 3.9) sowie ein Ring aus Kupfer (siehe Abb. 3.10). Deren Abmessungen sind in Tab. 3.4 angeführt.

Kupfer besitzt eine relativ hohe Leitfähigkeit ($58 \cdot 10^6 \frac{\text{S}}{\text{m}}$), wodurch eine hohe Stromdichte ermöglicht wird. Dies ist für die Anwendung von Vorteil, da sich dadurch ein möglichst großes Magnetfeld ausbilden kann.

Messobjekt Nummer	Messobjekt Typ	x-Ausdehnung [mm]	y-Ausdehnung [mm]	z-Ausdehnung [mm]	Radius [mm]
1	Kupferblatt	10	20	2	-
2	Kupferblatt	5	20	2	-
3	Kupferring	-	-	-	10

Tabelle 3.4: Kenndaten der Messobjekte.

3.2.4.1 Definition der Lagebeschreibung des Messobjekts

Die Abb. 3.11 und 3.12 veranschaulichen die Lagebeziehungen.

Drehwinkel $\rho \hat{=}$ Rotation in der yz-Ebene, dh. das Messobjekt wird um die x-Achse gedreht.

Drehwinkel $\theta \hat{=}$ Rotation in der xz-Ebene, dh. das Messobjekt wird um die y-Achse gedreht.

Ein positiver Drehwinkel bedeutet eine Rotation im Uhrzeigersinn (UZS), ein negativer Drehwinkel kommt einer Rotation gegen den UZS gleich.

Winkel-Nulllage: $\theta=0^\circ$, $\rho=0^\circ$

Das Messobjekt wird weder um die x- noch um die y-Achse gekippt.

Orts-Nulllage: $x=0$, $y=0$, $z=0$

Dies entspricht der Position im Schnittpunkt der Lotrechten von Sensor 5 mit der horizontalen Verbindungslinie zwischen Sensor 1 und 9.

3.2.4.2 Positionierung des Messobjekts

Die Positionierung des Messobjekts relativ zum Messsystem, kann grundsätzlich auf zwei Arten erfolgen. Einerseits kann das Messsystem bewegt und dabei das Messobjekt starr gehalten werden, andererseits kann natürlich auch das Messobjekt bewegt werden, während das Messsystem ruht.

Im Allgemeinen ist es aufgrund der notwendigen Anschlussstrategie als auch aufgrund geometrischer Eigenschaften einfacher, das Messobjekt zu bewegen.

Da diese Methode auch bei anderen, etablierten Verfahren wie zB. der Computer Tomographie (CT) oder der Magnetresonanz Tomographie (MRT) zum Einsatz kommt, fällt auch hier die Wahl auf diese Methode.

Es wird also das Messsystem starr gehalten, während das auf einem Kreuztisch gelagerte Messobjekt nach jedem Messschritt automatisiert bewegt werden soll.

Derzeit wird die Positionierung des Messobjekts allerdings manuell vorgenommen.

3.2.5 Messsensor

Der im Eigenbau angefertigte Messsensor besteht aus, auf Kreissegmenten gedruckten Schaltungen. Diese werden deckungsgleich übereinander angeordnet. Dabei stellt eine Schaltung den Sensorlayer (siehe Abschnitt Sensorlayer) und die zweite Schaltung den Biaslayer (siehe Abschnitt Biaslayer) des Messsensors dar.

3.2.5.1 Sensorlayer

Der Sensorlayer dient der Aufnahme der 9 GMR-Sensoren und enthält alle für den Betrieb notwendigen Versorgungs- und Datenleitungen. Die Abb. 3.13(a) und (b) stellen den Sensor-Layer dar.

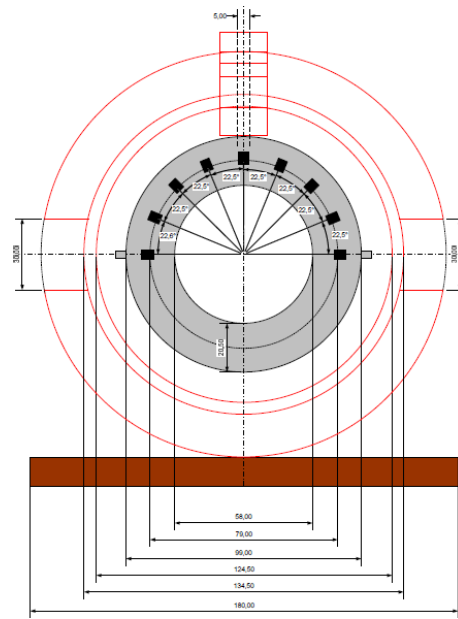
Die zweite Bahn in diesem Segment, die aktuell nur von Sensor Nr. 10 genutzt wird, wurde bereits vorausschauend zum Zweck der Gradientenmessung in das Layout aufgenommen.

3.2.5.2 Biaslayer

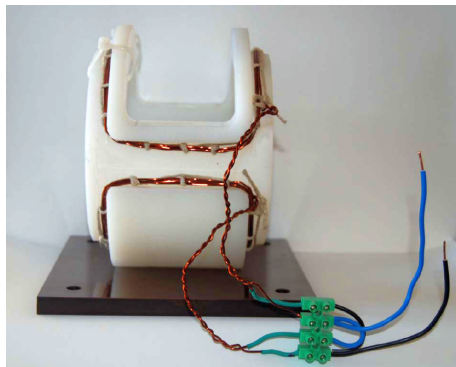
Der Biaslayer dient dazu, die Sensoren in einem linearen Arbeitsbereich betreiben zu können. Durch die Speisung dieser Ringstruktur mit einem Gleichstrom von 2A ergibt sich an jedem Sensor ein Gleichmagnetfeld zur Arbeitspunkteinstellung von rund 200 μT . Die Abb. 3.14(a) und (b) stellen den Bias-Layer des Messsensors dar.



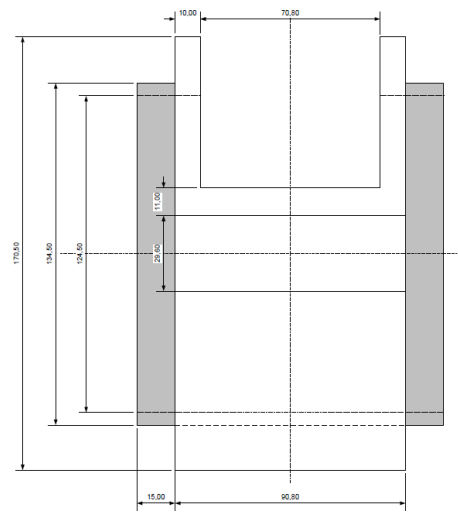
(a) Sattelspulen im Aufriss.



(b) Detailzeichnung der Sattelspulen in Aufrissdarstellung.



(c) Sattelspulen in Seitenansicht.



(d) Detailzeichnung der Sattelspulen in Seitenansicht.

Abbildung 3.6: Die Sattelspulen in verschiedenen Ansichten aus [3].

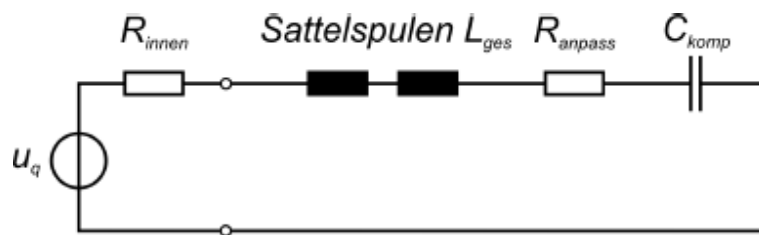


Abbildung 3.7: Serienresonanzkreis der Erregung aus [4].

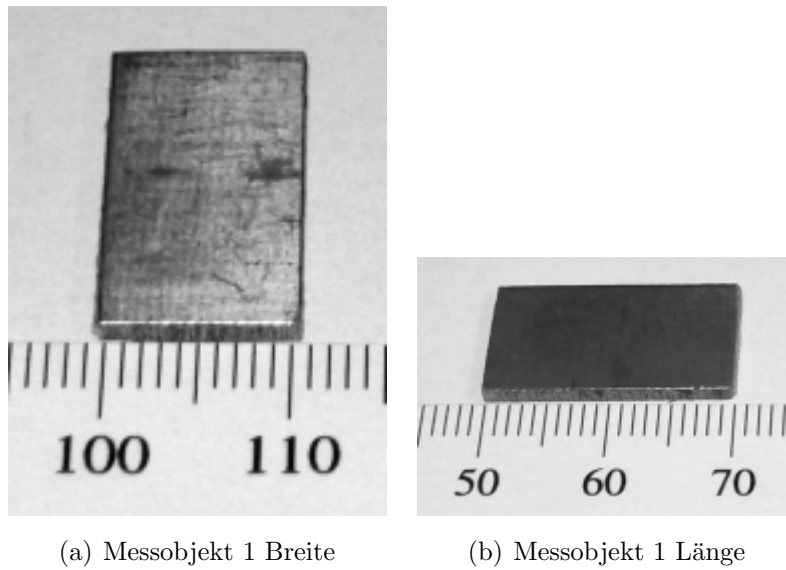


Abbildung 3.8: Darstellungen des verwendeten Messobjekts Nr. 1.

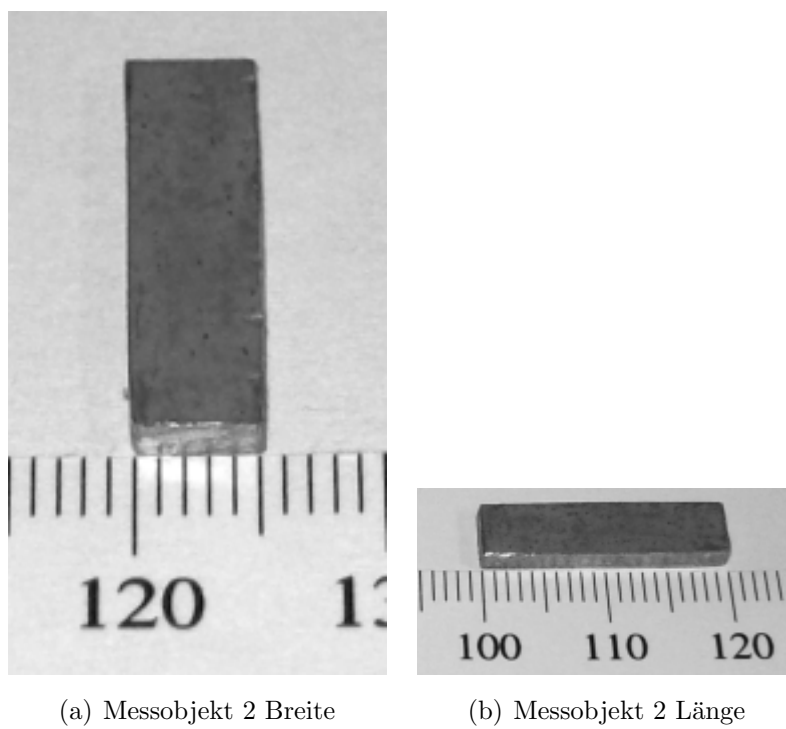


Abbildung 3.9: Darstellungen des verwendeten Messobjekts Nr. 2.



Abbildung 3.10: Darstellung des verwendeten Messobjekts Nr. 3.

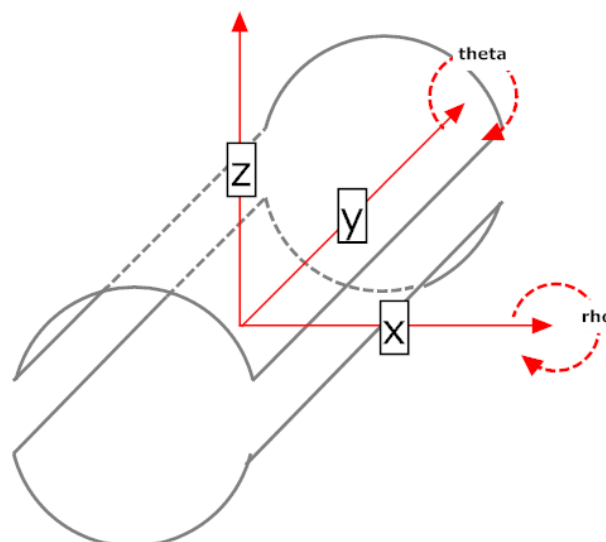
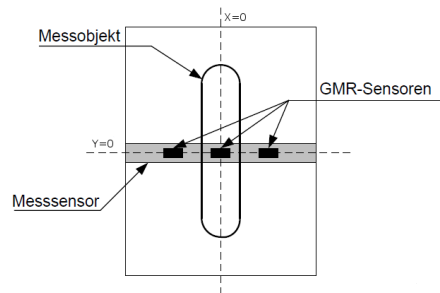
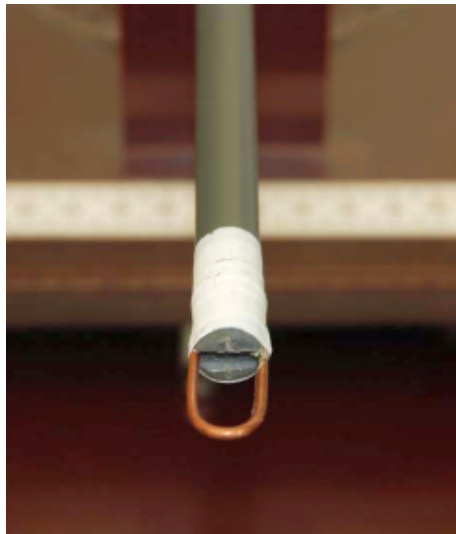
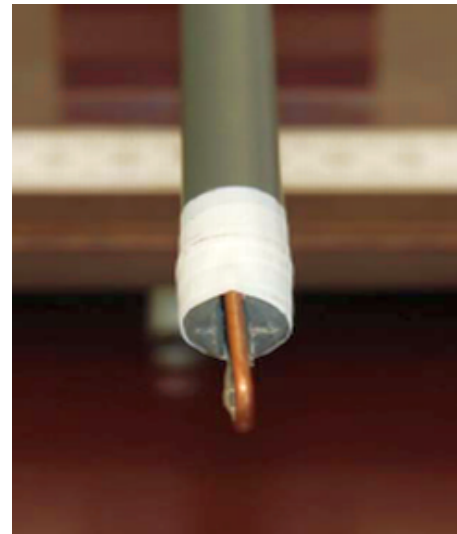
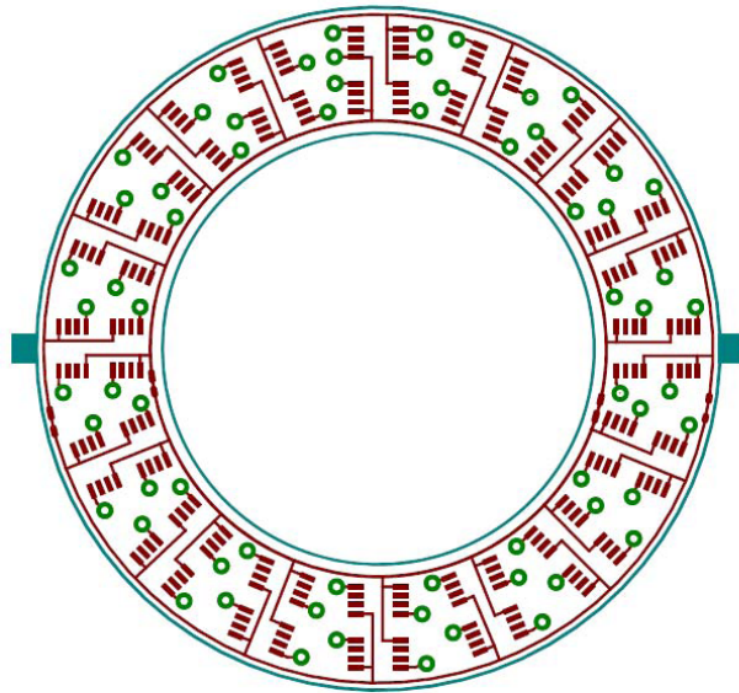


Abbildung 3.11: Definition der Messlagen und Freiheitsgrade im Koordinatensystem.

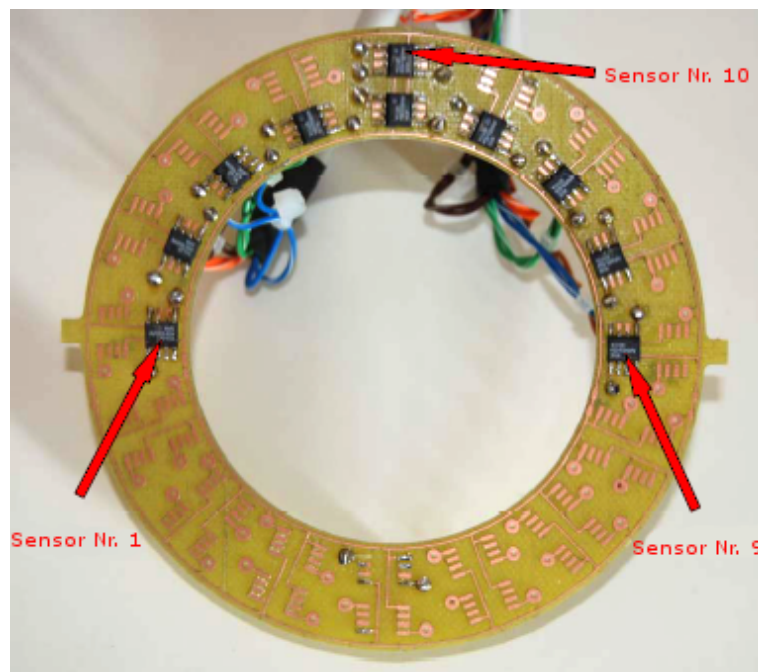


(a) Messlagen in Grundrissdarstellung

(b) Messlage in 0° bzw. 180° (c) Messlage in 90° bzw. 270° **Abbildung 3.12:** Darstellungen zur Lagebeschreibung eines Messobjekts aus [3].

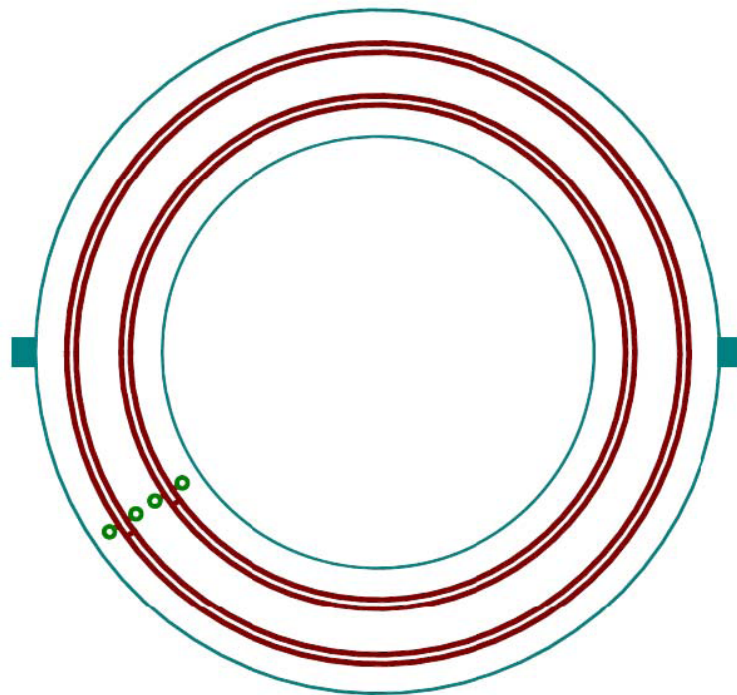


(a) Layout des Sensorlayer des Messsensors.

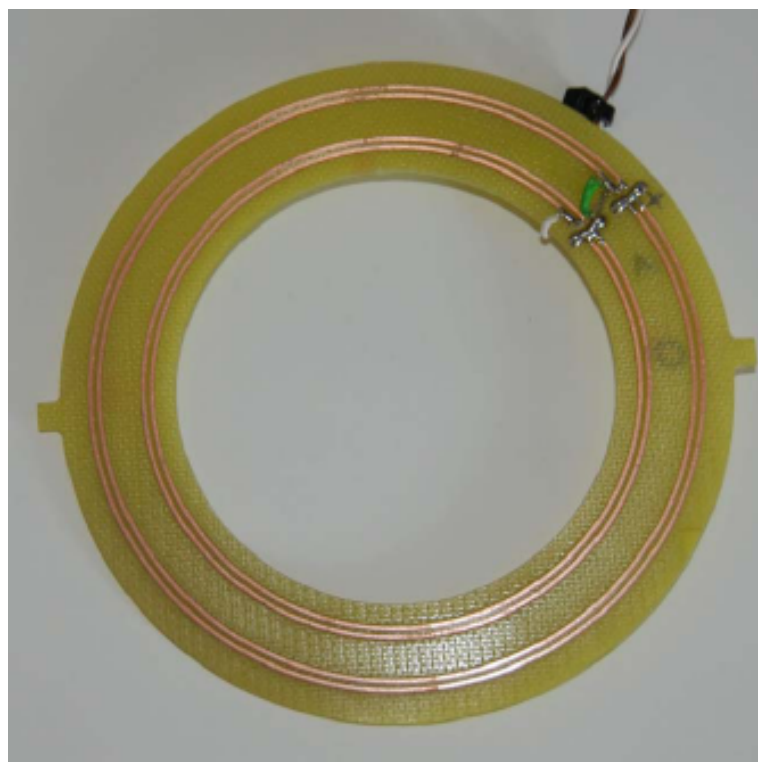


(b) Abbildung des Sensorlayer des Messsensors.

Abbildung 3.13: Der Sensorlayer des Messsensors aus [3].



(a) Layout des Biaslayer des Messensors.



(b) Abbildung des Biaslayer des Messensors.

Abbildung 3.14: Der Biaslayer des Messensors aus [3].

Kapitel 4

Modellierung

4.1 Überblick über das Problemgebiet

Die Abb. 4.1 stellt das modellierte Problemgebiet, bestehend aus Erregerspulen und Messobjekt Nr. 3, dar. Alle gezeigten Feldbilder wurden mit dem FEM-Softwarepaket „EleFAnT3D“ erstellt.

4.2 Modell des Messobjekts Nr. 3

Das Modell der, im Fall des Messobjekts Nr. 3 vorliegenden Struktur einschließlich des umgebenden Gebiets, besteht aus 32 2D-Makroelementen (2D-ME).

Das 3D-Modell ergibt sich durch eine Rotation des 2D-Schnittes um die z-Achse.

Die Rotation erfolgt in 8 Teilschritten zu je 45° und führt zu einer Anzahl von 256 3D-Makroelementen(3D-ME).

Zusätzlich werden für die Beschreibung des, direkt an die z-Achse angrenzenden Modellgebietes weitere 16 3D-ME benötigt.

Es ergeben sich in Summe 272 nicht unterteilte 3D-ME.

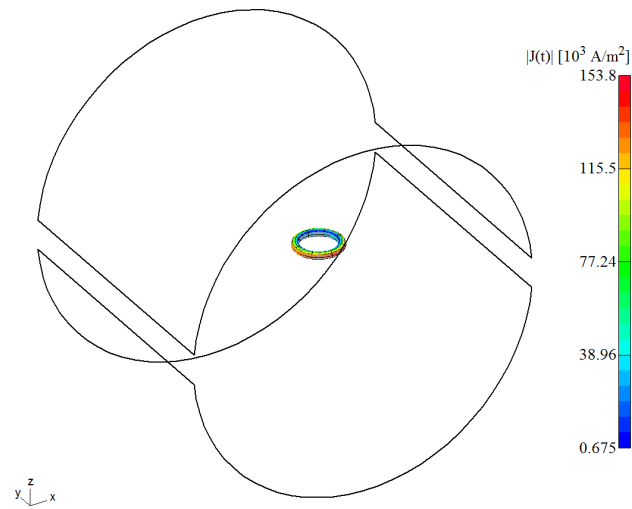
Bei einer Unterteilung mit dem Faktor 4 in x, y und z Richtung, ergeben sich nach Gl. 4.1 17408 Finite Elemente (FE). Jedes dieser FE wird durch 26 Knoten (8 Eckknoten, 12 Kantenmittelknoten und 6 Flächenmittelknoten, siehe Abb. 4.2(b)) beschrieben.

$$\text{Anzahl}_{\text{FE}} = \text{Anzahl}_{\text{3D-ME}} \cdot \text{Unterteilung}_x \cdot \text{Unterteilung}_y \cdot \text{Unterteilung}_z \quad (4.1)$$

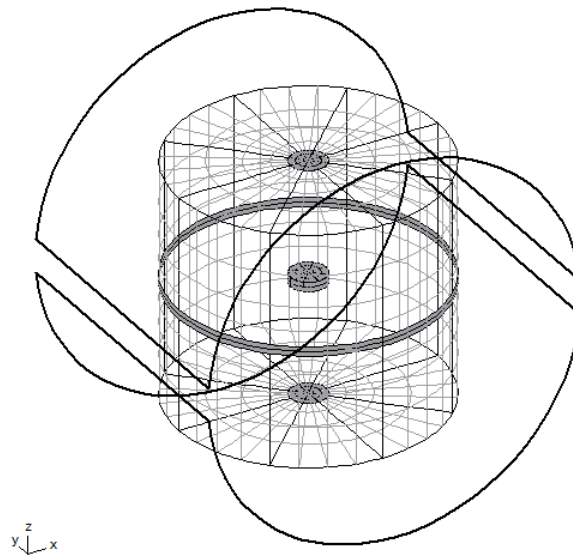
$$\text{Anzahl}_{\text{Knoten}} = \text{Anzahl}_{\text{FE}} \cdot \text{Knoten je Element} \quad (4.2)$$

Nach Gl. 4.2 müssten sich theoretisch 452608 Knoten ergeben. Da jedoch benachbarte FE gemeinsame Knoten besitzen, reduziert sich die Anzahl der Knoten zu 72193. Die Anzahl der Kanten beträgt 213952.

Die Rechenzeit für eine Konfiguration beträgt an einem Intel Core Duo E8500 System mit 3.16GHz und 8GByte RAM in etwa 10 Minuten.

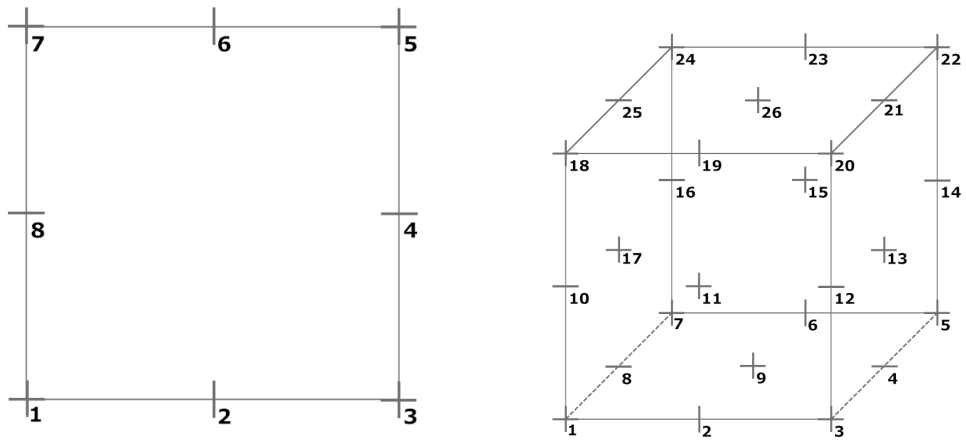


(a) Erregerspulen (schwarze Linien) und Wirbelstromgebiet (farbig dargestellter Ring).



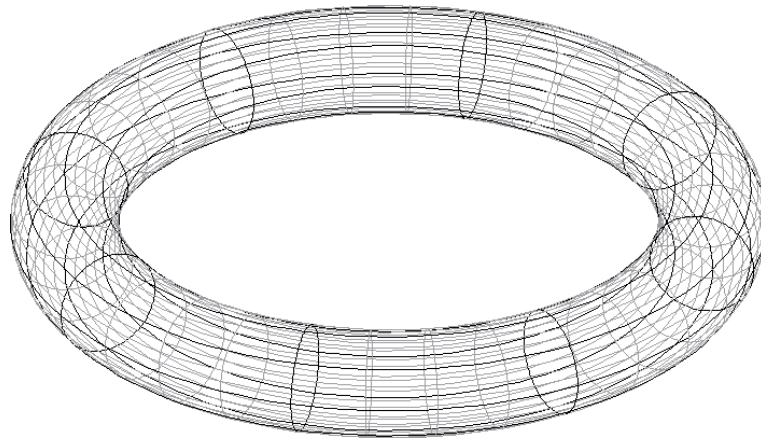
(b) Darstellung der Erregerspulen und des Modellgebiets in Gitteransicht.

Abbildung 4.1: Modell des Problemgebiets mit dargestellter Erregerspule und Messobjekt Nr. 3.

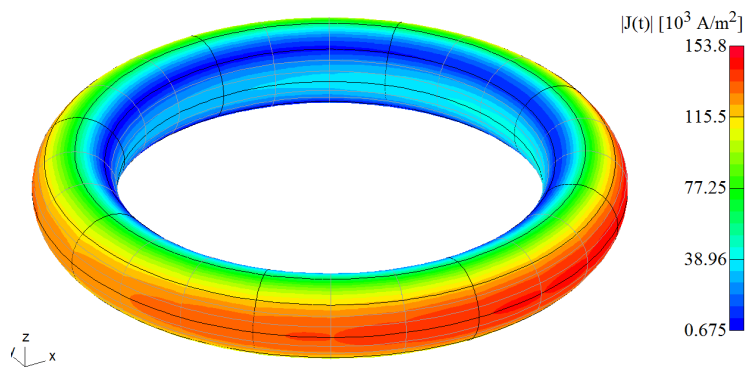


(a) Knoten in einem 2D-Makroelement. (b) Knoten in einem 3D-Makroelement.

Abbildung 4.2: Nummerierung der Knoten von Makroelementen.

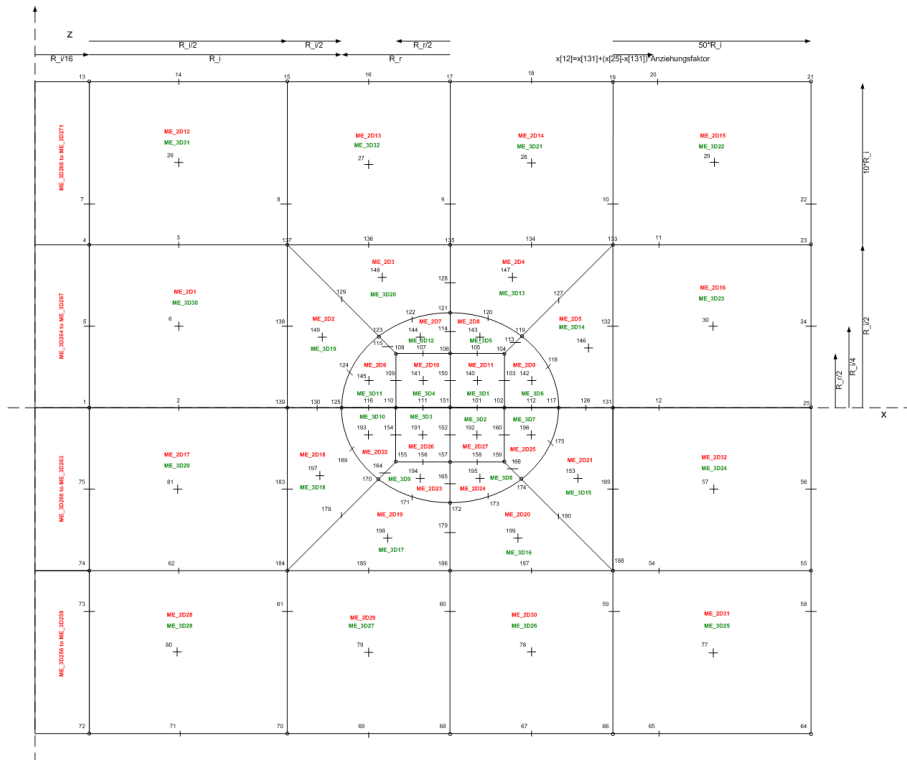


(a) FE-Unterteilung des Modells.

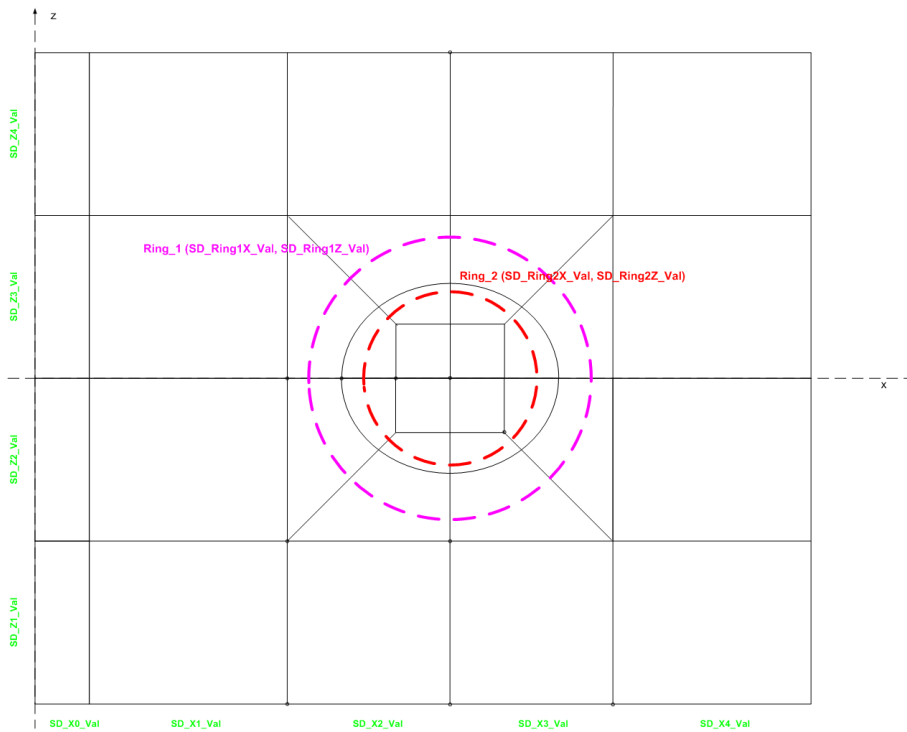


(b) Darstellung des Stromdichteverlaufs ($x=y=z=0 \text{ mm}$, $\rho=0^\circ$, $\theta=0^\circ$).

Abbildung 4.3: Modell des Messobjekts Nr. 3.

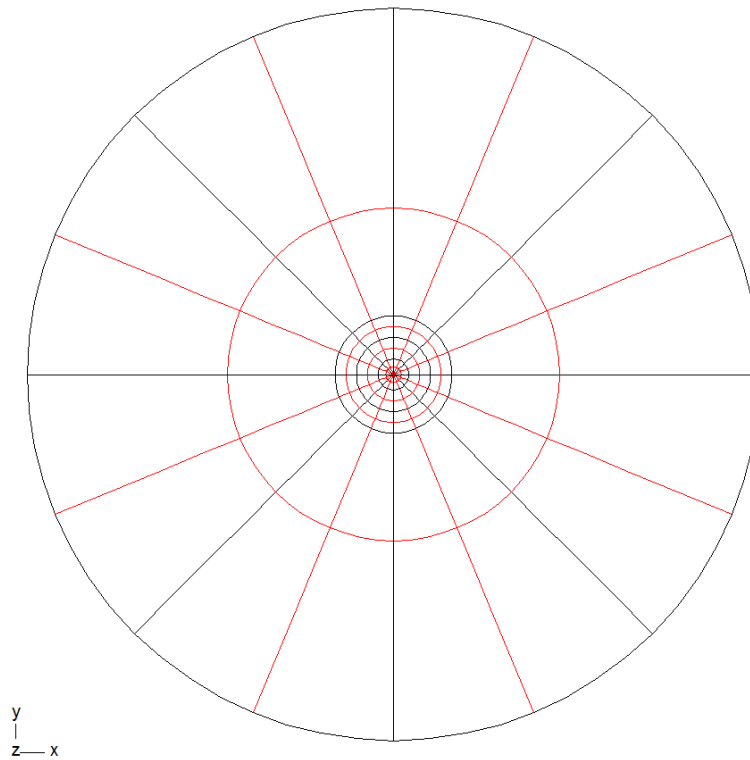


(a) Darstellung und Nummerierung der Makroelemente für 2D (rot) und 3D (grün).

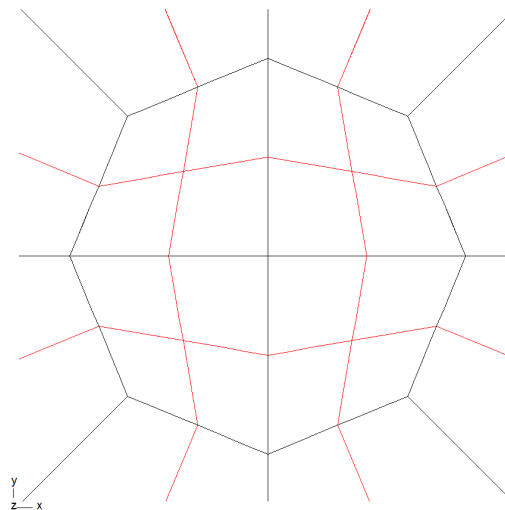


(b) Darstellung der Parameter für die Makroelement-Verfeinerung.

Abbildung 4.4: Makroelemente und Verfeinerungsparameter des Modells.



(a) Sicht auf das 3D-Modell des Problemgebiets in der xy -Ebene.



(b) Detailansicht der Diskretisierung um den Koordinatenursprung.

Abbildung 4.5: Makroelementdarstellung des 3D-Modells in der xy -Ebene.

Kapitel 5

Ergebnisse

5.1 Vergleich von Messungen und Berechnungen

Durch die Anordnung der Sensoren wird bei der Messung des rückwirkenden Magnetfeldes stets die Radialkomponente des Feldes gemessen. Der radiale Abstand, gemessen vom Mittelpunkt der Sensoranordnung bis zu den Sensoren beträgt 40 mm (siehe Abb. 5.1).

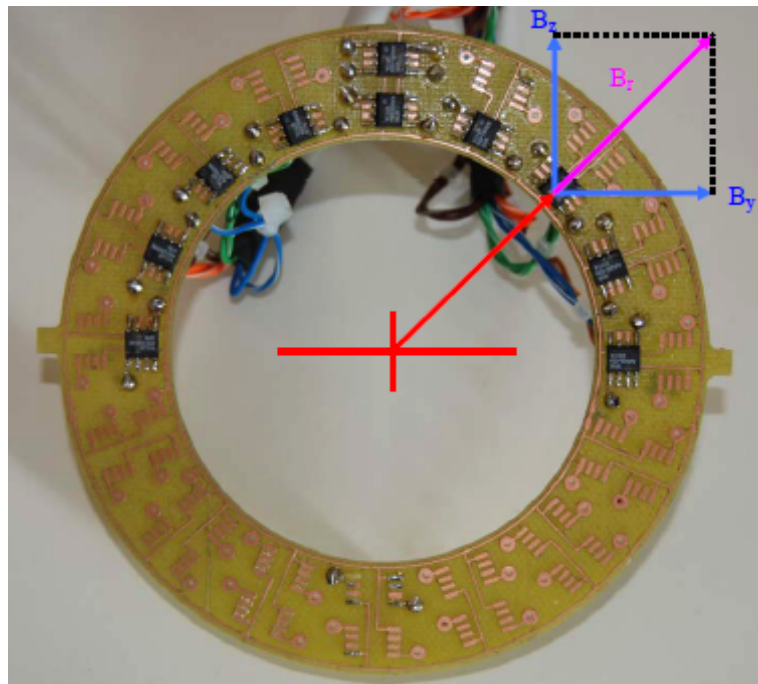


Abbildung 5.1: Anteile des gemessenen Magnetfeldes aus [3].

5.2 Kupferring

Bei den vorliegende Messungen wurde Messobjekt Nr. 3 (siehe Tab. 3.4) verwendet. Die zum Vergleich herangezogenen Berechnungen basieren auf dem, in Kap. 4.2 beschriebenen Modell.

5.3 Kupferplättchen

Bei den vorliegenden Messungen wurde Messobjekt Nr. 1 (siehe Tab. 3.4) verwendet. Die zum Vergleich herangezogenen Berechnungen basieren auf einem, dem Messobjekt entsprechendem Modell.

Die Abb. 5.2(a) zeigt die Messergebnisse für den GMR-Sensor Nr. 5 (siehe Abb. 3.2) bei Vorschub des Messobjekts in y-Richtung. Dargestellt wird der Vertrauensbereich (rot) sowie ein, aus 5 Messreihen gemittelter Verlauf (blau).

Der Vergleich zwischen gemessenen (durchgezogene Linie) und berechneten (unterbrochene Linie) Werten ist in Abb. 5.2(b) dargestellt.

5.4 Geräteverzeichnis und Einstellungen

5.4.1 Geräteverzeichnis

- Lock-In Verstärker: Signal Recovery „Dual Phase DSP Lock-in Amplifier“ (Model Nr. 7265); Leihgabe des Institutes für Brain-Computer Interfaces (BCI) an der TU-Graz
- Instrumentierungsverstärker: ADA400A der Firma Tektronix; Leihgabe des Institutes für Messtechnik (EMT) an der TU-Graz
- Leistungsverstärker-Erregersignal: Shakerversorgung; Leihgabe des EMT-Institutes an der TU-Graz
- Oszilloskop: Agilent 54621A
- Spannungsquelle-Biasstrom: TII QL355TP (OUT1)
- Spannungsquelle-Brückenspeisespannung: TII QL355TP (OUT2)
- Frequenzgenerator-Erregersignal: HP33120A

5.4.2 Einstellungen

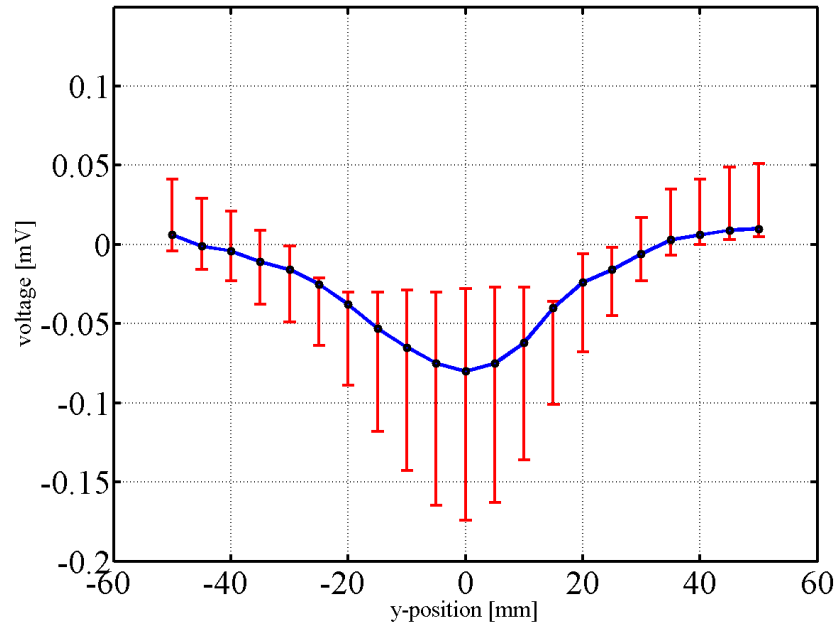
Brückenspeisespannung: $15 V_{DC}$

Eingeprägter Biasstrom: $2 A_{DC}$

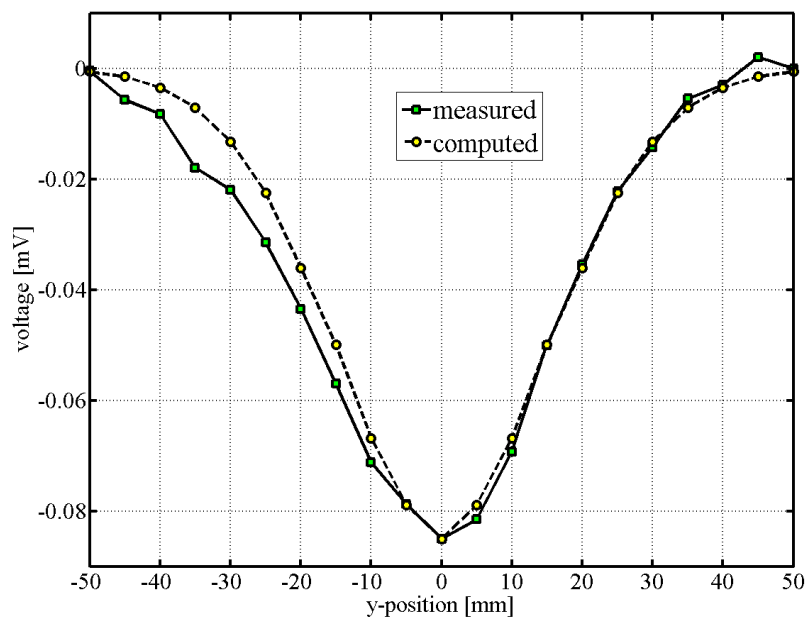
Korrekturkapazität: $0.12 \mu F$

Steuersignal für Shaker-Verstärker: SINUS@93 kHz mit $800 mV_{pp}$

Spulen-Erregerstrom: SINUS@93 kHz mit $4 A_{pp}$



(a) Gemittelte ($N=5$) Messergebnisse (blau) mit eingezeichnetem Vertrauensbereich (rot), Messobjekt Nr. 1, Bewegungsrichtung entlang der y-Achse.



(b) Vergleich von Mess- und Berechnungsergebnissen, Messobjekt Nr. 1, Bewegungsrichtung entlang der y-Achse.

Abbildung 5.2: Messergebnisse und Vergleich mit berechneten Werten.

Kapitel 6

Diskussion und Ausblick

6.1 Diskussion

Es wurde gezeigt, dass durch die Verwendung von GMR-Sensoren die Erkennung von Inhomogenitäten in einem elektrisch leitfähigen, nicht magnetischen Material in relativ großem Abstand zum Messobjekt möglich ist.

Weiters konnte der Einsatz eines kommerziellen Lock-In Verstärkers durch die wesentlich gesteigerte Messsignalqualität im Sinne eines erhöhten SNR, gerechtfertigt werden.

Die, durch die Verwendung eines Messobjekts mit einfacher Geometrie und besonders leitfähigem Material (Kupfer) entstandene Vereinfachung, lässt sich durch den Einsatz hochwertiger Messtechnik in der realen Problemstellung ausgleichen. Für Implantate wird eine inerte Titanlegierung oder rostfreier Stahl verwendet. Eine wesentliche Rolle für die Qualität des Nutzsignals spielt die Wahl der Amplitude des Erregerfeldes.

Problematisch für den praktischen Einsatz ist die, vor jeder Messung notwendige Kalibrierung - d.h. die Leerfeldmessung - in jeder Messposition. Dieser Vorgang benötigt ebensoviel Zeit, wie die Messung selbst. Durch die Verwendung von sogenannten Gradientensensoren könnte die Leerfeld-Messung entfallen.

Der, im praktischen Einsatz vorliegende Einschluss des Messobjekts in humanbiologisches Gewebe, wurde in den vorliegenden Messungen vernachlässigt. Gerechtfertigt wird diese Vereinfachung durch die wesentlich geringere Leitfähigkeit des Gewebes im Vergleich zum Messobjekt selbst. Dadurch sollte es zu keiner signifikanten Beeinflussung des Signals durch das umliegende Gewebe kommen.

6.2 Ausblick

Die vorgestellte Methode der Wirbelstromprüfung zur Detektion nicht zugänglicher, leitender Objekte wird in der zerstörungsfreien Materialprüfung mit Erfolg eingesetzt. Die vorgestellte Applikation im humanmedizinischen Sektor ist dem Autor bis dato

nicht bekannt.

Für den Einsatz in der klinischen Praxis ist eine besonders robuste, automatisierte Messprozedur notwendig. Die Steuerung sollte - dem Stand der Technik angepasst - per Touch-Screen erfolgen. Um eine hohe Verwendbarkeit zu gewährleisten, ist ein intuitives Benutzerinterface mit diversen, vorkonfigurierten Standard-Prozeduren zu entwerfen.

Denkbar wäre eine lasermarkierte und automatische Bohrung nach dem Auffinden der Position für die Verriegelungsschrauben.

Literaturverzeichnis

- [1] Wikipedia.
- [2] AO Foundation. *Transforming Surgery-Changing Lives*.
- [3] M. Kienesberger. Materialinhomogenitätenerkennung durch wirbelstromprüfung unter verwendung von gmr-sensoren, 2009.
- [4] A. Köstinger. Lokalisierung von inhomogenitäten nicht magnetischer fremdkörper in humanbiologischem gewebe unter ausnützung von wirbelströmen, 2006.
- [5] A. Köstinger, C. Magele, W. Renhart, M. Bellina, and M. Jaindl. Higher order evolution strategy for identification of hidden conductive 3d objects. 2010.
- [6] NVE. *GMR Sensor Catalog*. NVE Corporation.
- [7] Institute for fundamentals Program tools ELEFANT, Graz and 2000. theory in electrical engineering, University of Technology.
- [8] M. Reinbacher. Detektierung von grenzflächen in humanbiologischem gewebe, 2006.
- [9] W. Renhart. Numerische feldberechnung. 2004.
- [10] W. Renhart, M. Bellina, C. Magele, and A. Köstinger. Hidden metallic object localization by using giant magnetic resistor sensors. 2010.
- [11] E. Sengpiel, Oktober 2010.
- [12] VMSÖ. Strahlenschutzgesetz.